

Untersuchungen zur Auslegung von Linearisierungssystemen mit digitaler Vorverzerrung

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

zur Erlangung des Grades

DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von

Eberhard Gamm

Erlangen 2003

Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 24.06.2002
Tag der Promotion: 08.11.2002

Dekan: Prof. Dr. A. Winnacker
Berichterstatter: Prof. Dr. H. Gerhäuser
Prof. Dr. J. Huber

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	3
1.1	Systemischer Hintergrund	4
2	Stand der Technik	9
2.1	Grundlagen	9
2.1.1	Komplexes Basisband	9
2.1.2	Modulationssignale	12
2.1.3	Kennlinien von Sendeverstärkern	19
2.1.4	Leistung	24
2.1.5	Aussteuerung	25
2.1.6	Nachbarkanalunterdrückung	26
2.1.7	Linearisierungsgewinn	28
2.1.8	Wirkungsgrad	29
2.2	Verfahren zur Linearisierung	30
2.2.1	Kartesischer Regelkreis	30
2.2.2	Vorwärtskompensation	33
2.2.3	Vorverzerrung	34
2.2.4	Weitere Verfahren	37
2.3	Digitale Vorverzerrung	38
2.3.1	Blockschaltbild	38
2.3.2	Sende- und Messzweig	39
2.3.3	Vorverzerrer	41
2.3.4	Adaption	44
2.4	Eigener Beitrag	47
3	Signale und Verstärker	49
3.1	Charakteristische Grössen	50
3.1.1	Mittlere WDF des Betrags	50
3.1.2	Spitzenwertfaktor	51
3.1.3	Parameter der mittleren WDF des Betrags	52
3.2	Modulationsverfahren	55
3.2.1	QPSK	57
3.2.2	$\pi/4$ -DQPSK	57

3.2.3	16-QAM	58
3.2.4	OFDM	58
3.2.5	CDMA	62
3.2.6	Vergleich der Modulationsverfahren	64
3.3	Linearisierbarkeit	67
3.3.1	Modellverstärker	67
3.3.2	Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung	70
3.3.3	Aussteuerungsgewinn	77
3.3.4	Wirkungsgrad	78
3.3.5	Bewertung	80
4	Digitale Vorverzerrung	83
4.1	Blockschaltbild des Linearisierungssystems	84
4.2	Vorverzerrer	85
4.2.1	Wortbreiten	86
4.2.2	Adresskennlinien	86
4.2.3	Komponenten für die Adaption	89
4.3	Sendeweig	90
4.3.1	Frequenzen im Sendeweig	91
4.3.2	Digitaler I/Q-Modulator	91
4.3.3	Sinc-Entzerrer	93
4.3.4	D/A-Umsetzer	94
4.3.5	Spiegelfrequenz-Filter	96
4.3.6	ZF- und HF-Komponenten	96
4.4	Messweig	96
4.4.1	Frequenzen im Messweig	96
4.4.2	ZF- und HF-Komponenten	97
4.4.3	A/D-Umsetzer	97
4.4.4	Digitaler I/Q-Demodulator	98
4.5	Adaption	100
4.5.1	Laufzeitausgleich	101
4.5.2	Modell für die Adaption	112
4.5.3	Adaption durch Identifikation	114
4.5.4	Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle	118
4.5.5	Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie	120
4.5.6	Vergleich der Verfahren	121
4.6	Simulation und Modellbildung	122
4.6.1	Simulator und Simulationsmethode	122
4.6.2	Modulationssignale	122
4.6.3	Blockschaltbild des Simulationsmodells	123
4.6.4	Vorverzerrer	124
4.6.5	Kennlinien	124
4.6.6	Filter	124

4.6.7	Amplituden- und Phasenfehler	124
4.7	Systemsimulation	125
4.7.1	Aussteuerung	127
4.7.2	Vorverzerrer-Tabelle	127
4.7.3	Auflösungen der Umsetzer	130
4.7.4	Bandbreiten der ZF-Filter	130
4.7.5	Frequenzgangfehler	130
4.7.6	Adaptionsverfahren	135
4.7.7	Vergleich mit idealisiertem System	136
4.7.8	Verwendung verschiedener Adress-Kennlinien	137
4.7.9	Adaptionsverhalten	138
5	Messaufbau und Messergebnisse	143
5.1	Aufbau des Demonstrators	143
5.1.1	Ablauf	145
5.1.2	Takt- und Frequenzerzeugung	145
5.1.3	Mischer und ZF-Verstärker	145
5.1.4	Messung der Sendeleistung / Nachbarkanalunterdrückung	145
5.1.5	Steuerung	146
5.1.6	Weitere Komponenten des Demonstrators	146
5.2	Messungen	146
5.2.1	Aussteuerung	147
5.2.2	Vorverzerrer-Tabelle	149
5.2.3	Auflösungen der Umsetzer	149
5.2.4	ZF-Bandbreite	151
5.2.5	Wirkungsgrad	151
5.2.6	Gewinn durch die Linearisierung	153
5.2.7	Bewertung	154
6	Zusammenfassung	157
6.1	Ausblick	158
	Formelzeichen	161
	Literatur	169

Kapitel 1

Einleitung

„Leise rauscht der Äther ...“. Diese Metapher beschreibt sehr treffend die aktuelle Entwicklung im Bereich der drahtlosen Übertragungstechnik, die durch einen Übergang zu Modulationsverfahren mit rauschartigen Sendesignalen gekennzeichnet ist; der digitale Rundfunk DAB und die in Planung befindliche dritte Generation der Mobilkommunikation (UMTS) mit Breitband-Code-Multiplex sind typische Beispiele hierfür. Damit erfährt die Amplitudenmodulation eine Renaissance, nachdem die heute im Betrieb stehenden Rundfunk- und Mobilkommunikationssysteme eine reine Phasenmodulation des hochfrequenten Trägersignals verwenden: FM-Rundfunk und GSM-Mobilkommunikation. Der Vorteil einer reinen Phasenmodulation liegt in der konstanten Einhüllenden des Sendesignals; dadurch wirken sich Nichtlinearitäten im Sender nicht störend aus. Diese Eigenschaft und die daraus resultierende Möglichkeit, Sendeverstärker mit einer konstanten Leistung im Bereich der Sättigungsleistung zu betreiben — hier wird der höchste Wirkungsgrad erreicht —, hat zu einer Ablösung der älteren Systeme mit reiner Amplitudenmodulation durch Systeme mit reiner Phasenmodulation geführt; der Übergang vom AM- zum FM-Rundfunk ist das wichtigste Beispiel hierfür.

Die neuen Systeme mit rauschartigen Modulationssignalen erlauben eine wesentlich effizientere Nutzung der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite — siehe hierzu die Erläuterung des systemischen Hintergrunds im Abschnitt 1.1 —, benötigen aber im Gegenzug lineare Sender. Mit den heute zur Verfügung stehenden Sendeverstärkern kann man die Anforderungen nur durch eine stark reduzierte Aussteuerung erfüllen; der Wirkungsgrad ist entsprechend gering und die Investitionskosten sind hoch. Abhilfe schafft eine Linearisierung des Sendeverstärkers; dadurch kann man die Aussteuerung erhöhen, d.h. mehr Sendeleistung bei gleicher Sättigungsleistung erzielen, und den Wirkungsgrad verbessern. Es wurden mehrere Verfahren zur Linearisierung von Sendeverstärkern entwickelt. Besonders günstige Eigenschaften hat das Verfahren der digitalen Vorverzerrung, das eine verzerrungsfreie Aussteuerung bis zur Sättigungsleistung ermöglicht.

Im folgenden werden die Eigenschaften eines Linearisierungssystems mit digitaler Vorverzerrung näher untersucht; dabei werden erstmals alle für eine dem Stand der Schaltungstechnik entsprechende Realisierung wichtigen Einflussgrößen untersucht. Kapitel 2 führt in die Begriffe ein und beschreibt den Stand der Technik. Im Kapitel 3 werden die Eigenschaften verschiedener Modulationsverfahren untersucht, Kennzahlen zur Bewertung der Linearisierbarkeit eingeführt und die Nachbarkanalstörungen für spezielle Verstärkercharakteristiken ermittelt. Das Linearisierungssystem wird im Kapitel 4 detailliert beschrieben und mit Hilfe einer Systemsimulation im komplexen Basisband hinsichtlich des Einflusses der diversen Störgrößen untersucht. Zur experimentellen Verifikation dient ein Aufbau mit handelsüblichen Messgeräten sowie dedizierten Hard- und Software-Komponenten, der im Kapitel 5 beschrieben wird; zahlreiche Messungen belegen die Ergebnisse der Systemsimulation. Im Kapitel 6 werden die Ergebnisse zusammengefasst und weitere Arbeiten zur Ergänzung und Weiterführung des erreichten Standes vorgeschlagen.

1.1 Systemischer Hintergrund

Die Einführung neuer Übertragungssysteme und die für das Informationszeitalter charakteristische explosionsartige Zunahme der zu übertragenden Datenmenge hat zu einer Verknappung der Sendefrequenzen geführt. Zwar dringt die drahtlose Übertragungstechnik in immer höhere Frequenzbereiche vor, die Bedingungen für eine terrestrische Übertragung werden dabei jedoch immer ungünstiger. Die erforderliche Steigerung der Übertragungskapazität erfordert deshalb in erster Linie den Einsatz spektral effizienter Modulationsverfahren, die bei gegebener Bandbreite eine möglichst hohe Datenübertragungsrate ermöglichen. Als Maß dient die *spektrale Effizienz*

$$\Gamma = \frac{\text{Datenübertragungsrate}}{\text{Bandbreite}}$$

mit der Einheit:

$$[\Gamma] = \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} = 1$$

Übertragungssysteme mit reiner Phasenmodulation sind in dieser Hinsicht nicht optimal und werden deshalb in Zukunft durch komplexere Systeme mit Amplituden- und Phasenmodulation abgelöst werden. Ausgenommen davon sind satellitengestützte Systeme, für die ein grösserer Frequenzbereich zur Verfügung steht; die spektrale Effizienz spielt hier nur eine untergeordnete Rolle. Völlig konträr dazu ist die leitungsgebundene Datenübertragung auf eine kompromisslose Maximierung der spektralen Effizienz angewiesen, um die bestehenden „Kupfer-Netze“ bestmöglich zu nutzen; ein typisches Beispiel sind Sprachband-Modems.

Eine Möglichkeit zur Steigerung der spektralen Effizienz ist die Verwendung mehrstufiger Modulationsverfahren, die in einem Modulationsintervall mehrere

Anwendungsfeld	Kosten für		geeignetes Verfahren
	Bandbreite	Sendeleistung	
Satellitenkommunikation	niedrig	hoch	4-PSK
drahtlose terrestrische Komm.	mittel	mittel	16-QAM
leitungsgebundene Kommunikation	hoch	niedrig	64-QAM

Tabelle 1.1: Einige Anwendungsfelder und geeignete Modulationsverfahren

Bit übertragen; ein typisches Beispiel ist 16-QAM mit $2^4 = 16$ Trägerzuständen, d.h. vier Bit pro Modulationsintervall. Die Steigerung der spektralen Effizienz auf diesem Wege erfordert jedoch eine höhere Sendeleistung, um bei gleichbleibenden Übertragungsbedingungen eine entsprechende Übertragungsqualität zu erreichen. Als Maß dient die *Leistungseffizienz* des Modulationsverfahrens; dabei wird die Bitfehlerrate p im Empfänger, die als Maß für die Übertragungsqualität dient, in Abhängigkeit von der Energie E_b pro empfangenem Bit, bezogen auf die einseitige thermische Rauschleistungsdichte N_0 , angegeben ¹:

$$p = f(E_b/N_0)$$

Maximale Leistungseffizienz ist gleichbedeutend mit einem minimalen Wert für E_b/N_0 , d.h. einem minimalen erforderlichen Rauschabstand am Eingang des Empfängers bzw. minimaler erforderlicher Sendeleistung, bei vorgegebener Bitfehlerrate. Vergleicht man Modulationsverfahren derselben Klasse, z.B. M -stufige QAM (M -QAM) mit verschiedenen Werten für M , stellt man fest, dass die Leistungseffizienz mit zunehmender spektraler Effizienz abnimmt. Damit erweist sich die Forderung nach Leistungseffizienz als konträr zur Forderung nach spektraler Effizienz. In der Praxis muss man die Kosten für die Resource „Spektrum“ — Übertragungsbandbreite ist schon seit langem kommerzialisiert — gegen die Kosten für eine höhere Sendeleistung abwägen; ein dritter Kostenfaktor ist die Komplexität des Modulationsverfahrens.

Zu Vergleichszwecken werden die verschiedenen Modulationsverfahren für eine vorgegebene Bitfehlerrate — z.B. $p = 10^{-5}$ — in der Effizienz-Ebene dargestellt, die in x-Richtung den erforderlichen Rauschabstand E_b/N_0 und in y-Richtung die spektrale Effizienz Γ wiedergibt; zusätzlich wird die theoretische Grenzkurve angegeben, die aus der Shannon'schen Formel für die Kanalkapazität folgt [25]. Abbildung 1.1 zeigt die Effizienz-Ebene mit einigen typischen Modulationsverfahren in Reinform, d.h. ohne die in der Praxis erforderliche Rolloff-Filterung und ohne mögliche Verbesserungen durch zusätzliche Codierung, sowie die Shannon-Grenze. Daraus ergeben sich in Verbindung mit den Ausführungen der vorangegangenen Abschnitte die in Tabelle 1.1 beispielhaft gezeigten Präferenzen.

¹Zur näheren Erläuterung dieser Größen siehe [44],[25].

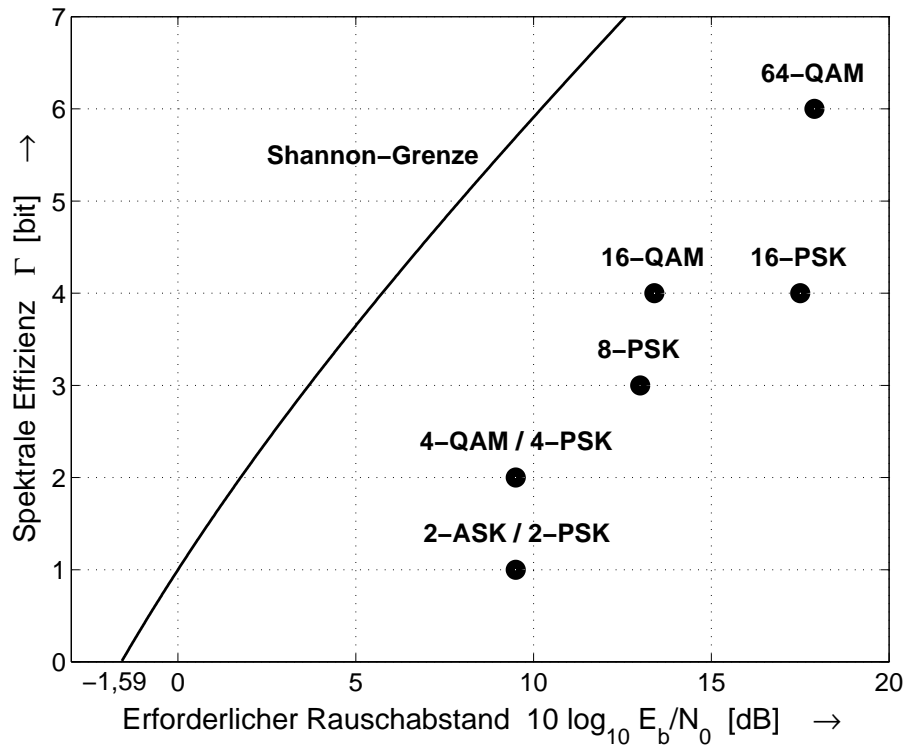


Abb. 1.1: Effizienz-Ebene mit einigen typischen Modulationsverfahren (Bitfehlerrate $p = 10^{-5}$) und der Shannon-Grenze (nach [25])

Die in der Literatur angegebenen Werte für die Leistungseffizienz (z.B. in [22], [25]) sind jedoch mit Vorsicht zu handhaben, da sie nur die Beeinträchtigung durch additives weisses Rauschen berücksichtigen. Die Beeinträchtigung durch die Nichtlinearität realer Sendeverstärker, die sich bei allen Modulationsverfahren mit nichtkonstanter Einhüllender bemerkbar macht, ist nicht enthalten. Die Nichtlinearität bewirkt zwei Arten von Störungen:

- Störungen im Nutzkanal: sie stören den Detektionsprozess im Empfänger und führen zu einer Erhöhung der Bitfehlerrate bei gleichem Geräuschabstand, d.h. die Leistungseffizienz nimmt ab.
- Störungen in den Nachbarkanälen: sie stören die Übertragung in den Nachbarkanälen und können deren Nutzsignal in ungünstigen Fällen vollständig verdecken.

Abbildung 1.2 veranschaulicht die Auswirkungen der Nichtlinearität und die Möglichkeiten zur Abhilfe.

Störungen im Nutzkanal sind weniger kritisch, da man die höhere Bitfehlerrate mit vertretbarem Aufwand durch eine zusätzliche Codierung kompensieren kann. Da viele neuere Systeme ohnehin eine Faltungscodierung (*convolutional coding*)

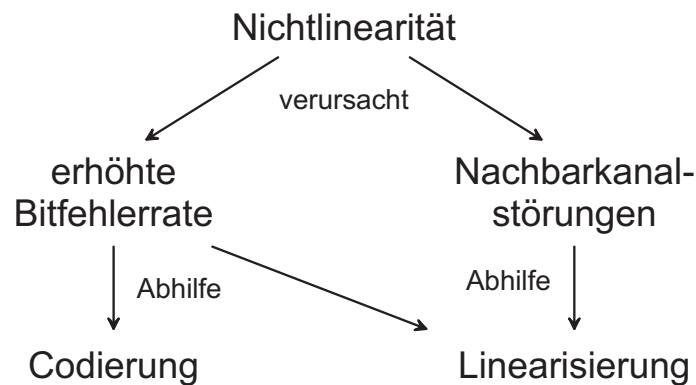


Abb. 1.2: Auswirkungen der Nichtlinearität und Möglichkeiten zur Abhilfe

verwenden, kann man die Verluste durch eine grössere Einflusslänge (*constraint length*) ausgleichen. Bei QAM-Verfahren kann man alternativ eine Datenvorverzerrung durchführen, die die Verzerrung des Konstellationsdiagramms durch die Nichtlinearität des Sendeverstärkers kompensiert und dadurch die Bitfehlerrate reduziert [31],[32].

Die Störungen in den Nachbarkanälen können dagegen nur durch eine Reduktion der Sendeleistung oder eine Linearisierung des Sendeverstärkers verringert werden. Ersteres führt zu einer schlechten Ausnutzung des Sendeverstärkers bei deutlich reduziertem Wirkungsgrad: bei Sendeverstärkern für den digitalen Rundfunk DAB liegt der Wirkungsgrad im Bereich von 5...10 % im Vergleich zu 50...60 % bei Sendeverstärkern für GSM-Mobilkommunikation. Ausserdem führt eine Reduktion der Sendeleistung nur bei Verstärkern der Klassen A und AB zu einer deutlichen Reduktion der Nachbarkanalstörungen; dagegen beobachtet man bei Verstärkern der Klassen B und C aufgrund der ausgeprägten Nichtlinearität im Nullpunkt nicht selten eine Zunahme der Störungen. Abhilfe schafft demnach nur eine Linearisierung des Sendeverstärkers; dazu wurden verschiedene Verfahren vorgeschlagen und zum Teil bereits kommerziell realisiert. Besondere Bedeutung hat das Verfahren der digitalen Vorverzerrung, das bezüglich Stabilität, Bandbreite, Adaptierbarkeit und Implementierungsaufwand deutliche Vorteile gegenüber den anderen Verfahren aufweist. Da die Einhüllende des Sendesignals nach Betrag und Phase linearisiert wird — im Gegensatz zur Datenvorverzerrung bei QAM-Systemen, die nur das Konstellationsdiagramm linearisiert [31],[32] —, ist die digitale Vorverzerrung für alle Modulationsverfahren einschliesslich Mehrträger- und Code-Multiplex-Verfahren geeignet.

Durch die Linearisierung werden auch die Störungen im Nutzkanal eliminiert; damit werden für die Leistungseffizienz die unter Annahme linearer Verstärker ermittelten Werte erreicht. Der Wirkungsgrad der Sendeverstärker wird durch die Linearisierung zwar ebenfalls verbessert, dem steht jedoch die Verlustleistung des Linearisierungssystems entgegen, so dass sich eine Verbesserung des System-Wirkungsgrades erst oberhalb einer bestimmten Sendeleistung einstellt. Daraus

folgt, dass die Linearisierung in erster Linie für Rundfunksender mit relativ hoher Sendeleistung ($P_{HF} > 100 \text{ W}$) und erst in zweiter Linie für Basisstationen in der Mobilkommunikation ($P_{HF} = 20 \dots 50 \text{ W}$) geeignet ist; ein Einsatz in mobilen Endgeräten ($P_{HF} < 2 \text{ W}$) ist zur Zeit praktisch ausgeschlossen. Die fortschreitende Integration wird jedoch eine Erweiterung des Anwendungsfeldes in Richtung kleinerer Sendeleistungen ermöglichen.

Kapitel 2

Stand der Technik

In diesem Kapitel werden die bekannten Verfahren zur Linearisierung von Senderverstärkern beschrieben, soweit es sich um Verfahren zur Linearisierung der Einhüllenden handelt. Diese Verfahren sind analog oder quasi-analog in dem Sinne, dass die kontinuierlichen Modulationssignale oder ihre mit ausreichend hoher Abtastrate abgetasteten zeitdiskreten Repräsentanten verarbeitet werden; sie eignen sich deshalb für beliebige Modulationssignale. Außerdem kann man nur mit diesen Verfahren die Nachbarkanalstörungen wirksam unterdrücken. Im Gegensatz dazu stehen Verfahren wie die Datenvorverzerrung, die auf die Symbole im Modulator einwirken und deshalb nur für bestimmte Modulationsverfahren geeignet sind; sie werden im Abschnitt 2.2.4 nur kurz vorgestellt.

Im folgenden Abschnitt über die Grundlagen werden die Größen und Zusammenhänge vorgestellt, die im Zusammenhang mit der Linearisierung von Senderverstärkern von Bedeutung sind. Anschliessend werden die grundlegenden Verfahren zur Linearisierung erläutert. Nach einer Beschreibung des Verfahrens der digitalen Vorverzerrung wird der Beitrag der vorliegenden Arbeit erläutert.

2.1 Grundlagen

2.1.1 Komplexes Basisband

Ein trägerfrequentes Signal wird üblicherweise in das (*äquivalente*) *komplexe Basisband* (*equivalent complex baseband*, *ECB*) transformiert; dadurch erhält man eine einfache, von der Trägerfrequenz unabhängige Darstellung. Das resultierende *äquivalente komplexe Basisbandsignal* wird im folgenden kurz *Basisbandsignal* genannt. Mit dem trägerfrequenten Signal $x_{HF}(t)$ und dem Basisbandsignal $\underline{x}(t)$ erhält man im Zeitbereich das Transformationspaar

$$\underline{x}(t) = (x_{HF}(t) + j\mathcal{H}\{x_{HF}(t)\}) e^{-j\omega_0 t} \quad (2.1)$$

$$x_{HF}(t) = \operatorname{Re}\{\underline{x}(t) e^{j\omega_0 t}\} = \operatorname{Re}\{\underline{x}(t)\} \cos \omega_0 t - \operatorname{Im}\{\underline{x}(t)\} \sin \omega_0 t \quad (2.2)$$

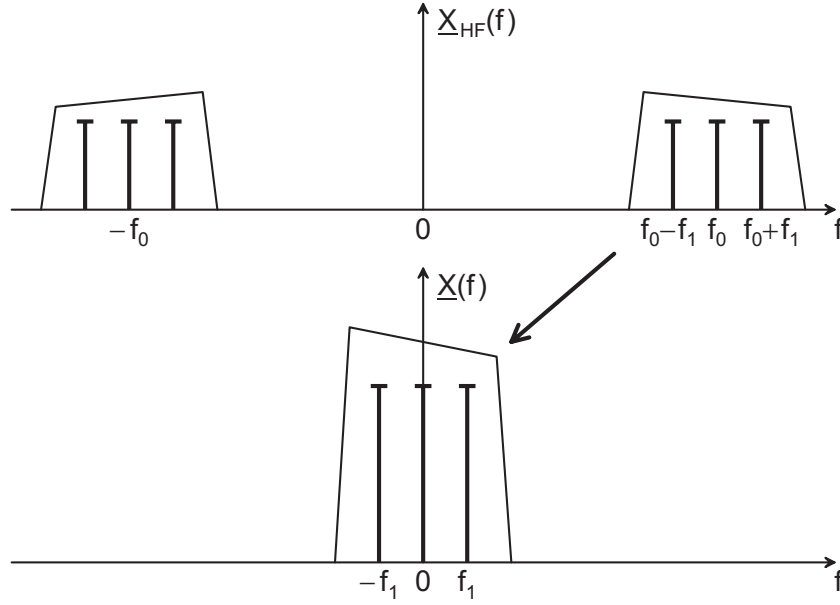


Abb. 2.1: Spektrum des trägerfrequenten Signals $x_{HF}(t)$ und des zugehörigen Basisbandsignals $\underline{x}(t)$. Das Linienspektrum bezieht sich auf das Beispiel im Text.

mit der Trägerfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ und der Hilbert-Transformierten¹:

$$\mathcal{H}\{x_{HF}(t)\} = x_{HF}(t) * \frac{1}{\pi t} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x_{HF}(\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau \quad (2.3)$$

Durch Fourier-Transformation erhält man das zugehörige Transformationspaar im Frequenzbereich:

$$\underline{X}(f) = \underline{X}_{HF}(f + f_0) [1 + \text{sign}(f + f_0)] \quad (2.4)$$

$$\underline{X}_{HF}(f) = \frac{1}{2} [\underline{X}(f - f_0) + \underline{X}^*(-f - f_0)] \quad (2.5)$$

Im Frequenzbereich lässt sich die Transformation leicht veranschaulichen. Da das Spektrum des reellen, trägerfrequenten Signals konjugiert-symmetrisch und damit redundant ist — es gilt $\underline{X}_{HF}(-f) = \underline{X}_{HF}^*(f)$ —, wird es durch den Anteil bei positiven Frequenzen vollständig beschrieben; dieser Anteil wird um die Trägerfrequenz f_0 verschoben und mit dem Faktor 2 multipliziert, siehe Abb. 2.1. Das Spektrum des Basisbandsignals ist im allgemeinen nicht konjugiert-symmetrisch; deshalb ist das Basisbandsignal im allgemeinen komplex. Wenn das Spektrum des trägerfrequenten Signals im Bereich positiver Frequenzen konjugiert-symmetrisch zur Trägerfrequenz f_0 ist, d.h. wenn

$$\underline{X}_{HF}(f_0 - f) = \underline{X}_{HF}^*(f_0 + f) \quad \text{für } f < f_0$$

¹Der Operator $*$ bezeichnet die *Faltung*: $x(t) * y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) y(t - \tau) d\tau$.

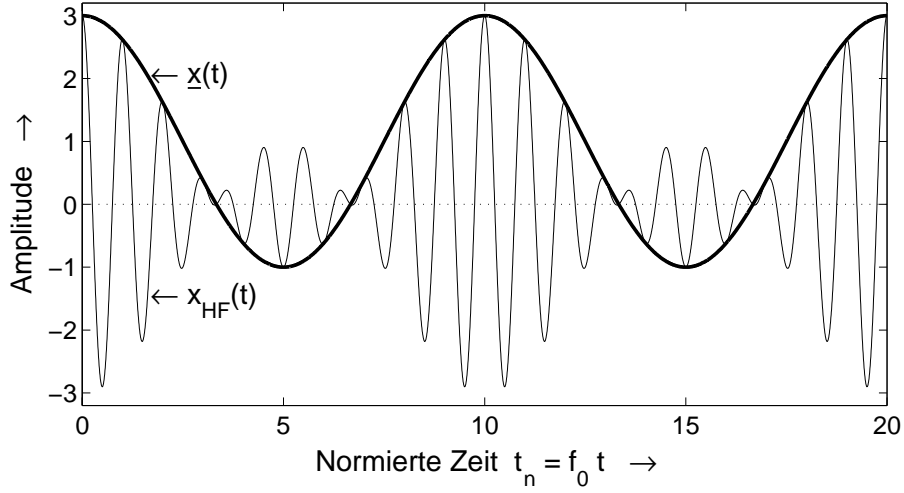


Abb. 2.2: Beispiel: Trägerfrequentes Signal $x_{HF}(t)$ und Basisbandsignal $\underline{x}(t)$

gilt, dann ist das Spektrum des Basisbandsignals ebenfalls konjugiert-symmetrisch: $\underline{X}(-f) = \underline{X}^*(f)$; in diesem Fall ist das Basisbandsignal reell. Abbildung 2.1 zeigt dies am Beispiel des Signals:

$$x_{HF}(t) = \cos \omega_0 t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t + \cos(\omega_0 + \omega_1)t$$

Abbildung 2.2 zeigt das Signal $x_{HF}(t)$ und das zugehörige, in diesem Fall reelle Basisbandsignal

$$\underline{x}(t) = 1 + e^{-j\omega_1 t} + e^{j\omega_1 t} = 1 + 2 \cos \omega_1 t$$

für $\omega_0 = 10 \omega_1$. Zur weiteren Verdeutlichung sind in Tabelle 2.1 einige trägerfrequente Signale und die zugehörigen Basisbandsignale angegeben.

Trägerfrequentes Signal $x_{HF}(t)$	Basisbandsignal $\underline{x}(t)$
$\cos \omega_0 t$	1
$\sin \omega_0 t$	$-j$
$\cos (\omega_0 + \omega_1) t$	$e^{j\omega_1 t}$
$\cos (\omega_0 t + \phi(t))$	$e^{j\phi(t)}$
$\cos (\omega_0 - \omega_1) t + \cos (\omega_0 + \omega_1) t$	$2 \cos \omega_1 t$
$\sum_i \hat{x}_i \cos [(\omega_0 + \omega_i) t + \phi_i]$	$\sum_i \underline{\hat{x}}_i e^{j\omega_i t}$ mit $\underline{\hat{x}}_i = \hat{x}_i e^{j\phi_i}$

Tabelle 2.1: Trägerfrequente Signale und zugehörige Basisbandsignale

2.1.2 Modulationssignale

Unter einem *Modulationssignal* versteht man ein Basisbandsignal, das von einem Modulator in einer für das verwendete Modulationsverfahren typischen Weise erzeugt wird. Da das Basisbandsignal im allgemeinen komplex ist, erzeugt ein realer Modulator zwei reelle Signale: das *Inphase-Signal* $i(t)$ und das *Quadratur-Signal* $q(t)$. Dabei gilt mit Bezug auf das Basisbandsignal $\underline{x}(t)$ folgende Zuordnung:

$$i(t) = \operatorname{Re} \{ \underline{x}(t) \} \quad , \quad q(t) = \operatorname{Im} \{ \underline{x}(t) \} \quad (2.6)$$

Man nennt $i(t)$ und $q(t)$ auch *Inphase-* und *Quadratur-Komponente*.

Ein auf den Modulator folgender *I/Q-Modulator* bildet aus den Komponenten das trägerfrequente Signal $x_{HF}(t)$:

$$\begin{aligned} x_{HF}(t) &= i(t) \cos \omega_0 t - q(t) \sin \omega_0 t \\ &= \operatorname{Re} \{ [i(t) + jq(t)] e^{j\omega_0 t} \} = \operatorname{Re} \{ \underline{x}(t) e^{j\omega_0 t} \} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Damit vermittelt der I/Q-Modulator die im letzten Abschnitt beschriebene Transformation aus dem komplexen Basisband in den Trägerfrequenzbereich, wie ein Vergleich von (2.7) und (2.2) unter Beachtung von (2.6) zeigt. Abbildung 2.3 zeigt die Anordnung aus Modulator und I/Q-Modulator zur Erzeugung des trägerfrequenten Signals $x_{HF}(t)$. Bei der Beschreibung eines Systems im komplexen Basisband wird $x_{HF}(t)$ durch das Basisbandsignal $\underline{x}(t)$ ersetzt; dadurch entfällt der I/Q-Modulator ersatzlos.

Die Bezeichnung *I/Q-Modulator* ist gängig, aber irreführend, da es sich nicht um einen Modulator im nachrichtentechnischen Sinne handelt. Ein Modulator setzt diskrete Symbole einer Quelle in entsprechende Signale um; im Gegensatz dazu setzt ein I/Q-Modulator zwei Signale vom Basisband in den Trägerfrequenzbereich um. Insofern ist die Bezeichnung *I/Q-Mischer* zutreffender. Das Ausgangssignal $x_{HF}(t)$ ist trotz seiner Bezeichnung nicht zwingend mit dem hochfrequenten Sendesignal identisch; häufig erfolgt eine weitere Frequenzumsetzung.

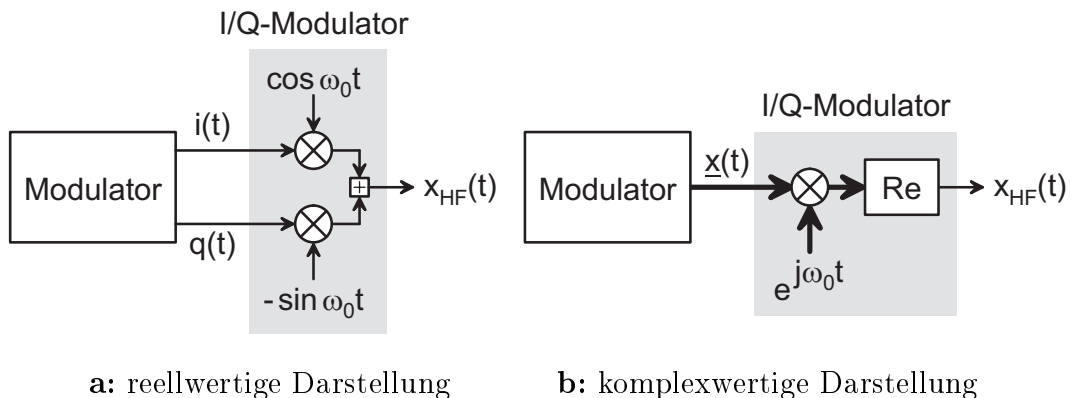


Abb. 2.3: Modulator und I/Q-Modulator zur Erzeugung des trägerfrequenten Signals $x_{HF}(t)$

Das Modulationssignal $\underline{x}(t)$ ist Musterfunktion eines stochastischen Prozesses $\underline{\mathbf{x}}(t)$ und wird mit Hilfe von Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen (WDF) beschrieben, in denen die Eigenschaften des Modulationsverfahrens zum Ausdruck kommen; mit $\underline{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{i}(t) + j \mathbf{q}(t)$ erhält man [43]:

- die WDF 1.Ordnung:

$$p_{iq}(i_1, q_1; t_1) = \lim_{\Delta i_1, \Delta q_1 \rightarrow 0} \frac{\Pr(i_1 \leq \mathbf{i}(t_1) < i_1 + \Delta i_1, q_1 \leq \mathbf{q}(t_1) < q_1 + \Delta q_1)}{\Delta i_1 \Delta q_1}$$

- die WDF 2.Ordnung:

$$p_{iq}(i_1, q_1, i_2, q_2; t_1, t_2) = \lim_{\Delta i_1, \Delta q_1, \Delta i_2, \Delta q_2 \rightarrow 0} \frac{\Pr(i_1 \leq \mathbf{i}(t_1) < i_1 + \Delta i_1, \dots, q_2 \leq \mathbf{q}(t_2) < q_2 + \Delta q_2)}{\Delta i_1 \Delta q_1 \Delta i_2 \Delta q_2}$$

Im Zusammenhang mit der Linearisierung ist in erster Linie die WDF des Betrags von Interesse, da der Betrag ein Maß für die Aussteuerung ist; es gilt:

$$\begin{aligned} p_x(x; t) &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Pr(x \leq |\underline{\mathbf{x}}(t)| < x + \Delta x)}{\Delta x} \\ &= \int_0^{2\pi} p_{iq}(x \cos \varphi, x \sin \varphi; t) x d\varphi \end{aligned} \quad (2.8)$$

Zur Bestimmung der spektralen Eigenschaften wird die Autokorrelationsfunktion (AKF) benötigt [43]:

$$\begin{aligned} \underline{R}_x(t_1, t_2) &= E \{ \underline{\mathbf{x}}(t_1) \underline{\mathbf{x}}^*(t_2) \} \\ &= E \{ [\mathbf{i}(t_1) + j \mathbf{q}(t_1)] [\mathbf{i}(t_2) - j \mathbf{q}(t_2)] \} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [i_1 i_2 + q_1 q_2 + j (i_2 q_1 - i_1 q_2)] \\ &\quad p_{iq}(i_1, q_1, i_2, q_2; t_1, t_2) di_1 dq_1 di_2 dq_2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

Bei digitalen Modulationsverfahren erfolgt die Modulation in einem zeitlichen Raster mit der Symboldauer T_S . Wenn die zu übertragenden Symbole durch einen stationären, zeitdiskreten stochastischen Prozess modelliert werden können, ist der Prozess $\underline{\mathbf{x}}(t)$ zyklstationär, d.h. die WDF des Betrags und die AKF sind periodisch mit einer Periodendauer entsprechend der Symboldauer T_S [43]:

$$\begin{aligned} p_x(x; t) &= p_x(x; t + mT_S) \quad \text{für } m \in \mathcal{Z} \\ \underline{R}_x(t_1, t_2) &= \underline{R}_x(t_1 + mT_S, t_2 + mT_S) \quad \text{für } m \in \mathcal{Z} \end{aligned}$$

Demnach kann man beide Grössen in eine Fourier-Reihe entwickeln. In der Praxis interessiert man sich für die *mittlere WDF des Betrags* und die *mittlere AKF* innerhalb eines Beobachtungszeitraums, dessen Dauer T_B wesentlich grösser ist als die Symboldauer T_S . Diese mittleren Werte entsprechen näherungsweise ² den zeitlichen Erwartungswerten, die durch die Gleichanteile der Fourier-Reihen gegeben sind:

$$\begin{aligned} p_x(x) &= E_t\{p_x(x;t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} p_x(x;t) dt \\ &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} p(x;t) dt \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \underline{R}_x(\tau) &= E_t\{\underline{R}_x(t+\tau, t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \underline{R}_x(t+\tau, t) dt \\ &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{R}_x(t+\tau, t) dt \end{aligned} \quad (2.11)$$

Aus der mittleren AKF erhält man durch Fourier-Transformation das *mittlere Leistungsdichtespektrum* (LDS) des Prozesses (*Wiener-Khintschine Theorem*):

$$S_x(f) = \mathcal{F}\{\underline{R}_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{R}_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.12)$$

Die *mittlere Leistung* des Prozesses kann mit jeder der drei mittleren Grössen bestimmt werden; es gilt:

$$P_x = \int_0^{\infty} x^2 p_x(x) dx = \underline{R}_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f) df \quad (2.13)$$

Man beachte dabei, dass $p_x(x)$ als WDF des *Betrags* nur für $x \geq 0$ definiert ist; deshalb wird bei der Integration die Untergrenze Null verwendet.

Besondere Bedeutung hat die Pulsamplitudenmodulation (PAM); dazu zählen unter anderem die Verfahren M-PSK und M-QAM. Das Modulationssignal besteht in diesem Fall aus einer Summe von Impulsen $g(t)$, die um die Symboldauer T_S gegeneinander verschoben und mit komplexen Symbolen $\underline{s}[k]$ gewichtet sind:

$$\underline{\mathbf{x}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{s}[k] g(t - kT_S) \quad (2.14)$$

Daraus folgt für die AKF:

$$\begin{aligned} \underline{R}_x(t_1, t_2) &= E\{\underline{\mathbf{x}}(t_1) \underline{\mathbf{x}}^*(t_2)\} \\ &= \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} E\{\underline{s}[k_1] \underline{s}^*[k_2]\} g(t_1 - k_1 T_S) g(t_2 - k_2 T_S) \end{aligned}$$

²Für $T_B = nT_S$ mit $n \in \mathcal{N}$ oder $T_B \rightarrow \infty$ sind die Werte exakt.

Wenn der Prozess $\underline{s}[k]$ stationär und mittelwertfrei ist und die Symbole statistisch unabhängig sind, gilt ³:

$$\mathbb{E} \{ \underline{s}[k_1] \underline{s}^*[k_2] \} = \underline{R}_s[k_1 - k_2] = \underline{R}_s[0] \delta_0[k_1 - k_2] = P_s \delta_0[k_1 - k_2]$$

Dabei ist $\underline{R}_s[k]$ die AKF und $P_s = \underline{R}_s[0]$ die Leistung des Prozesses $\underline{s}[k]$. Durch Einsetzen erhält man:

$$\underline{R}_x(t_1, t_2) = \underline{R}_x(t_1 + mT_S, t_2 + mT_S) = P_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t_1 - kT_S) g(t_2 - kT_S)$$

Der Prozess $\underline{x}(t)$ ist demnach im allgemeinen zyklstationär. Für die mittlere AKF erhält man:

$$\begin{aligned} \underline{R}_x(\tau) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{R}_x(t + \tau, t) dt \\ &= \frac{P_s}{T_S} \int_0^{T_S} \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t + \tau - kT_S) g(t - kT_S) dt \\ &= \frac{P_s}{T_S} \int_{-\infty}^{\infty} g(t + \tau) g(t) dt = \frac{P_s}{T_S} \underline{R}_g(\tau) \end{aligned}$$

Dabei ergänzen sich die Integration über die Symboldauer T_S und die Summe zu einer Integration über die gesamte Zeitachse. Man erkennt, dass die mittlere AKF $\underline{R}_x(\tau)$ bis auf einen konstanten Faktor der AKF $\underline{R}_g(\tau)$ des Impulses $g(t)$ entspricht; daraus folgt für das mittlere LDS mit $G(f) = \mathcal{F} \{ g(t) \}$:

$$S_x(f) = \mathcal{F} \{ \underline{R}_x(\tau) \} = \frac{P_s}{T_S} \mathcal{F} \{ \underline{R}_g(\tau) \} = \frac{P_s}{T_S} |G(f)|^2$$

Demnach ist das mittlere LDS eines PAM-Signals proportional zur Energiedichte $|G(f)|^2$ des Impulses $g(t)$. In der Praxis werden *Cosinus-Rolloff-Impulse* mit

$$|G(f)|^2 = \begin{cases} 1 & \text{für } |f| < \frac{1-r}{2T_S} \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left(\frac{\pi T_S}{r} \left(|f| - \frac{1}{2T_S} \right) \right) \right] & \text{für } \frac{1-r}{2T_S} < |f| < \frac{1+r}{2T_S} \\ 0 & \text{für } |f| > \frac{1+r}{2T_S} \end{cases}$$

eingesetzt. Mit dem Rolloff-Faktor $r \in [0, 1]$ wird die Bandbreite eingestellt. Abbildung 2.4 zeigt die Energiedichte und den Zeitverlauf der Impulse. Die zweiseitige Bandbreite

$$B = \frac{1+r}{T_S}$$

³Es gilt: $\delta_0[k] = \begin{cases} 1 & \text{für } k = 0 \\ 0 & \text{für } k \neq 0 \end{cases}$

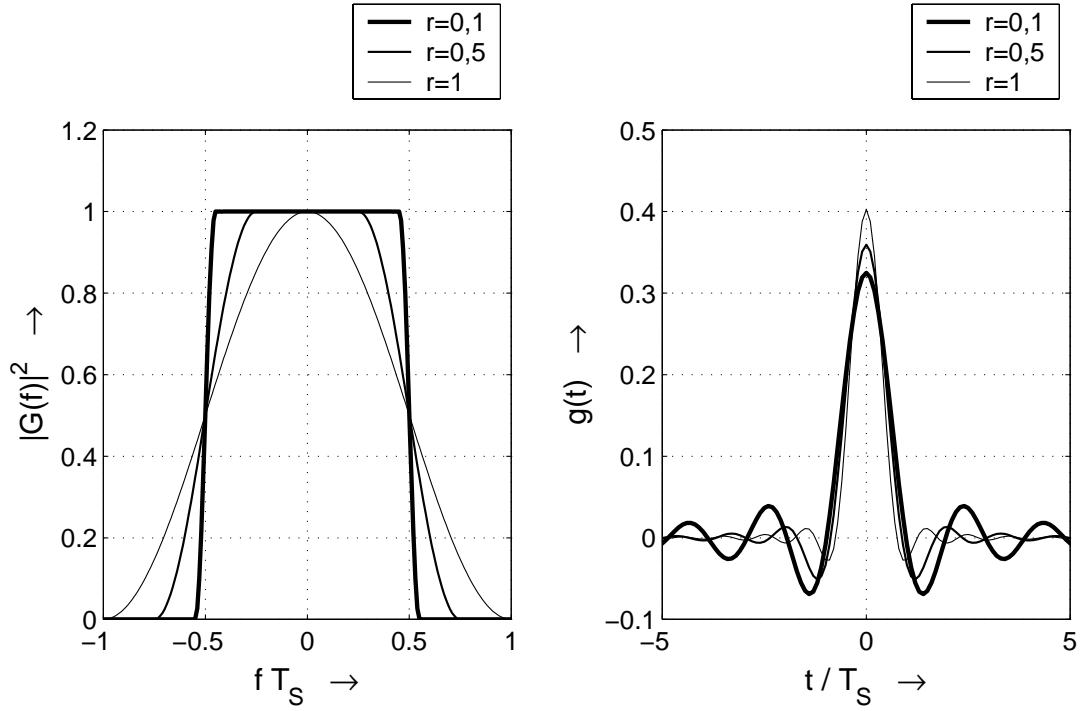


Abb. 2.4: Energiedichte $|G(f)|^2$ und Zeitverlauf $g(t) = \mathcal{F}^{-1}\{G(f)\}$ von Cosinus-Rolloff-Impulsen in Abhängigkeit vom Rolloff-Faktor r

wird für $r \rightarrow 0$ minimal; dagegen wird die Öffnung des Augendiagramms (*eye pattern*) [44] für $r \rightarrow 1$ maximal. Letzteres begünstigt die Detektion der Symbole im Empfänger. In der Praxis muss man einen Kompromiss zwischen benötigter Bandbreite und Detektions- bzw. Synchronisationsaufwand im Empfänger eingehen; typische Werte liegen im Bereich $r = 0,2 \dots 0,5$. Die mittlere WDF $p_x(x)$ eines PAM-Signals hängt ebenfalls vom Rolloff-Faktor ab; sie kann jedoch — im Gegensatz zur AKF und zum LDS — nicht geschlossen angegeben werden.

Zur Berechnung der mittleren Grössen, die nicht geschlossen angegeben werden können, nimmt man an, dass der Prozess $\underline{x}(t)$ *im Mittel ergodisch* ist; dann kann man alle mittleren Grössen durch zeitliche Mittelung aus einer Musterfunktion $\underline{x}(t)$ des Prozesses berechnen. Für die mittlere WDF des Betrags gilt in diesem Fall

$$\begin{aligned}
 p_x(x) &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Pr_t(x \leq |\underline{x}(t)| \leq x + \Delta x)}{\Delta x} \\
 &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta x} \mathbb{E}_t \left\{ \text{rect} \left(\frac{|\underline{x}(t)| - x}{\Delta x} - \frac{1}{2} \right) \right\} \\
 &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0, T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta x T} \int_{-T/2}^{T/2} \text{rect} \left(\frac{|\underline{x}(t)| - x}{\Delta x} - \frac{1}{2} \right) dt
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

mit der Rechteckfunktion:

$$\text{rect}(a) = \begin{cases} 1 & \text{für } |a| < 1/2 \\ 1/2 & \text{für } |a| = 1/2 \\ 0 & \text{für } |a| > 1/2 \end{cases}$$

Für die mittlere AKF erhält man:

$$\underline{R}_x(\tau) = E_t\{\underline{x}(t+\tau)\underline{x}^*(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \underline{x}(t+\tau)\underline{x}^*(t) dt \quad (2.16)$$

Daraus folgt mit (2.12) das mittlere LDS und mit (2.13) die mittlere Leistung.

Auf dieselbe Weise erhält man die *mittlere Kreuzkorrelationsfunktion* (KKF) zwischen zwei zyklstationären, im Mittel ergodischen stochastischen Prozessen $\underline{x}(t)$ und $\underline{y}(t)$; mit

$$\underline{R}_{yx}(t_1, t_2) = E\{\underline{y}(t_1)\underline{x}^*(t_2)\}$$

und

$$\underline{R}_{yx}(\tau) = E_t\{\underline{R}_{yx}(t+\tau, t)\}$$

folgt mit den Musterfunktionen $\underline{x}(t)$ und $\underline{y}(t)$:

$$\underline{R}_{yx}(\tau) = E_t\{\underline{y}(t+\tau)\underline{x}^*(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \underline{y}(t+\tau)\underline{x}^*(t) dt \quad (2.17)$$

Wenn die Musterfunktion $\underline{y}(t)$ durch zeitliche Verschiebung und Skalierung mit einem konstanten Faktor aus der Musterfunktion $\underline{x}(t)$ hervorgeht, d.h. wenn

$$\underline{y}(t) = \underline{h} \underline{x}(t - T_D) \quad (2.18)$$

gilt, kann man die Verschiebung T_D mit Hilfe der mittleren KKF ermitteln. In diesem Fall gilt:

$$\underline{R}_{yx}(\tau) = E_t\{\underline{y}(t+\tau)\underline{x}^*(t)\} = \underline{h} E_t\{\underline{x}(t+\tau - T_D)\underline{x}^*(t)\} = \underline{h} \underline{R}_x(\tau - T_D)$$

Die mittlere AKF $\underline{R}_x(\tau)$ wird für $\tau = 0$ maximal; entsprechend wird der Betrag der mittleren KKF für $\tau = T_D$ maximal:

$$\max\{|\underline{R}_{yx}(\tau)|\} = |\underline{R}_{yx}(T_D)| = |\underline{h}| \underline{R}_x(0) \stackrel{(2.13)}{=} |\underline{h}| P_x \quad (2.19)$$

Aus der mittleren WDF $p_x(x)$ des Betrags entnimmt man den *Spitzenwert* x_{max} , oberhalb dem die WDF zu Null wird:

$$p_x(x_{max}) \neq 0 \quad \text{und} \quad p_x(x) = 0 \quad \text{für } x > x_{max} \quad (2.20)$$

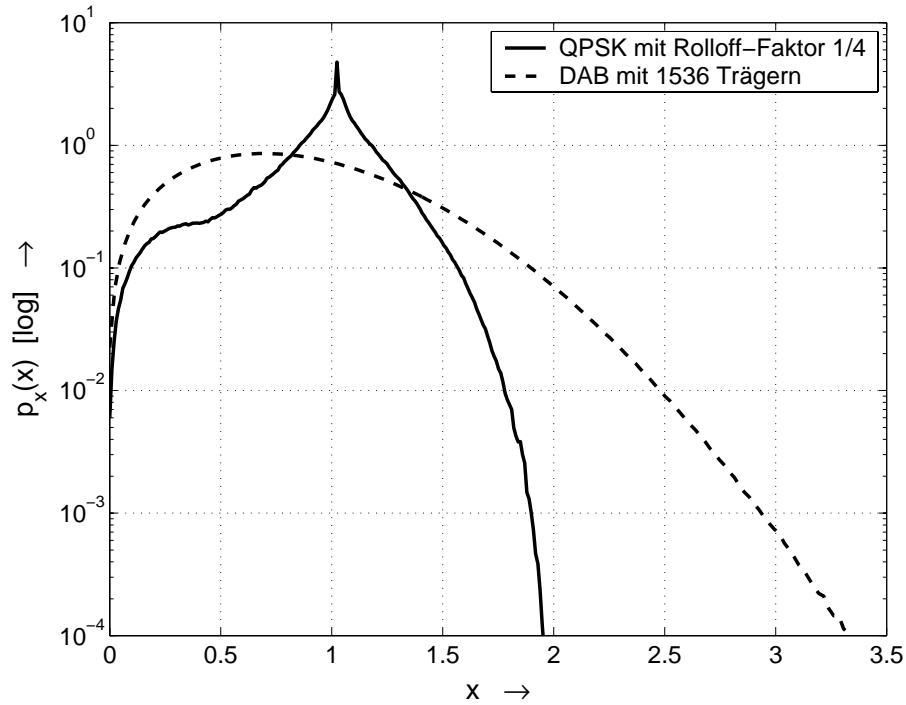


Abb. 2.5: Mittlere Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) des Betrags für ein QPSK- und ein DAB-Signal mit der Leistung $P_x = 1$

Daraus folgt der *Spitzenwertfaktor* (*Crest-Faktor*, *peak-to-average ratio*, *PAR*) des Modulationssignals:

$$C_x = \frac{x_{\max}}{\sqrt{P_x}} = \frac{x_{\max}}{x_{\text{eff}}} \quad , \quad C_{x,dB} = 20 \log_{10} C_x \quad (2.21)$$

Dabei ist P_x die durch (2.13) gegebene Leistung und

$$x_{\text{eff}} = \sqrt{P_x} \quad (2.22)$$

der *Effektivwert* des Modulationssignals. Abbildung 2.5 zeigt beispielhaft die mittlere WDF für ein QPSK-Signal mit einem Rolloff-Faktor von 1/4 und für ein Mehrträgersignal des digitalen Runfunks DAB mit 1536 Trägern.

Die Ermittlung des Spitzenwerts und des Spitzenwertfaktors ist bei rauschar-tigen Modulationssignalen problematisch, da in diesem Fall sehr hohe Spitzenwerte auftreten können, deren Wahrscheinlichkeit jedoch extrem gering ist. Ein typisches Beispiel ist das DAB-Signal in Abb. 2.5: der theoretische Spitzenwertfaktor entspricht der Wurzel aus der Anzahl der Träger, d.h. $C_x = \sqrt{1536} \approx 39$ ($C_{x,dB} \approx 32$ dB); praktisch beobachtet man $C_x \approx 3$ ($C_{x,dB} \approx 10$ dB). Im Gegensatz dazu erhält man für das QPSK-Signal mit $C_x \approx 1,9$ ($C_{x,dB} \approx 5,6$ dB) eine eindeutige Grenze.

Im Zusammenhang mit der I/Q-Modulation und dem Spitzenwertfaktor der Signale sind zwei wichtige Zusammenhänge zu beachten, um Fehlinterpretationen und Missverständnisse zu vermeiden:

- Die Leistung des trägerfrequenten Signals x_{HF} ist nur halb so gross wie die Leistung P_x des Basisbandsignals \underline{x} . Diese Eigenschaft ist eine Folge der Definition (2.7) für den I/Q-Modulator. In der Literatur wird deshalb gelegentlich ein zusätzlicher Faktor $\sqrt{2}$ eingeführt, um gleiche Leistungen zu erhalten (z.B. in [25]). Darauf wird hier verzichtet, da die Gleichheit der Leistungen keinen praktischen Vorteil bietet.
- Der Spitzenwertfaktor des trägerfrequenten Signals x_{HF} ist um den Faktor $\sqrt{2}$ bzw. um 3 dB höher als der Spitzenwertfaktor C_x des Basisbandsignals \underline{x} . Diese Eigenschaft ist grundlegend und kann demzufolge auch nicht durch einen Korrekturfaktor ausgeglichen werden. Sie manifestiert sich in Tabelle 2.1 auf Seite 11 darin, dass man für die Eintonsignale $\cos \omega_0 t$ und $\sin \omega_0 t$ mit einem Spitzenwertfaktor $\sqrt{2}$ die konstanten Basisbandsignale 1 und $-j$ mit $C_x = 1$ erhält. Im folgenden bezieht sich der Spitzenwertfaktor immer auf das Basisbandsignal.

2.1.3 Kennlinien von Sendeverstärkern

Für die Betrachtung nachrichtentechnischer Systeme im Basisband unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten wird ein Basisband-Modell für nichtlineare Baugruppen im allgemeinen und den Sendeverstärker im speziellen benötigt. Dabei geht man davon aus, dass eine statische Modellierung mit Hilfe einer nichtlinearen Kennlinie ausreichend ist. Diese Annahme ist immer dann gerechtfertigt, wenn die Kanalbandbreite klein im Vergleich zur Trägerfrequenz ist und die frequenzabhängigen Anpassglieder in den Hochfrequenz-Baugruppen ausreichend breitbandig sind. Der Frequenzgang des Senders wird in diesem Fall nur durch die Filter in den Basisband- und Zwischenfrequenz-Baugruppen bestimmt.

Abbildung 2.6 zeigt die trägerfrequente und die Basisband-Darstellung eines Sendeverstärkers zusammen mit den Betragsspektren der Signale für den Fall einer Zweiton-Erregung. Am Ausgang des nichtlinearen Verstärkers erhält man neben den Anteilen im Bereich der Trägerfrequenz f_{HF} , die sich aus dem verstärkten Eingangssignal und den Verzerrungen im Trägerbereich — den sogenannten *Intermodulationsverzerrungen* — zusammensetzen, weitere Verzerrungen im Basisband und im Bereich der Oberwellen der Trägerfrequenz; letztere werden durch einen Bandpass am Ausgang des Verstärkers unterdrückt. Die Bandbreite des Bandpasses ist wesentlich grösser als die Kanalbandbreite, so dass der Trägerbereich ohne (Frequenzgang-) Verzerrungen übertragen wird. Das Basisband-Modell beschreibt den Verstärker *einschliesslich* Bandpass und modelliert demnach nur die Verzerrungen im Trägerbereich; Rückschlüsse auf die Verzerrungen im Basisband oder im Bereich der Oberwellen der Trägerfrequenz sind nicht möglich.

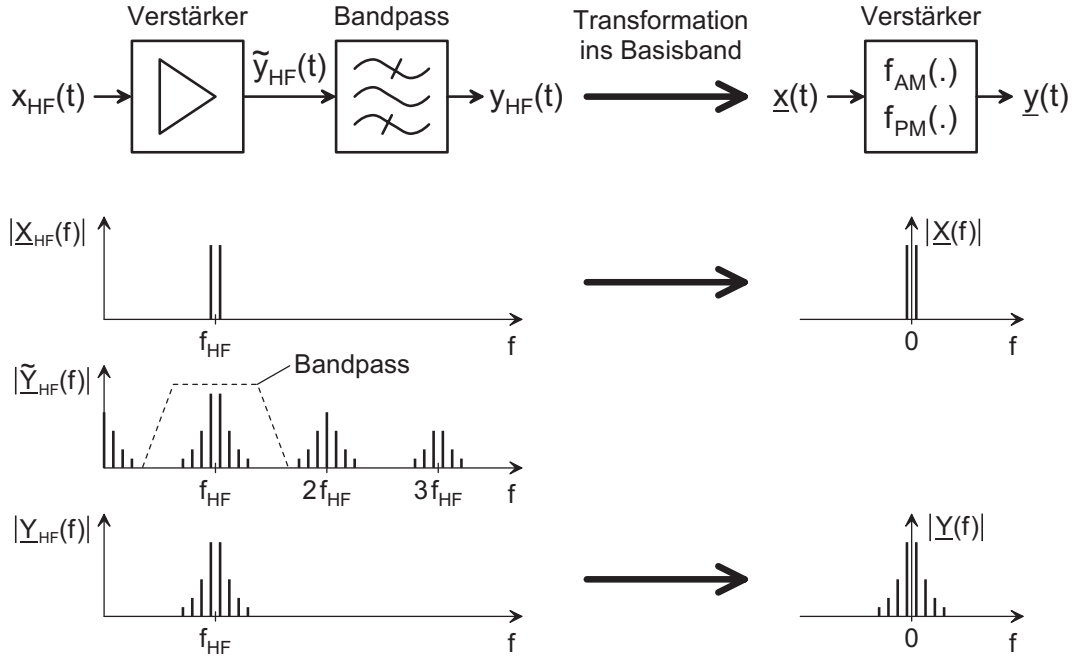


Abb. 2.6: Trägerfrequente und Basisband-Darstellung eines Sendeverstärkers mit den Betragsspektren der Signale bei Zweiton-Erregung

Das Verhalten im Basisband wird durch die *AM/AM-Kennlinie* f_{AM} und die *AM/PM-Kennlinie* f_{PM} beschrieben; sie werden in folgenden kurz *Kennlinien* genannt und geben den Betrag und die Phase der komplexen Kennlinie \underline{f} wieder:

$$\underline{y} = \underline{f}(\underline{x}) = f_{\text{AM}}(|\underline{x}|) e^{j(f_{\text{PM}}(|\underline{x}|) + \arg\{\underline{x}\})} = \sum_{m=0}^{\infty} \underline{c}_{2m+1} |\underline{x}|^{2m} \underline{x} \quad (2.23)$$

Die Potenzreihe zur Beschreibung der Kennlinie beinhaltet nur ungerade Potenzen der Form $|\underline{x}|^{2m} \underline{x} = \underline{x}^{m+1} (\underline{x}^*)^m$, da nur diese Potenzen Intermodulationsverzerrungen im Trägerbereich verursachen [55].

Die Kennlinien werden üblicherweise in Abhängigkeit von der trägerfrequenten Eingangsleistung P_e eines Eintonsignals dargestellt. Da die trägerfrequente Eingangsleistung nur halb so gross ist wie die Leistung P_x des zugehörigen Eintons-Basisbandsignals $\underline{x}(t) = x_0$, erhält man den Zusammenhang:

$$P_e = \frac{1}{2} P_x = \frac{1}{2} x_0^2 \Rightarrow x_0 = \sqrt{2P_e} \quad (2.24)$$

Daraus folgt für die trägerfrequente Ausgangsleistung

$$P_a = \frac{1}{2} P_y = \frac{1}{2} |\underline{y}_0|^2 = \frac{1}{2} |\underline{f}(x_0)|^2 = \frac{1}{2} f_{\text{AM}}^2(x_0) = \frac{1}{2} f_{\text{AM}}^2(\sqrt{2P_e}) \quad (2.25)$$

und für die Phase:

$$\phi = \arg\{\underline{f}(x_0)\} = f_{\text{PM}}(x_0) = f_{\text{PM}}(\sqrt{2P_e}) \quad (2.26)$$

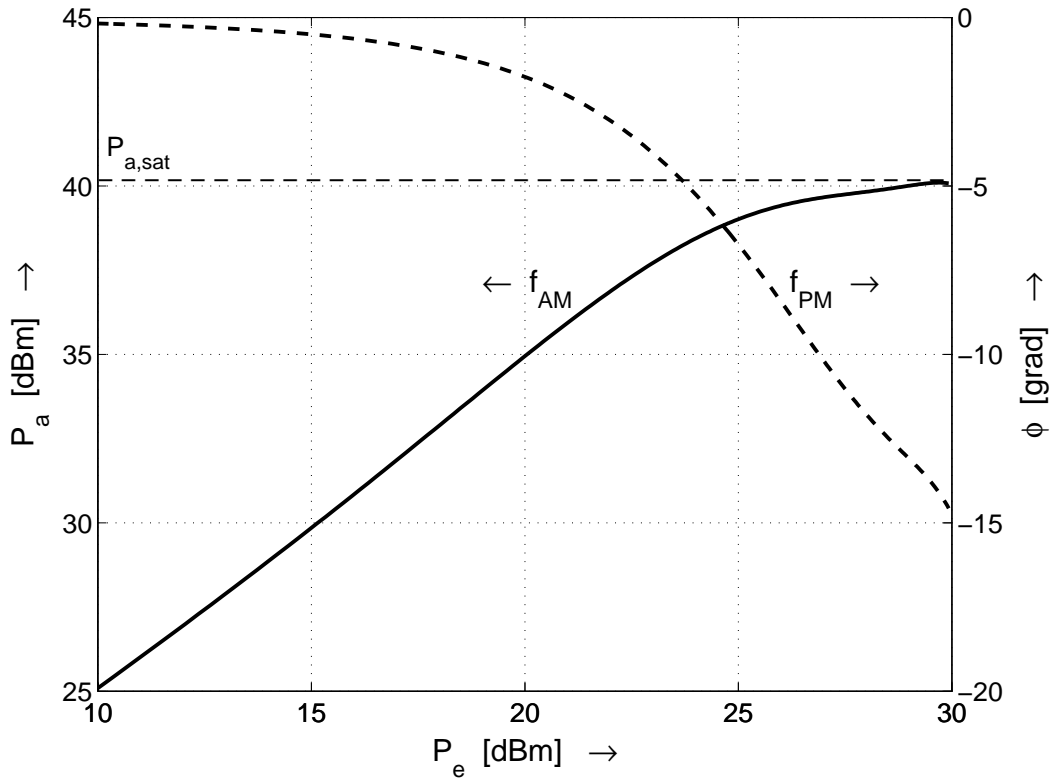


Abb. 2.7: AM/AM- und AM/PM-Kennlinie eines typischen Sendeverstärkers

Die Leistungen P_e und P_a werden üblicherweise in dBm angegeben; bei Spannungssignalen gilt $[P_e] = [P_a] = V^2$ und ⁴:

$$P_e [\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P_e [\text{V}^2]}{0,05 \text{ V}^2} \quad , \quad P_a [\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P_a [\text{V}^2]}{0,05 \text{ V}^2}$$

Abbildung 2.7 zeigt die Kennlinien eines typischen Halbleiter-Sendeverstärkers in der üblichen Darstellung. Die maximal mögliche trägerfrequente Ausgangsleistung wird *Sättigungsleistung* $P_{a,\text{sat}}$ genannt und ist durch das Maximum der AM/AM-Kennlinie gegeben; in Abb. 2.7 gilt $P_{a,\text{sat}} \approx 40 \text{ dBm}$.

Die Beschreibung der Kennlinien durch eine Potenzreihe mit komplexen Koeffizienten c_m gemäss (2.23) ist in der Praxis nur in einem eingeschränkten Bereich möglich. Bei Klasse-A- und Klasse-AB-Sendeverstärkern mit ausreichend hohem Ruhestrom eignet sich die Potenzreihe sehr gut zur Beschreibung der Kennlinien über den ganzen Leistungsbereich bis zur Sättigungsleistung. Im Gegensatz dazu weisen die Kennlinien von Klasse-C-, Klasse-B- und Klasse-AB-Sendeverstärkern mit sehr kleinem Ruhestrom ausgeprägte Nichtlinearitäten bei kleinen Leistungen auf, an die sich ein nahezu linearer Bereich bei mittleren Leistungen anschliesst;

⁴Die Umrechnung wird im Abschnitt 2.1.4 näher beschrieben.

in diesen Fällen ist die Potenzreihe ungeeignet und muss durch eine tabellarische Beschreibung ersetzt werden.

Aus den Kennlinien in (2.23) erhält man die *Verstärkungskennlinie*:

$$\underline{v}(|\underline{x}|) = \frac{\underline{y}}{\underline{x}} = \frac{\underline{f}(\underline{x})}{\underline{x}} = \frac{f_{AM}(|\underline{x}|)}{|\underline{x}|} e^{jf_{PM}(|\underline{x}|)} = \sum_{m=0}^{\infty} \underline{c}_{2m+1} |\underline{x}|^{2m} \quad (2.27)$$

Sie gibt die Verstärkung für ein Eintonsignal in Abhängigkeit vom Betrag des Basisbandsignals am Eingang an:

$$\underline{x}(t) = \underline{x}_0 e^{j\omega_0 t} \Rightarrow \underline{y}(t) = \underline{v}(|\underline{x}_0|) \underline{x}(t) = \underline{v}(|\underline{x}_0|) \underline{x}_0 e^{j\omega_0 t}$$

Die Verstärkungskennlinie wird jedoch auch für allgemeine Basisbandsignale verwendet, indem man den Begriff der (zeitinvarianten) *Verstärkung* auf die zeitvariante *Momentan-Verstärkung*

$$\underline{v}(|\underline{x}(t)|) = \frac{\underline{y}(t)}{\underline{x}(t)}$$

ausdehnt; dadurch wird die Verstärkungskennlinie zur äquivalenten Beschreibung für die komplexe Kennlinie \underline{f} :

$$\underline{y}(t) = \underline{f}(\underline{x}(t)) = \underline{v}(|\underline{x}(t)|) \underline{x}(t) \quad (2.28)$$

Man erkennt, dass alle Basisbandsignale mit konstantem Betrag — dazu gehören neben Eintonsignalen auch Signale mit kontinuierlicher Phasenmodulation (*continuous phase modulation, CPM*) — mit einem konstanten Wert multipliziert und damit unverzerrt übertragen werden.

Die Verstärkungskennlinie wird üblicherweise in Abhängigkeit von der trägerfrequenten Eingangsleistung P_e eines Einton-Basisbandsignals $\underline{x}(t) = x_0$ dargestellt. Da die Phase der Verstärkungskennlinie der Phase der AM/PM-Kennlinie entspricht, wird hier nur der Betrag der Verstärkungskennlinie dargestellt:

$$v = |\underline{v}(x_0)| \stackrel{(2.24)}{=} \left| \underline{v}(\sqrt{2P_e}) \right| \stackrel{(2.27)}{=} \frac{f_{AM}(\sqrt{2P_e})}{\sqrt{2P_e}} \stackrel{(2.25)}{=} \sqrt{\frac{P_a}{P_e}} \quad (2.29)$$

Abbildung 2.8 zeigt den Betrag der Verstärkungskennlinie für den Verstärker aus Abb. 2.7.

Aus der Verstärkungskennlinie erhält man die *Kleinsignalverstärkung*

$$\underline{v}_0 = \underline{v}(0) = \lim_{|\underline{x}| \rightarrow 0} \frac{f_{AM}(|\underline{x}|)}{|\underline{x}|} e^{jf_{PM}(0)} = \underline{c}_1 \quad (2.30)$$

und den *maximalen Betrag der Verstärkung*:

$$v_{max} = \max \{ |\underline{v}(|\underline{x}|)| \} \quad , \quad v_{max,dB} = 20 \log_{10} v_{max} \quad (2.31)$$

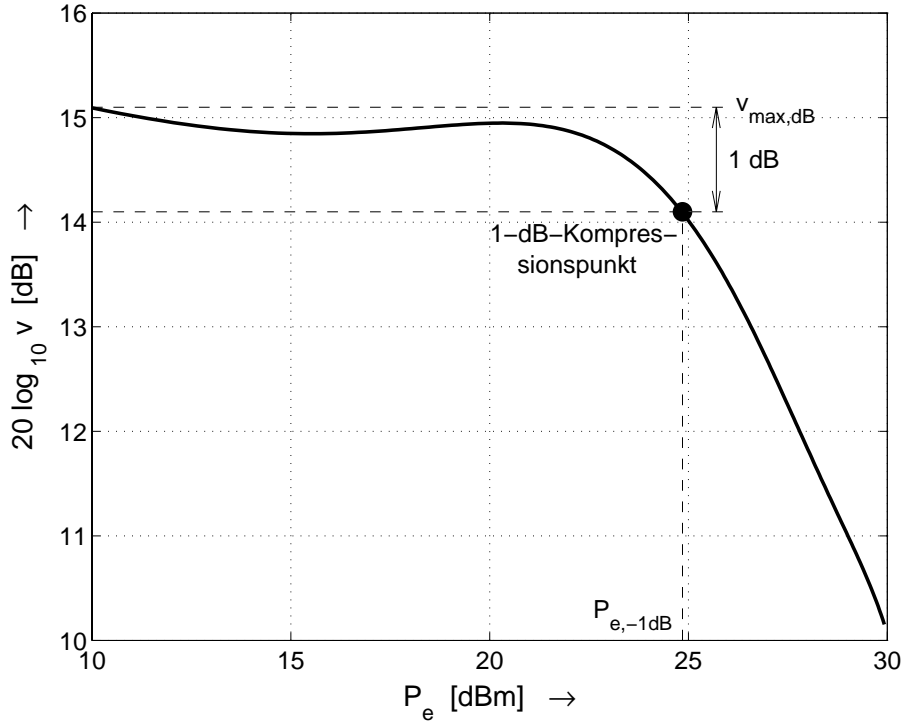


Abb. 2.8: Betrag der Verstärkungskennlinie für den Verstärker aus Abb. 2.7

Bei Klasse-A-Verstärkern und Klasse-AB-Verstärkern mit hohem Ruhestrom wird der maximale Betrag der Verstärkung in der Regel bei Kleinsignalaussteuerung erzielt, d.h. es gilt $v_{max} = |\underline{v}_0|$; mit zunehmender Aussteuerung nimmt der Betrag der Verstärkung ab. Bei Klasse-AB-Verstärkern mit geringem Ruhestrom sowie Klasse-B- und Klasse-C-Verstärkern ist der maximale Betrag der Verstärkung grösser als der Betrag der Kleinsignalverstärkung und wird bei endlicher Aussteuerung erzielt, d.h. der Betrag der Verstärkung nimmt mit zunehmender Aussteuerung zunächst zu — dieses Verhalten wird *gain expansion* genannt —, erreicht das Maximum v_{max} und nimmt anschliessend ab. Abbildung 2.8 zeigt einen Grenzfall mit einem (lokalen) Maximum bei endlicher Aussteuerung, das aber noch unter dem Betrag der Kleinsignalverstärkung liegt.

Aus dem Betragsverlauf der Verstärkungskennlinie entnimmt man den *1-dB-Kompressionspunkt*, an dem der Betrag der Verstärkung auf 1 dB unter den Maximalwert v_{max} abgenommen hat; er wird durch die zugehörige Eingangsleistung $P_{e,-1dB}$ oder die entsprechende Ausgangsleistung

$$P_{a,-1dB} = 10^{-1/10} v_{max}^2 P_{e,-1dB} \approx 0,8 v_{max}^2 P_{e,-1dB}$$

bzw.

$$P_{a,-1dB} [\text{dBm}] = P_{e,-1dB} [\text{dBm}] + v_{max,dB} - 1 \text{ dB}$$

spezifiziert. Aus Abbildung 2.8 folgt $P_{e,-1dB} \approx 25 \text{ dBm}$, $v_{max,dB} \approx 15 \text{ dB}$ und $P_{a,-1dB} \approx 39 \text{ dBm}$.

Die Differenz zwischen der Ausgangsleistung am 1-dB-Kompressionspunkt und der Sättigungsleistung $P_{a,sat}$ ist ein grobes Maß für die Nichtlinearität der AM/AM-Kennlinie eines Sendeverstärkers bei hohen Leistungen: bei den derzeit besten Verstärkern liegt die Differenz bei 1...2 dB, bei stärker nichtlinearen Verstärkern ist sie grösser als 2 dB. Die Nichtlinearität der AM/PM-Kennlinie geht hier jedoch nicht ein. Für den Sendeverstärker aus Abb. 2.7/2.8 erhält man mit $P_{a,sat} \approx 40$ dBm und $P_{a,-1dB} \approx 39$ dBm eine Differenz von 1 dB, d.h. der Verstärker hat eine ausgezeichnete gute AM/AM-Kennlinie.

2.1.4 Leistung

Im allgemeinen Fall muss man die Leistung eines Signals über die mittlere WDF des Betrags ermitteln; dabei ist zu beachten, dass die trägerfrequenten Ein- und Ausgangsleistungen P_e und P_a nur halb so gross sind wie Leistungen P_x und P_y der zugehörigen Basisbandsignale. Mit $x = |\underline{x}|$, $y = |\underline{y}| = f_{AM}(x)$ und der mittleren WDF $p_x(x)$ erhält man:

$$P_e = \frac{1}{2} P_x = \frac{1}{2} \int_0^\infty x^2 p_x(x) dx \quad (2.32)$$

$$P_a = \frac{1}{2} P_y = \frac{1}{2} \int_0^\infty y^2 p_y(y) dy = \frac{1}{2} \int_0^\infty f_{AM}^2(x) p_x(x) dx \quad (2.33)$$

Für Basisbandsignale mit konstantem Betrag $|\underline{x}(t)| = x_0$ gilt $p_x(x) = \delta_0(x - x_0)$; daraus folgt:

$$P_e = \frac{1}{2} P_x = \frac{1}{2} x_0^2, \quad P_a = \frac{1}{2} P_y = \frac{1}{2} y_0^2 = \frac{1}{2} f_{AM}^2(x_0) \quad (2.34)$$

In der Praxis wird die Leistung in dBm angegeben; es gilt:

$$P [\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P [\text{W}]}{1 \text{ mW}}$$

Die in (2.32)-(2.34) definierten Leistungen haben jedoch nicht die Einheit Watt, sondern eine Einheit entsprechend dem Quadrat der Einheit der Signale. Für die Umrechnung der Leistung in dBm werden die Signale als Spannungssignale aufgefasst; dann hat die Leistung die Einheit Volt zum Quadrat. Die Umrechnung in Watt erfolgt über einen Widerstand $R = 50 \Omega$:

$$P [\text{W}] = \frac{P [\text{V}^2]}{R} = \frac{P [\text{V}^2]}{50 \Omega}$$

Daraus folgt:

$$P [\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P [\text{W}]}{1 \text{ mW}} = 10 \log_{10} \frac{P [\text{V}^2]}{1 \text{ mW} \cdot 50 \Omega} = 10 \log_{10} \frac{P [\text{V}^2]}{0,05 \text{ V}^2} \quad (2.35)$$

2.1.5 Aussteuerung

Als Maß für die Aussteuerung eines Sendeverstärkers wird die *Unteraussteuerung am Ausgang* (*output-backoff*) B_a verwendet; sie gibt an, um welchen Faktor die Ausgangsleistung P_a unterhalb der Sättigungsleistung $P_{a,sat}$ liegt:

$$B_a = \frac{P_{a,sat}}{P_a} \quad , \quad B_{a,dB} = 10 \log_{10} B_a = P_{a,sat} [\text{dBm}] - P_a [\text{dBm}] \quad (2.36)$$

Ein hoher Wert für B_a ist gleichbedeutend mit einer geringen Aussteuerung und entsprechend geringem Wirkungsgrad; ein geringer Wert für B_a bedeutet hohe Aussteuerung und hohen Wirkungsgrad. Alternativ kann man die *Unteraussteuerung am Eingang* (*input-backoff*) B_e angeben:

$$B_e = \frac{P_{a,sat}}{v_{max}^2 P_e} \quad , \quad B_{e,dB} = 10 \log_{10} B_e = P_{a,sat} [\text{dBm}] - v_{max,dB} - P_e [\text{dBm}] \quad (2.37)$$

Sie gibt an, um welchen Faktor die zugehörige Eingangsleistung P_e unterhalb der idealisiert — unter Verwendung der maximalen Verstärkung v_{max} — auf den Eingang bezogenen Sättigungsleistung liegt. Abbildung 2.9 zeigt dies am Beispiel eines Eintonsignals mit der Eingangsleistung $P_{e,Einton}$; in diesem Fall kann man die Ausgangsleistung $P_{a,Einton}$ sowie B_a und B_e direkt aus der AM/AM-Kennlinie ablesen. Bei allgemeinen Signalen muss man die Leistungen P_e und P_a mit (2.32) und (2.33) berechnen und in (2.36) und (2.37) einsetzen.

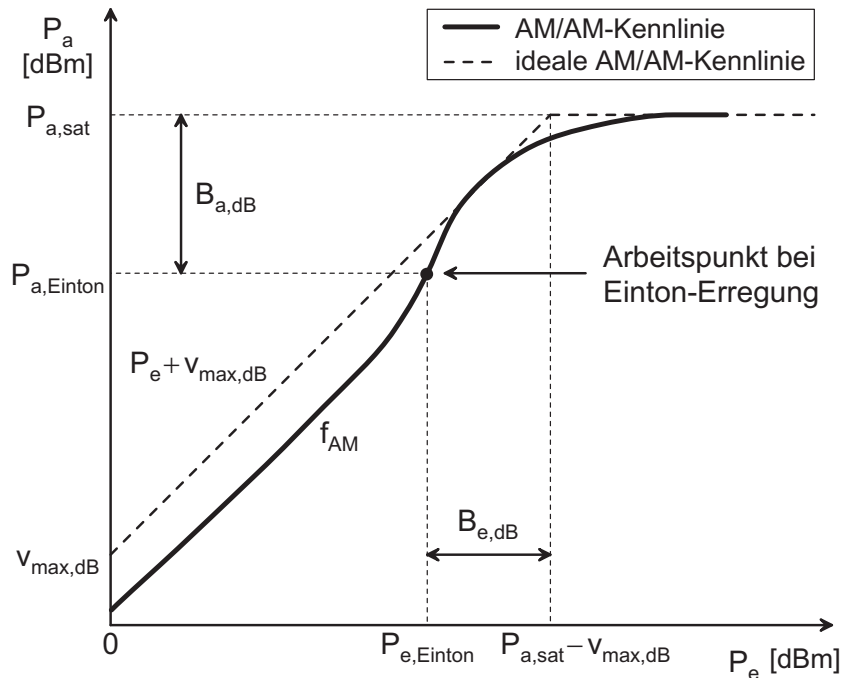


Abb. 2.9: Unteraussteuerungen B_a und B_e für ein Eintonsignal

Die Unteraussteuerung B_e hat im Zusammenhang mit der Linearisierung durch Vorverzerrung eine besondere Bedeutung. Eine ideale Vorverzerrung kompensiert die Nichtlinearität derart, dass die Kombination aus Vorverzerrer und Sendeverstärker die in Abb. 2.9 gestrichelt dargestellte *ideale* AM/AM-Kennlinie aufweist; *ideal* bedeutet in diesem Fall *linear bis zur Sättigungsleistung*. In diesem Fall werden alle Signale, deren Spitzenwertfaktor kleiner ist als die Unteraussteuerung B_e , linear mit der Verstärkung v_{max} verstärkt; dann gilt auch $B_a = B_e$. Signale, deren Spitzenwertfaktor grösser ist als B_e , werden amplitudenbegrenzt.

2.1.6 Nachbarkanalunterdrückung

Die *Nachbarkanalunterdrückung* U (*adjacent channel power ratio, ACPR*) ist ein Maß für die Nachbarkanalstörungen, die durch die Nichtlinearität des Sendeverstärkers verursacht werden; dazu werden die Leistungen im Nutz- (*channel power, CP*) und in den Nachbarkanälen (*adjacent channel power, ACP*) ins Verhältnis gesetzt.

Die Leistungen werden durch Integration über das mittlere LDS $S_y(f)$ des Ausgangssignals $y(t)$ berechnet; dabei ist B die Bandbreite eines Kanals und $K \geq B$ der Kanalabstand. Für den Nutzkanal mit der Mittenfrequenz Null erhält man die Leistung:

$$P_{a,k} = \frac{1}{2} P_{y,k} = \frac{1}{2} \int_{-B/2}^{B/2} S_y(f) df \quad (2.38)$$

Entsprechend erhält man für den linken Nachbarkanal mit der Mittenfrequenz $-K$ die Leistung

$$P_{a,kl} = \frac{1}{2} P_{y,kl} = \frac{1}{2} \int_{-K-B/2}^{-K+B/2} S_y(f) df \quad (2.39)$$

und für den rechten Nachbarkanal mit der Mittenfrequenz K die Leistung:

$$P_{a,kr} = \frac{1}{2} P_{y,kr} = \frac{1}{2} \int_{K-B/2}^{K+B/2} S_y(f) df \quad (2.40)$$

Daraus wird die Nachbarkanalunterdrückung als Verhältnis der Leistung im Nutzkanal zur grösseren der beiden Leistungen in den Nachbarkanälen berechnet:

$$U = \frac{P_{a,k}}{\max\{P_{a,kl}, P_{a,kr}\}} = \frac{P_{y,k}}{\max\{P_{y,kl}, P_{y,kr}\}} \quad , \quad U_{dB} = 10 \log_{10} U \quad (2.41)$$

Abbildung 2.10 zeigt das mittlere LDS am Ausgang eines Sendeverstärkers mit und ohne Linearisierung für ein Breitband-Code-Multiplex-Signal (W-CDMA) mit einem Kanalabstand von $K = 5$ MHz und einer Bandbreite von $B = 5$ MHz. Wenn das mittlere LDS im Nutz- und in den Nachbarkanälen näherungsweise konstant ist, kann man die Nachbarkanalunterdrückung ohne Integration direkt

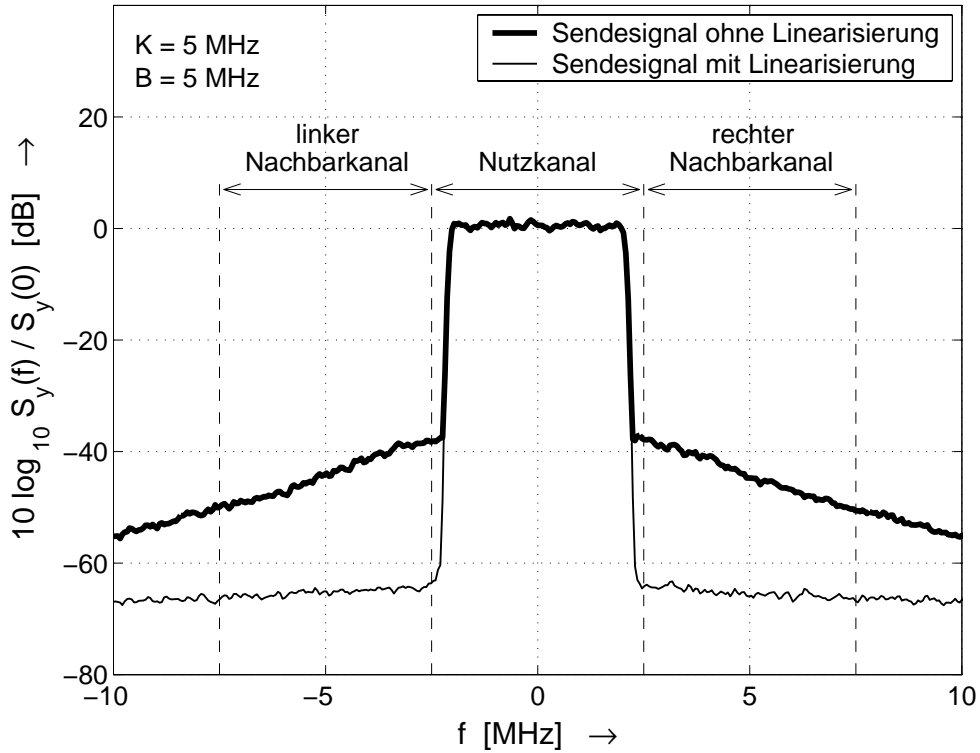


Abb. 2.10: Mittleres Leistungsdichtespektrum S_y im Nutz- und in den Nachbarkanälen

ablesen. In Abb. 2.10 gilt dies näherungsweise für den Fall mit Linearisierung: $U_{dB} \approx 66$ dB.

Bei modernen Modulationsverfahren werden die Modulationssignale digital erzeugt und mit D/A-Umsetzern in analoge Signale umgewandelt. Wenn im analogen Teil des Senders kein Kanalfilter zur Dämpfung der Nachbarkanäle vorhanden ist, erhält man eine maximal mögliche Nachbarkanalunterdrückung U_{max} , die von den Parametern der D/A-Umsetzung und des Modulationssignals abhängt. Bei einem D/A-Umsetzer mit der Auflösung n_{DA} und einem Modulationssignal mit dem Spitzenwertfaktor C_x erhält man am Ausgang des D/A-Umsetzers bei Vollaussteuerung einen Signal-Geräusch-Abstand:

$$SNR = \frac{P_{sig}}{P_n} = \frac{3 \cdot 2^{2n_{DA}}}{C_x^2} \quad (2.42)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} SNR \approx n_{DA} \cdot 6 \text{ dB} + 4,8 \text{ dB} - C_{x,dB}$$

Die Geräuschleistung P_n ist spektral gleichverteilt; dadurch entfällt bei einer Abtastrate f_A auf jeden Kanal der Bandbreite B die Geräuschleistung $P_n B / f_A$. Die Signalleistung P_{sig} entspricht etwa der Leistung im Nutzkanal:

$$P_{a,k} \approx P_{sig}$$

Der Anteil der Geräuschleistung im Nutzkanal kann vernachlässigt werden. Die Leistungen in den Nachbarkanälen sind durch die anteilige Geräuschleistung gegeben:

$$P_{a,kl} = P_{a,kr} = P_n \frac{B}{f_A}$$

Die maximal mögliche Nachbarkanalunterdrückung beträgt demnach:

$$U_{max} = \frac{P_{a,k}}{\max\{P_{a,kl}, P_{a,kr}\}} \approx \frac{P_{sig}}{P_n} \frac{f_A}{B} = SNR \frac{f_A}{B} \quad (2.43)$$

$$U_{max,dB} = 10 \log_{10} U_{max} \approx SNR_{dB} + 10 \log_{10} \frac{f_A}{B}$$

In gleicher Weise erhält man auch bei allen digitalen Verfahren zur Linearisierung von Sendeverstärkern einen maximal möglichen Wert für die Nachbarkanalunterdrückung, der von der Quantisierung in den Komponenten des Linearisierers abhängt. Dieser maximal mögliche Wert wird in Abb. 2.10 im Fall mit Linearisierung praktisch erreicht: die Leistung in den Nachbarkanälen entspricht näherungsweise der spektral gleichverteilten Geräuschleistung des Linearisierers.

2.1.7 Linearisierungsgewinn

Für den Linearisierungsgewinn gibt es verschiedene Definitionen; im folgenden bezeichnet der *Linearisierungsgewinn* G_L den Gewinn an Nachbarkanalunterdrückung durch die Linearisierung:

$$G_L = \frac{U_{mit\ Linearisierung}}{U_{ohne\ Linearisierung}} = \frac{U_{mL}}{U_{oL}} \quad (2.44)$$

$$G_{L,dB} = 10 \log_{10} G_L = U_{mL,dB} - U_{oL,dB}$$

Für das Beispiel in Abb. 2.10 erhält man $U_{oL,dB} \approx 43$ dB und $U_{mL,dB} \approx 66$ dB; daraus folgt $G_{L,dB} \approx 23$ dB.

Eine weitere, häufig verwendete Definition für den Linearisierungsgewinn hebt nicht auf die spektralen Eigenschaften, sondern auf die Leistungseffizienz des Modulationsverfahrens ab. In diesem Zusammenhang versteht man unter dem Linearisierungsgewinn die Verringerung der minimalen *Degradation* (*total degradation*) durch die Linearisierung [4],[15],[31],[32]. Die Degradation setzt sich aus der Unteraussteuerung und dem durch die Nichtlinearität verursachten Verlust an Leistungseffizienz für eine vorgegebene Bitfehlerrate zusammen. Eine geringere Unteraussteuerung wirkt sich aufgrund der zunehmenden Sendeleistung positiv, aufgrund der zunehmenden Verzerrungen jedoch negativ aus; daraus resultiert ein optimaler Betriebspunkt mit minimaler Degradation. Durch Linearisierung erhält man einen optimalen Betriebspunkt mit geringerer minimaler Degradation. Abbildung 2.11 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Degradation mit und ohne Linearisierung und den resultierenden Linearisierungsgewinn.

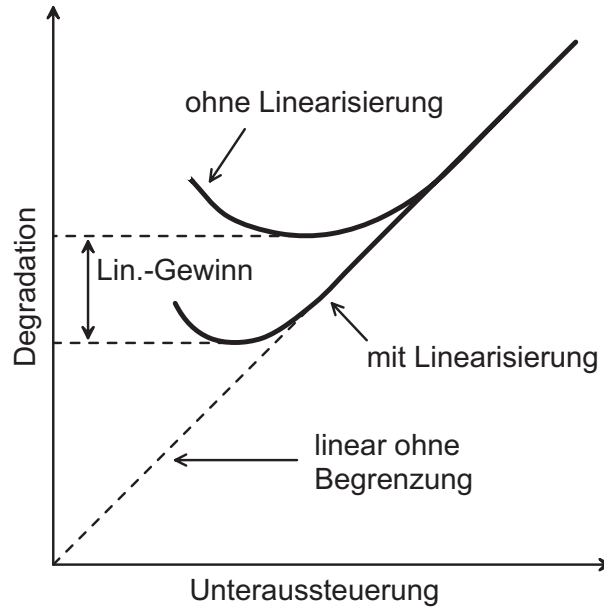


Abb. 2.11: Degradation

2.1.8 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad η eines Sendeverstärkers gibt das Verhältnis von abgegebener Ausgangsleistung P_a und von der Spannungsversorgung aufgenommener Leistung P_{DC} an:

$$\eta = \frac{P_a}{P_{DC}}$$

Im allgemeinen hängen beide Leistungen von der Aussteuerung ab; daraus resultiert die *Wirkungsgradkennlinie*:

$$\eta(|\underline{x}|) = \frac{P_a(|\underline{x}|)}{P_{DC}(|\underline{x}|)} = \frac{1}{2} \frac{P_y(|\underline{x}|)}{P_{DC}(|\underline{x}|)} = \frac{1}{2} \frac{f_{AM}^2(|\underline{x}|)}{P_{DC}(|\underline{x}|)} \quad (2.45)$$

Sie gibt den Wirkungsgrad für ein Eintonsignal in Abhängigkeit vom Betrag des Basisbandsignals am Eingang an.

Die Wirkungsgradkennlinie wird üblicherweise in Abhängigkeit von der trägerfrequenten Eingangsleistung P_e eines Eintons-Basisbandsignals $\underline{x}(t) = x_0$ dargestellt:

$$\eta = \eta(x_0) \stackrel{(2.24)}{=} \eta(\sqrt{2P_e})$$

Abbildung 2.12 zeigt die Wirkungsgradkennlinie und die AM/AM-Kennlinie eines Sendeverstärkers mit einem LDMOS-Feldeffekttransistor im AB-Betrieb [16]. Bei der nominellen Ausgangsleistung $P_a \approx 38$ dBm wird ein Wirkungsgrad von etwa 60 % erreicht; dabei ist der mittlere Drainstrom mit $I_D = 360$ mA etwa um den Faktor 5,5 grösser als der Ruhestrom $I_{D0} = 65$ mA.

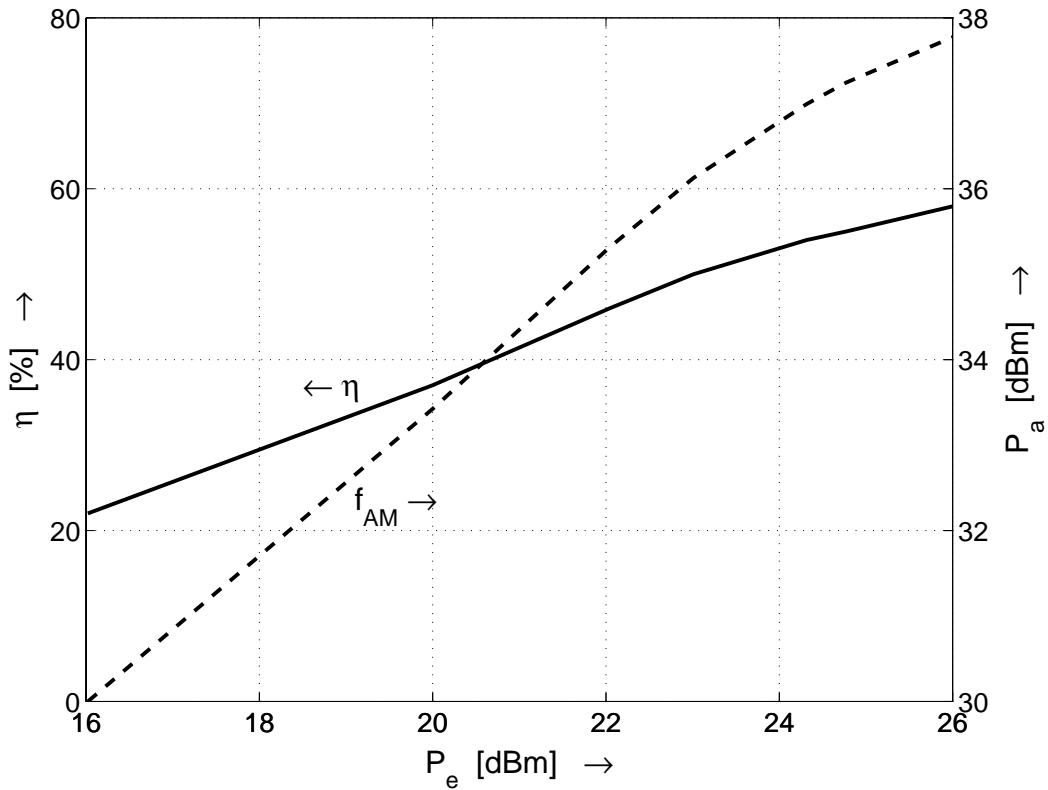


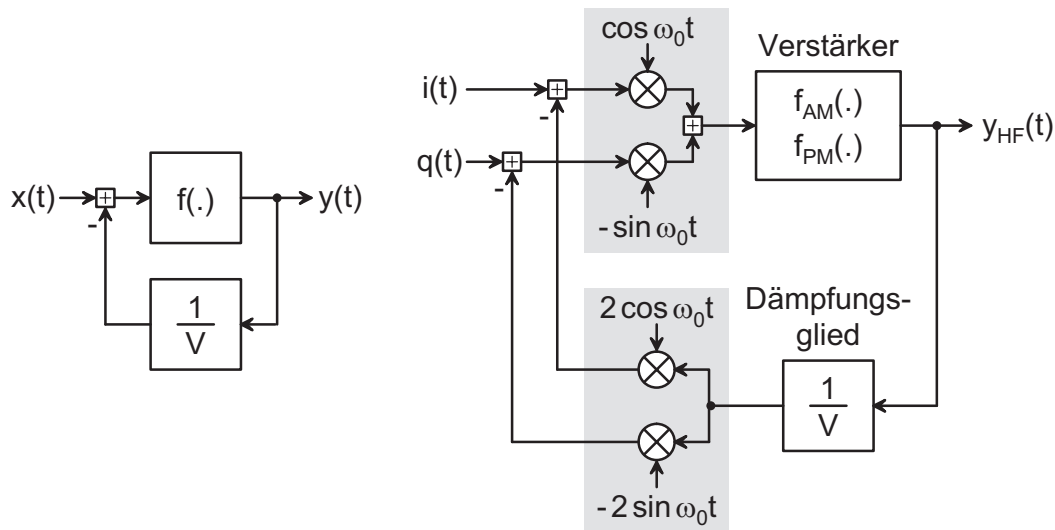
Abb. 2.12: Wirkungsgrad- und AM/AM-Kennlinie eines Sendeverstärkers

2.2 Verfahren zur Linearisierung

Im folgenden werden die wichtigsten Verfahren zur Linearisierung mit ihren Eigenschaften, Vor- und Nachteilen vorgestellt; dabei werden nur Verfahren zur Linearisierung des Basisbandsignals berücksichtigt, da nur mit diesen Verfahren eine deutliche Reduktion der Nachbarkanalstörungen erzielt wird. Die Darstellung basiert neben den jeweils genannten Veröffentlichungen auf zwei Übersichtsartikeln des *Centre for Communications Research* der *University of Bristol* und der daraus hervorgegangen Firma *Wireless Systems International Ltd* [3], [58].

2.2.1 Kartesischer Regelkreis

Das am häufigsten angewendete Verfahren zur Unterdrückung unerwünschter Störungen bei Verstärkern ist die Gegenkopplung; dabei wird das Ausgangssignal entsprechend der gewünschten Verstärkung abgeschwächt und mit dem Eingangssignal verglichen: es entsteht ein Regelkreis. Das in Abb. 2.13a gezeigte Prinzip eines Regelkreises kann auf Sendeverstärker übertragen werden, indem man die Komponenten i und q des Modulationssignals getrennt regelt. Man erhält den in Abb. 2.13b gezeigten *kartesischen Regelkreis* (*cartesian loop*); dabei bezieht



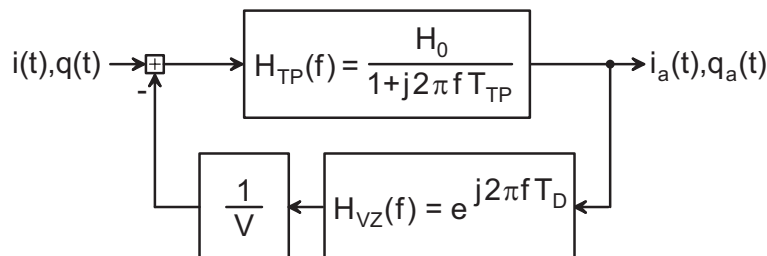
a: Prinzip

b: Ausführung (vereinfacht, ohne Filter)

Abb. 2.13: Kartesischer Regelkreis

sich die Bezeichnung *kartesisch* auf die kartesische Darstellung der komplexen Einhüllenden durch die Komponenten i und q . Die Darstellung in Abb. 2.13b ist insofern vereinfacht, dass die Mischer und ZF-Verstärker sowie die erforderlichen Basisband-, ZF- und HF-Filter nicht separat dargestellt, sondern in den grau unterlegten Blöcken zusammengefasst sind. Man erkennt, dass für die Gegenkopplung ein kompletter lokaler Empfänger benötigt wird.

Der wesentliche Nachteil des kartesischen Regelkreises ist die geringe Regelbandbreite; sie wird durch die erheblichen Signalverzögerungen im Kreis begrenzt. Den grössten Beitrag leisten dabei die ZF-Filter im Vorwärts- und im Gegenkopplungspfad. Hier werden üblicherweise Oberflächenwellenfilter mit einer typischen Verzögerung von $1 \mu\text{s}$ eingesetzt; daraus erhält man eine Kreisverzögerung T_D von mindestens $2 \mu\text{s}$. Das regelungstechnische Modell des Kreises besteht aus einem bandbegrenzenden Tiefpass — im einfachsten Fall ein Tiefpass erster Ordnung — und einem Verzögerungsglied mit der Verzögerung T_D [5], siehe Abb. 2.14. Damit die Gegenkopplung wirksam ist, muss die statische Kreisverstärkung hoch

**Abb. 2.14:** Regelungstechnisches Modell des kartesischen Regelkreises

sein: $H_0/V \gg 1$. Bei der Transitfrequenz

$$f_T \approx \frac{H_0}{2\pi T_{TP} V} \gg \frac{1}{2\pi T_{TP}} = f_{g,TP}$$

hat der Betrag der Kreisverstärkung auf Eins abgenommen; die Phasenreserve sollte dabei mindestens 45° betragen. Da die Transitfrequenz wesentlich grösser ist als die Grenzfrequenz $f_{g,TP}$ des Tiefpasses, verursacht dieser bei der Transitfrequenz eine Phasennacheilung von etwa 90° ; deshalb muss die Phasennacheilung des Verzögerungsglieds bei der Transitfrequenz kleiner als 45° ($\pi/4$) sein, damit die gewünschte Phasenreserve erzielt wird:

$$\arg \{H_{VZ}(f)\} \Big|_{f=f_T} = 2\pi f_T T_D < \frac{\pi}{4}$$

Daraus folgt für die Transitfrequenz des Kreises:

$$f_T < \frac{1}{8 T_D} \stackrel{T_D \approx 2 \mu s}{\approx} 60 \text{ kHz}$$

Da eine linearisierende Wirkung nur für Frequenzen deutlich unterhalb der Transitfrequenz erzielt wird, ist der kartesische Regelkreis nur für schmalbandige Systeme geeignet; ein mögliches Anwendungsfeld ist der digitale Bündelfunk TETRA mit einer Kanalbandbreite von $K = 10$ kHz. Für breitbandige Systeme wie den digitalen Rundfunk DAB ($K = 1,5$ MHz) oder den zukünftigen Mobilfunkstandard UMTS mit Breitband-Code-Multiplex ($K = 5$ MHz) ist der kartesische Regelkreis prinzipbedingt nicht geeignet.

Abgesehen von der begrenzten Regelbandbreite kommen die allgemeinen Eigenschaften einer Gegenkopplung zum Tragen:

- Bei ausreichend hoher Schleifenverstärkung hängt das Verhalten nur noch von der Gegenkopplung ab; der Einfluss des Verstärkers ist demgegenüber gering. Der kartesische Regelkreis ist in diesem Sinne *quasi-adaptiv*, da er die Auswirkungen von Parameteränderungen des Verstärkers weitgehend unterdrückt.
- Die Nachbarkanalunterdrückung des kartesischen Regelkreises wird durch Nichtlinearitäten und Rauschen in der Gegenkopplung begrenzt; deshalb müssen hier hochwertige Komponenten eingesetzt werden.
- Bei stark nichtlinearen Verstärkern wird eine wirksame Auslegung des Regelkreises durch die stark aussteuerungsabhängige Schleifenverstärkung erschwert.
- Eine starke Änderung der Parameter kann zur Instabilität des Regelkreises führen; deshalb muss bei der Auslegung mit Methoden der robusten Regelung gearbeitet werden.

Die Komponenten in der Gegenkopplung führen zu einer Zunahme der Leistungsaufnahme. Da der kartesische Regelkreis in der Praxis mit analogen Komponenten realisiert wird, fällt diese Zunahme im Vergleich zu digitalen Linearisierungsverfahren gering aus; Komponenten mit hoher Leistungsaufnahme — dazu zählen neben D/A- und A/D-Umsetzern vor allem Signalprozessoren — werden nicht benötigt. Allerdings kann der kartesische Regelkreis aufgrund seiner geringen Bandbreite nur in Ausnahmefällen angewendet werden.

2.2.2 Vorwärtskompensation

Bei der *Vorwärtskompensation* (*feedforward*) werden die Verzerrungsprodukte des Verstärkers extrahiert, indem die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem entsprechend der Verstärkung abgeschwächten Ausgangssignal gebildet wird. Anschliessend werden die Verzerrungsprodukte mit einem Hilfsverstärker linear verstärkt und gegenphasig zum Ausgangssignal addiert; damit erreicht man eine Kompensation der Verzerrungsprodukte. Abbildung 2.15 zeigt die grundlegende Struktur der Vorwärtskompensation. Sie arbeitet im Gegensatz zur kartesischen Regelschleife ausschliesslich im Trägerfrequenzbereich; deshalb werden die Abzweigungen und Additionsblöcke in Abb. 2.15 in der Praxis mit Leistungsteilern und Richtkopplern realisiert.

Der wesentliche Vorteil der Vorwärtskompensation besteht darin, dass es sich um eine *echte* Linearisierung des Verstärkers handelt; man erhält einen linearisierten Verstärker mit trägerfrequenten Ein- und Ausgängen, der beliebig eingesetzt werden kann. Daraus folgt auch, dass die Vorwärtskompensation nicht durch ZF- oder andere Filter des Gesamtsystems beeinträchtigt wird; sie ist demnach prinzipbedingt breitbandig. Ein weiterer Vorteil ist die unbedingte Stabilität aufgrund fehlender Gegenkopplung. Diesen Vorteilen steht jedoch ein gravierender Nachteil entgegen: die Vorwärtskompensation beruht auf der Subtraktion gleich

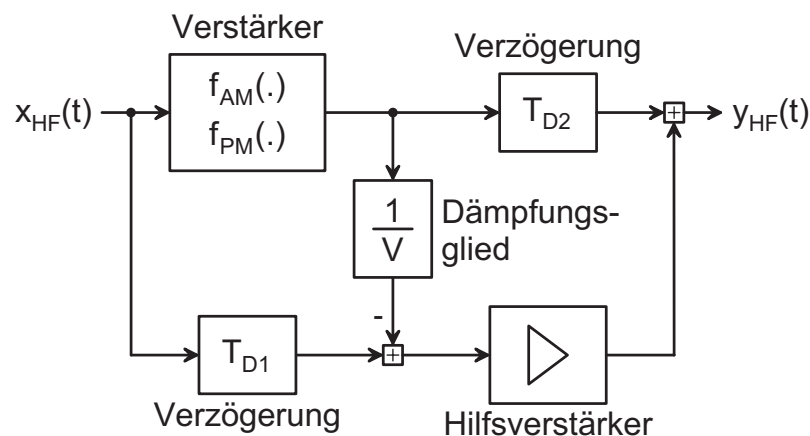


Abb. 2.15: Grundlegende Struktur der Vorwärtskompensation

grosser Signale und erfordert deshalb einen exakten Abgleich der Leistungsteiler, Richtkoppler und Verzögerungsglieder; daraus folgt auch eine prinzipbedingt hohe Empfindlichkeit gegenüber Parameterschwankungen. Deshalb muss man in der Praxis einen adaptiven Abgleich mehrerer Komponenten vornehmen [9],[12]; die dazu benötigten Regelkreise sind aufwendig und aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung bezüglich ihrer Stabilität problematisch [56].

Da Leistungsteiler, Richtkoppler und Verzögerungsglieder passive Komponenten sind, beschränkt sich die zusätzliche Leistungsaufnahme zunächst auf den Hilfsverstärker. Sie ist gering, wenn der zu linearisierende Verstärker bereits eine hohe Linearität aufweist; in diesem Fall ist die Leistung der zu kompensierenden Verzerrungsprodukte gering und der Hilfsverstärker kann entsprechend *schwach* ausgelegt werden. Bei stark nichtlinearen Verstärkern benötigt man einen Hilfsverstärker, der bessere Daten haben muss als der Hauptverstärker. In diesem Fall kann man eine doppelte Vorwärtskompensation verwenden: eine *innere* Vorwärtskompensation bewirkt eine *grobe* Linearisierung des Hauptverstärkers, die durch eine *äussere* Vorwärtskompensation zur *feinen* Linearisierung ergänzt wird [58]. Völlig verändert ist die Situation, wenn man Regelkreise zum adaptiven Abgleich benötigt; dann nimmt die Leistungsaufnahme weiter zu.

2.2.3 Vorverzerrung

Bei der *Vorverzerrung* (*predistortion*) wird vor dem Sendeverstärker ein *Vorverzerrer* (*predistorter*) eingesetzt, dessen Kennlinien invers zur den Kennlinien des Verstärkers sind; die Kettenschaltung aus Vorverzerrer und Verstärker ist in diesem Fall linear. Der Vorverzerrer ist im allgemeinen adaptiv, d.h. seine Parameter werden anhand eines Vergleichs der Ein- und Ausgangssignale geeignet angepasst. Abbildung 2.16 zeigt die grundlegende Struktur der Vorverzerrung mit der Erweiterung zur *adaptiven Vorverzerrung*. Die Vorverzerrung wirkt immer auf das Basisbandsignal; davon zu unterscheiden ist die *Datenvorverzerrung*, auf die im nächsten Abschnitt eingegangen wird.

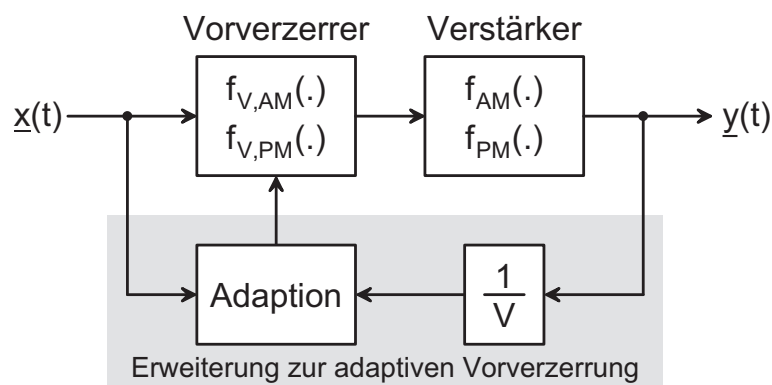


Abb. 2.16: Grundlegende Struktur der Vorverzerrung

Es gibt verschiedene Varianten der Vorverzerrung, die sich im wesentlichen in zwei Merkmalen unterscheiden:

- Anordnung des Vorverzerrers: in einem realen System kann der Vorverzerrer im Basisband (z.B. [7],[18],[24],[57]), im ZF-Bereich (z.B. [21],[50]) oder im Trägerfrequenzbereich (HF-Bereich) (z.B. [4],[47]) eingesetzt werden.
- Datenbasis für die Adaption: die Adaption kann auf der Basis des Basisbandsignals arbeiten (z.B. [4],[7],[18],[21],[57]) — dieser Fall ist in Abb. 2.16 dargestellt — oder ein anderes Kriterium, wie z.B. eine Messung der Nachbarkanalleistung ([24],[47],[50]), verwenden.

Da die Vorverzerrung im ZF- oder HF-Bereich sowie die Messung der Nachbarkanalleistung mit analogen Komponenten vorgenommen werden und deren Realisierung im Zuge der fortschreitenden Miniaturisierung im Vergleich zu digitalen Komponenten immer ungünstiger wird, ist für neue Systeme auf lange Sicht nur die digitale Vorverzerrung im Basisband kombiniert mit einer Adaption auf der Basis des digitalisierten Basisbandsignals interessant; davon ausgenommen sind bestehende Systeme und Relaisstationen (*repeater*), bei denen ein Zugriff auf die Basisbandsignale nicht möglich ist.

Für die Beschränkung auf die digitale Vorverzerrung im Basisband mit einer Adaption auf der Basis des Basisbandsignals — im folgenden kurz *digitale Vorverzerrung* genannt — gibt es jedoch neben dem technologischen noch weitere gewichtige Argumente:

- Ein idealer Vorverzerrer linearisiert den Sendeverstärker bis zur Sättigungsleistung; Abb. 2.9 auf Seite 25 zeigt dies in Form der gestrichelten, idealen AM/AM-Kennlinie. Mit einer digitalen Vorverzerrung im Basisband kann man diesen Ideal-Zustand nahezu erreichen; dagegen sind bei einer analogen Vorverzerrung deutliche Abstriche zu machen, da die analoge Nachbildung beliebiger inverser Kennlinien praktisch nicht möglich ist⁵. Auch die im Zuge der Adaption erforderliche Anpassung des Vorverzerrers ist bei einer digitalen Vorverzerrung einfacher durchzuführen als bei einer analogen.
- Eine Adaption auf der Basis des digitalisierten Basisbandsignals ist prinzipiell schneller als eine Adaption auf der Basis der Nachbarkanalleistung, da das Basisbandsignal ein direktes, die Nachbarkanalleistung jedoch nur ein indirektes Maß für die Nichtlinearität ist.

Die digitale Vorverzerrung ist eng mit dem kartesischen Regelkreis verwandt. Beide Verfahren verwenden eine Gegenkopplung in Form eines vollständigen lokalen Empfängers und bilden die Differenz zwischen dem Basisbandsignal \underline{x} , bzw.

⁵Die in diversen Veröffentlichungen präsentierten, sehr guten Ergebnisse für eine analoge Vorverzerrung basieren auf der Annahme nichtrepräsentativer Kennlinien für den Sendeverstärker nach [48] und sind demzufolge auch nicht experimentell verifiziert (z.B. [4],[21]).

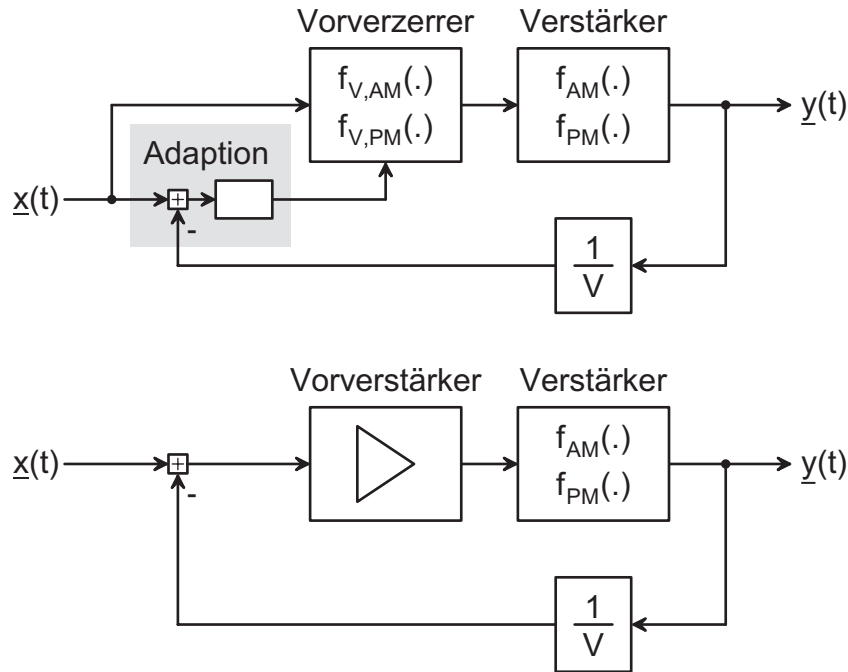


Abb. 2.17: Vergleich von digitaler Vorverzerrung (oben) und kartesischem Regelkreis (unten)

dessen Komponenten i und q , und dem abgeschwächten Basisbandsignal \underline{y} am Ausgang; letzteres geschieht bei der digitalen Vorverzerrung im Block *Adaption*, siehe Abb. 2.17. Das Differenzsignal wird jedoch unterschiedlich verarbeitet: während es beim kartesischen Regelkreis als Regelabweichung aufgefasst und direkt dem Vorwärtszweig zugeführt wird, wird es bei der digitalen Vorverzerrung im Sinne einer *indirekten Gegenkopplung* zur Anpassung des Vorverzerrers verwendet. Diese *indirekte Gegenkopplung* hat den Vorteil, dass alle Beschränkungen bezüglich Bandbreite und Schleifenverstärkung, die den Einsatz des kartesischen Regelkreises erschweren, bei der digitalen Vorverzerrung entfallen. Zwar stellt auch die *Adaption* letztendlich einen Regelkreis dar, dieser arbeitet jedoch losgelöst vom Frequenzgang des Kreises. Ein zweiter, damit verknüpfter Punkt ist die erforderliche Verstärkung im Vorwärtszweig: während beim kartesischen Regelkreis eine deutlich über der gewünschten Verstärkung liegende Vorwärts-Verstärkung benötigt wird, um eine ausreichend hohe Schleifenverstärkung für die Linearisierung bereitzustellen — dazu dient der Vorverstärker in Abb. 2.17 —, ist bei der digitalen Vorverzerrung eine Vorwärts-Verstärkung entsprechend der gewünschten Verstärkung ausreichend.

Die Komponenten zur Gegenkopplung, Vorverzerrung und *Adaption* führen zu einer Zunahme der Leistungsaufnahme. Bei der digitalen Vorverzerrung werden Komponenten mit relativ hoher Leistungsaufnahme benötigt: digitale Multiplizierer im Vorverzerrer, D/A-Umsetzer im Vorwärtszweig, A/D-Umsetzer in

der Gegenkopplung und ein Mikroprozessor oder digitaler Signalprozessor zur Durchführung der Adaption ⁶. Eine Bewertung im Vergleich zu den anderen Verfahren ist vielschichtig. Die kartesische Regelschleife verursacht die geringste zusätzliche Leistungsaufnahme; sie ist jedoch aufgrund ihrer geringen Bandbreite nur in schmalbandigen Systemen anwendbar. Bei breitbandigen Systemen konkurriert die digitale Vorverzerrung mit der Vorwärtskompensation. Die zusätzliche Leistungsaufnahme ist bei der digitalen Vorverzerrung in erster Näherung unabhängig von der Sendeleistung; bei der Vorwärtskompensation ist sie, verursacht durch den Hilfsverstärker, in erster Näherung proportional zur Sendeleistung. Deshalb ist die digitale Vorverzerrung bei grösseren Sendeleistungen ($P_{HF} > 100 \text{ W}$) überlegen. Bei kleineren und mittleren Leistungen hängt die Bewertung der Verfahren von der Bandbreite und dem Spitzenwertfaktor des Modulationssignals, der Nichtlinearität des Sendeverstärkers und der benötigten Adaptionsgeschwindigkeit ab; Pauschal-Aussagen sind nicht möglich.

2.2.4 Weitere Verfahren

Neben den bereits genannten Verfahren gibt es noch weitere Verfahren zur Linearisierung des Basisbandsignals, z.B. LINC (*linear amplification with nonlinear components*) [14], CALLUM (*combined analogue looked loop universal modulator*) [3] und EE&R (*envelope elimination and restoration*) [28]; diese Verfahren sind aufgrund gravierender Nachteile ohne Bedeutung [58].

Einen gänzlich anderen Ansatz verfolgen die Verfahren der *Datenvorverzerrung* (*data predistortion*) bei QAM-Verfahren; dabei werden die Symbole im Modulator vorverzerrt, um das durch die Nichtlinearität des Sendeverstärkers deformierte Konstellationsdiagramm zu entzerren. Abbildung 2.18 zeigt die grundlegende Struktur. Die Datenvorverzerrung kann statisch, d.h. symbolweise [31], oder dynamisch, d.h. unter Berücksichtigung der Symbolinterferenzfilter [32], durchgeführt werden. Sie verringert die Bitfehlerwahrscheinlichkeit im Empfänger bei gleicher Sendeleistung, führt jedoch zu keiner Abnahme der Nachbarkanalleistung im Trägerbereich [34]. Die Datenvorverzerrung muss aufgrund des Einflusses der Rolloff-Filter von einem nichtlinearen *dynamischen* Modell des Sendeverstärkers ausgehen; dazu wird im allgemeinen eine Volterra-Reihenentwicklung verwendet. Der Datenvorverzerrer wird ebenfalls durch eine Volterra-Reihe beschrieben und muss aufgrund der hohen Anzahl der Parameter aufwendig adaptiert werden [17],[34]; da er auch die Rolloff-Filter entzernt und damit die spektrale Formung des Modulationssignals partiell aufhebt, ist sogar eine Zunahme der Nachbarkanalleistung möglich. Damit ist die Datenvorverzerrung für alle Anwendungsfälle, in denen in erster Linie eine Verbesserung der spektralen Eigenschaften erzielt werden soll, ungeeignet.

⁶Im Kapitel 2.3 werden diese Komponenten und ihre Anordnung innerhalb des Systems näher beschrieben.

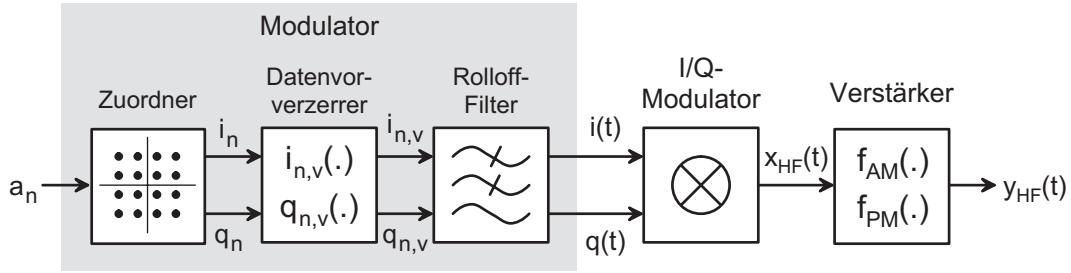


Abb. 2.18: Grundlegende Struktur der Datenvorverzerrung

2.3 Digitale Vorverzerrung

In diesem Abschnitt wird der Aufbau eines Sendeverstärkers mit digitaler Vorverzerrung im Basisband näher beschrieben. Dabei wird als Vorverzerrer der erstmalig von James Cavers [7] vorgeschlagene *verstärkungsbasierte Vorverzerrer* (*gain-based predistorter*) verwendet; er hat den *nichtlinearen Abbildungs-Vorverzerrer* (*mapping predistorter*) [39],[49] völlig verdrängt. Die Vorverzerrung wird mit Hilfe einer Zuordnungstabelle (*look-up table*) durchgeführt; sie wird im folgenden *Vorverzerrer-Tabelle* genannt.

2.3.1 Blockschaltbild

Ein Sendeverstärker mit digitaler Vorverzerrung setzt sich aus einem Sende-, einem Messzweig und dem Vorverzerrer mit Adaptionseinrichtung zusammen, siehe Abb. 2.19. Die Darstellung ist nur im Falle eines Sende- und Messzweigs mit Direktumsetzung (*direct conversion*) vollständig. Im allgemeinen existiert noch eine Zwischenfrequenz-Ebene, auf deren Darstellung aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet wurde; sie ist jedoch für die digitale Vorverzerrung weitgehend transparent.

Die digitalen Modulationssignale i und q werden im Vorverzerrer mit Hilfe einer Tabelle vorverzerrt. Die vorverzerrten Signale i_v und q_v werden mit D/A-Umsetzern und Anti-Alias-Filtern in analoge Signale umgewandelt, mit einem I/Q-Modulator in den Trägerfrequenzbereich umgesetzt und dem Verstärker zugeführt; eventuell vorhandene ZF-Kreise sind nicht dargestellt. Am Ausgang des Verstärkers wird das Sendesignal entnommen und dem Messzweig zugeführt, der weitgehend symmetrisch zum Sendezweig ist. Am Ausgang des Messzweigs werden die digitalen Rückkopplungssignale i_r und q_r entnommen und der Adaptionseinrichtung des Vorverzerrers zugeführt; diese ermittelt daraus durch Vergleich mit den Signalen i und q neue Werte für die Vorverzerrer-Tabelle. Alle bisher vorgestellten Sendeverstärker mit digitaler Vorverzerrung und Adaption auf der Basis des Basisbandsignals entsprechen in ihrem Aufbau diesem Blockschaltbild [7],[18],[35],[57].

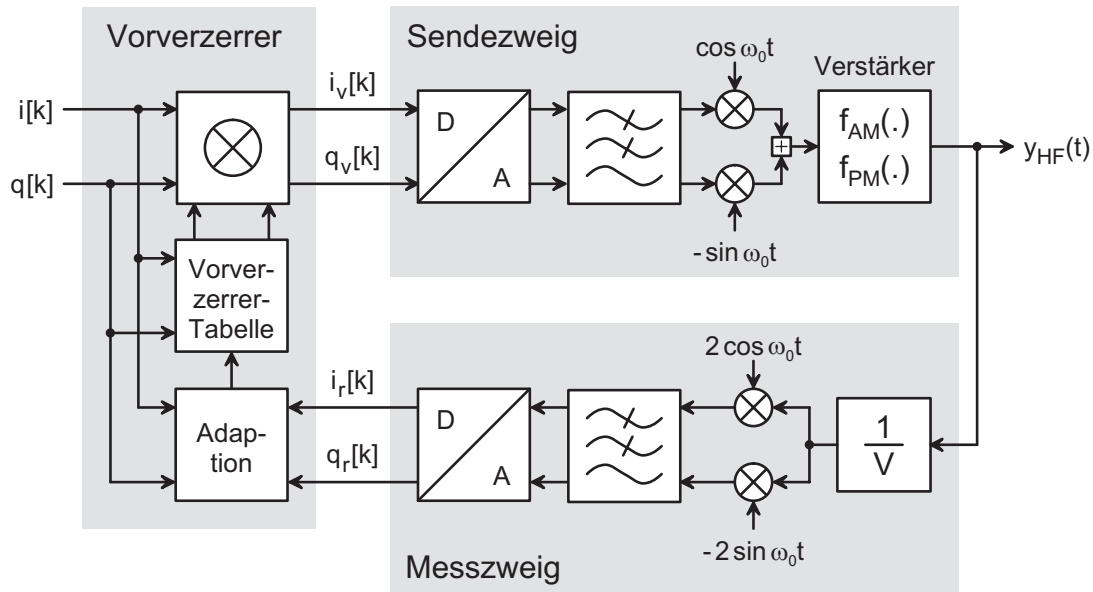


Abb. 2.19: Blockschaltbild eines Sendeverstärkers mit digitaler Vorverzerrung

2.3.2 Sende- und Messzweig

Abbildung 2.20 zeigt ein detailliertes Blockschaltbild des Sendezweigs, in dem im Vergleich zu Abb. 2.19 vor allem die Filter ergänzt wurden. Der Takt f_A der D/A-Umsetzer und die Bandbreite B_{BB} der LC-Filter wird normalerweise entsprechend der Kanalbandbreite K gewählt⁷. Im Zusammenhang mit der Vorverzerrung muss man jedoch deutlich höhere Werte für f_A und B_{BB} wählen, da die Signale i_v und q_v aufgrund der nichtlinearen Vorverzerrung eine wesentlich grössere Bandbreite besitzen als die Signale i und q . Die erforderliche Bandbreite hängt stark von der Nichtlinearität des Sendeverstärkers und der daraus resultierenden Kennlinie des Vorverzerrers ab; typisch ist $B_{BB}/K \approx 4 \dots 14$ [53]. Darüber hinaus kann man, wie bei jeder D/A-Umsetzung, die Anforderungen an das LC-Filter durch eine Überabtastung (*oversampling*) reduzieren.

Im ZF-Bereich wird normalerweise ein Oberflächenwellen-Filter (OFW) eingesetzt, dessen Bandbreite entsprechend der Kanalbandbreite K gewählt wird; dadurch werden Störungen in den Nachbarkanälen, die durch Spiegelfrequenzprodukte und den Oszillator-Durchgriff der Mischer im I/Q-Modulator verursacht werden, unterdrückt. Im Zusammenhang mit der Vorverzerrung muss die Bandbreite auch hier entsprechend höher gewählt werden. Im HF-Bereich werden üblicherweise keramische Filter zur Unterdrückung der Spiegelfrequenzprodukte und des Oszillator-Durchgriffs eingesetzt; sie sind wesentlich breitbandiger als die Filter im Basisband und im ZF-Bereich und müssen deshalb im Zusammenhang

⁷ B_{BB} und K sind *zweiseitige Bandbreiten* im Basisband und damit direkt mit der (einseitigen) ZF-Bandbreite B_{ZF} vergleichbar.

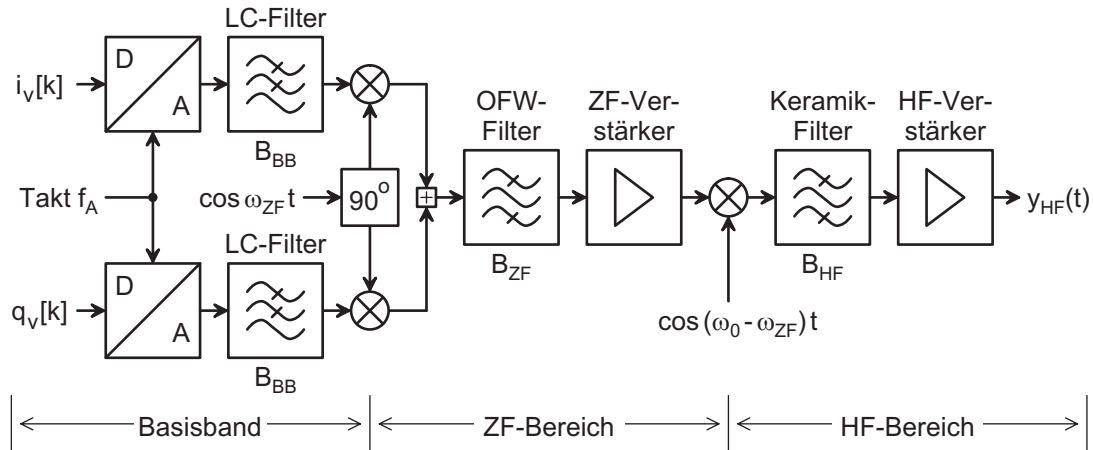


Abb. 2.20: Blockschaltbild des Sendezweigs

mit der Vorverzerrung nicht angepasst werden.

Nichtlinearitäten im ZF- und HF-Bereich des Sendezweigs sind unkritisch, da sie sich zur Nichtlinearität des HF-Verstärkers addieren und von der Vorverzerrung kompensiert werden; für Nichtlinearitäten im Basisband gilt dies nur, wenn sie im I- und im Q-Pfad gleich sind. Unsymmetrien im Basisband und im I/Q-Modulator verursachen phasenabhängige Verzerrungen, die nicht mit AM/AM- und AM/PM-Kennlinien beschrieben und folglich auch nicht kompensiert werden können. Im I/Q-Modulator werden derartige PM/AM- und PM/PM-Verzerrungen durch Amplituden- und Phasenfehler in den Nutzsignalpfaden und im 90°-Netzwerk des Oszillatorpfads verursacht. Für Nachbarkanalunterdrückungen im Bereich von 60 dB beträgt der zulässige relative Verstärkungsfehler zwischen I- und Q-Pfad etwa 1 % und der zulässige Phasenfehler etwa 1° [10]; man erreicht dies mit Hilfe eines adaptiven Kompensators (*quadrature modulator compensator, QMC*) [8],[24]. In der Praxis ist der Einsatz eines digitalen I/Q-Modulators vorzuziehen; in diesem Fall ist die Verarbeitung im Sendezweig bis zum Ausgang des I/Q-Modulators digital.

Der in Abb. 2.21 gezeigte Messzweig ist weitgehend symmetrisch zum Sendezweig. Für den Takt f_A der A/D-Umsetzer und die Bandbreiten B_{BB} und B_{ZF} gelten ähnliche Überlegungen wie im Sendezweig. Die Linearitätsanforderungen an den Messzweig sind — im Gegensatz zum Sendezweig — sehr hoch, da Nichtlinearitäten das Messsignal verzerren und damit zu einer Diskrepanz zwischen den Rückkopplungssignalen i_r und q_r und dem Ausgangssignal y_{HF} führen. Ebenfalls hoch sind die Anforderungen an den I/Q-Demodulator an der Schnittstelle zwischen ZF- und Basisbandbereich; sie entsprechen den Anforderungen an den I/Q-Modulator im Sendezweig. Auch hier ist in der Praxis der Einsatz eines digitalen I/Q-Demodulators vorzuziehen; in diesem Fall wird das Signal bereits am Ausgang des ZF-Verstärkers digitalisiert.

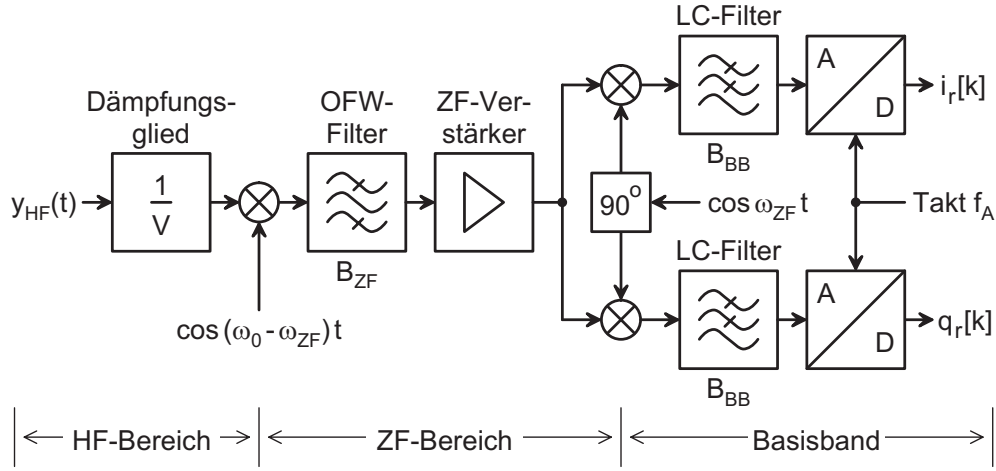


Abb. 2.21: Blockschaltbild des Messzweigs

2.3.3 Vorverzerrer

Die Kennlinien des Vorverzerrers sind im Idealfall invers zu den Kennlinien des Verstärkers; damit ist die Kettenschaltung aus Vorverzerrer und Verstärker bis zur Sättigungsleistung $P_{a,sat}$ linear mit der Verstärkung v_{max} , siehe Abb. 2.22. Mit der komplexen Verstärker-Kennlinie

$$\underline{y} = \underline{f}(\underline{x}_v) = f_{AM}(|\underline{x}_v|) e^{j(f_{PM}(|\underline{x}_v|) + \arg\{\underline{x}_v\})}$$

und der Kennlinie

$$\underline{x}_v = \underline{f}_V(\underline{x}) = f_{V,AM}(|\underline{x}|) e^{j(f_{V,PM}(|\underline{x}|) + \arg\{\underline{x}\})} \quad (2.46)$$

eines idealen Vorverzerrers erhält man:

$$\underline{y} = \underline{f}(\underline{f}_V(\underline{x})) = \begin{cases} v_{max} \underline{x} & \text{für } |\underline{x}| < \frac{\sqrt{2P_{a,sat}}}{v_{max}} \\ \sqrt{2P_{a,sat}} e^{j \arg\{\underline{x}\}} & \text{für } |\underline{x}| \geq \frac{\sqrt{2P_{a,sat}}}{v_{max}} \end{cases} \quad (2.47)$$

Bei einem verstärkungsbasierten Vorverzerrer nach [7] wird die Vorverzerrung durch eine komplexe Multiplikation des Basisbandsignals mit der Vorverzerrer-Verstärkung

$$\underline{v}_v(|\underline{x}|) = \frac{\underline{f}_V(\underline{x})}{\underline{x}} = \frac{f_{V,AM}(|\underline{x}|)}{|\underline{x}|} e^{j f_{V,PM}(|\underline{x}|)} \quad (2.48)$$

durchgeführt:

$$\underline{x}_v = \underline{v}_v(|\underline{x}|) \underline{x} \quad (2.49)$$

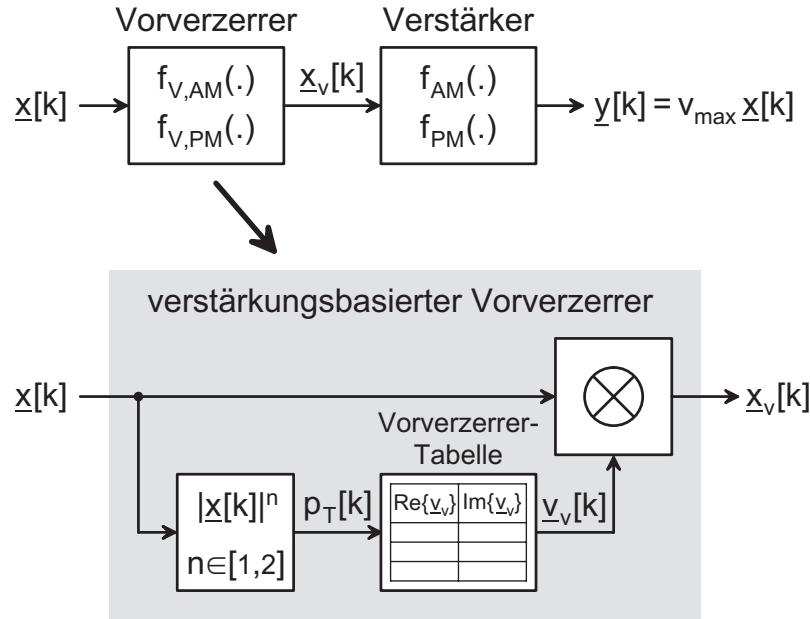


Abb. 2.22: Prinzip des verstärkungsbasierten Vorverzerrers

Die Vorverzerrer-Verstärkung wird mit Hilfe einer *Vorverzerrer-Tabelle* (*look-up table*, *LUT*) aus dem Betrag oder dem Betragsquadrat des Basisbandsignals ermittelt, siehe Abb. 2.22; deshalb wird dieser Vorverzerrer auch *Tabellen-Vorverzerrer* genannt. In der Praxis wird aufgrund der einfachen Berechnung das Betragsquadrat zur Adressierung der Vorverzerrer-Tabelle verwendet [7],[57]:

$$\underline{x} = i + j q \quad \Rightarrow \quad p_T = |\underline{x}|^2 = i^2 + q^2 \quad \Rightarrow \quad \underline{v}_v(|\underline{x}|) = \underline{v}_v(\sqrt{p_T})$$

Die Vorverzerrer-Tabelle enthält in diesem Fall $N_T = 2^{n_T}$ Werte der Funktion $\underline{v}_v(\sqrt{p_T})$ — getrennt nach Real- und Imaginärteil —, die gleichmässig über den Wertebereich von p_T verteilt sind und *Stützstellen* genannt werden. Zur Adressierung wird p_T mit n_T Bit quantisiert und als Index in die Vorverzerrer-Tabelle verwendet.

Die Art der Adressierung — über den Betrag oder das Betragsquadrat — wirkt sich auf die Verteilung der Stützstellen im Wertebereich von $|\underline{x}|$ aus, siehe Abb. 2.23. Die Adressierung über das Betragsquadrat führt gemäss Abb. 2.23b zu einer Konzentration der Stützstellen im Bereich hoher Aussteuerung ($|\underline{x}|$ gross). Sie eignet sich besonders für Klasse-A-Sendeverstärker, deren Nichtlinearität auf den Bereich hoher Aussteuerung begrenzt ist. Für Klasse-AB-Sendeverstärker ist die Adressierung über den Betrag günstiger [11]; dabei muss jedoch die Wurzel $p_T = |\underline{x}| = \sqrt{i^2 + q^2}$ gebildet werden. Ein tabellenbasiertes Verfahren zur näherungsweisen Berechnung der Wurzel wird in [54] vorgeschlagen. Es bleibt jedoch festzuhalten, dass die Adressierung nur einen Einfluss auf die Verteilung der Stützstellen hat; deshalb kann man anstelle der Wurzelberechnung einfachere Abbildungen einsetzen, die einen ähnlichen Effekt auf die Verteilung haben.

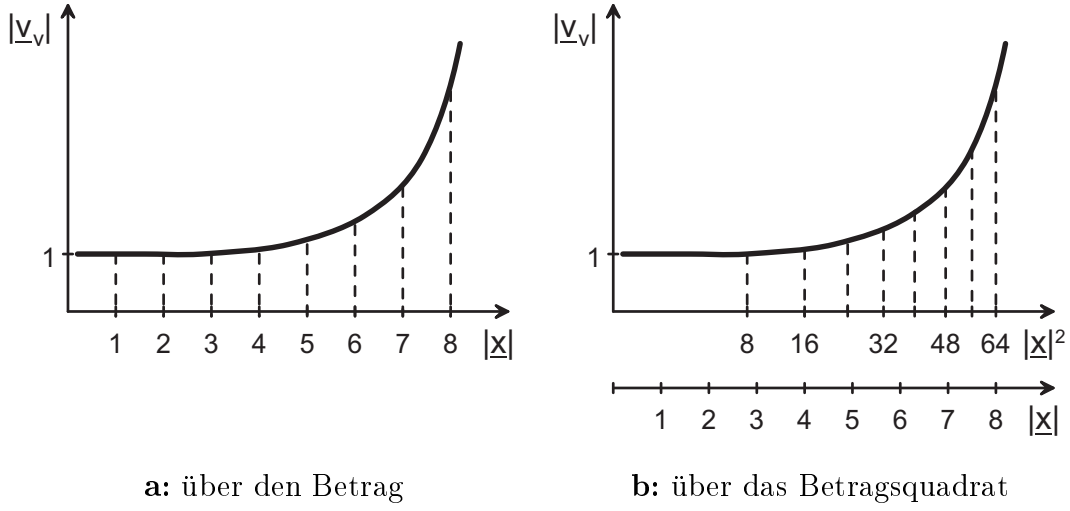


Abb. 2.23: Adressierung einer Vorverzerrer-Tabelle mit 8 Stützstellen

Die komplexe Verstärkung \underline{v}_v des Vorverzerrers wird in der Vorverzerrer-Tabelle getrennt nach Real- und Imaginärteil, d.h. kartesisch, abgelegt. Aufgrund der ebenfalls kartesischen Darstellung des Modulationssignals wird die komplexe Multiplikation aus (2.49) mit vier reellen Multiplizierern und zwei Addierern durchgeführt; zwei weitere Multiplizierer werden zur Bildung des Betragsquadrats benötigt. Abbildung 2.24 zeigt die reelle Realisierung des verstärkungs-basierten Vorverzerrers; mit

$$\underline{v}_v = v_R + j v_I \quad , \quad \underline{x}_v = i_v + j q_v \quad , \quad \underline{x} = i + j q$$

erhält man:

$$i_v = \operatorname{Re} \{ \underline{x}_v \} = \operatorname{Re} \{ \underline{v}_v \underline{x} \} = i v_R - q v_I \quad (2.50)$$

$$q_v = \operatorname{Im} \{ \underline{x}_v \} = \operatorname{Im} \{ \underline{v}_v \underline{x} \} = i v_I + q v_R \quad (2.51)$$

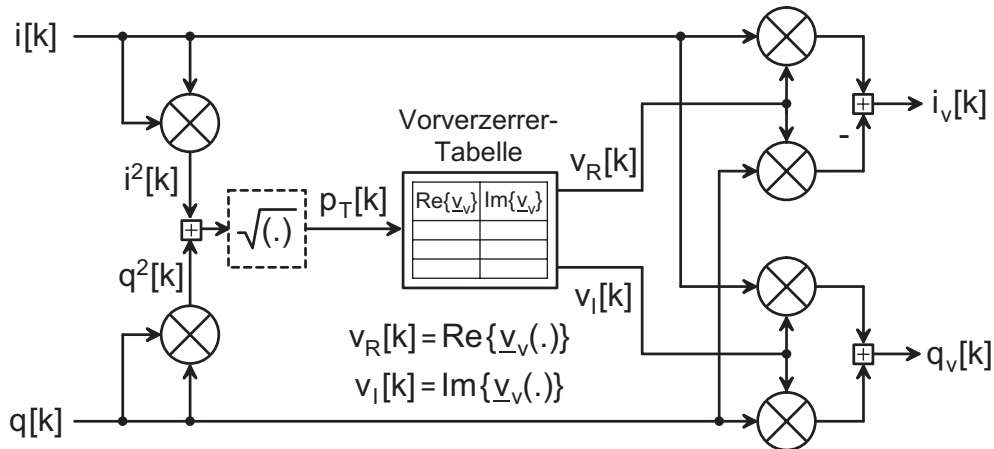


Abb. 2.24: Realisierung des verstärkungs-basierten Vorverzerrers

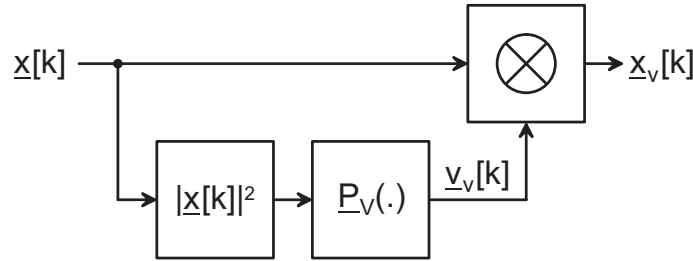


Abb. 2.25: Prinzip des Polynom-Vorverzerrers

Man kann die Vorverzerrung auch in Polarkoordinaten durchführen [15],[18]; die dazu benötigten Koordinaten-Transformationen sind jedoch aufwendig und machen einen derartigen Vorverzerrer ungeeignet für hohe Abtastraten. Die Vorteile des polaren Vorverzerrers liegen in einer möglichen Entkopplung des Adaptionsverhaltens für den Betrag und die Phase [18].

Eine Alternative zum Tabellen-Vorverzerrer ist der *Polynom-Vorverzerrer*; dabei wird die Vorverzerrer-Verstärkung \underline{v}_v nicht in einer Tabelle gespeichert, sondern mit Hilfe eines Polynoms in Echtzeit aus dem Betragsquadrat des Eingangssignals berechnet:

$$\underline{v}_v(|\underline{x}|) = \underline{P}_V(|\underline{x}|^2) = \sum_{m=0 \dots M} \underline{c}_{v,2m+1} |\underline{x}|^{2m} \quad (2.52)$$

Abbildung 2.25 zeigt das Prinzip des Polynom-Vorverzerrers. Während der Tabellen-Vorverzerrer N_T komplexe Parameter — die komplexen Verstärkungen des Vorverzerrers an den N_T Stützstellen — aufweist, besitzt der Polynom-Vorverzerrer $M + 1$ komplexe Parameter in Form der Koeffizienten des Polynoms. Für Klasse-A-Verstärker mit weitgehend linearen Kennlinien benötigt der Polynom-Vorverzerrer deutlich weniger Parameter als der Tabellen-Vorverzerrer; in den meisten Fällen sind drei Koeffizienten ausreichend. Im Gegensatz dazu ist die benötigte Vorverzerrer-Verstärkung bei Klasse-AB- und Klasse-B-Verstärkern oft nicht ausreichend genau durch ein Polynom darstellbar. Der Polynom-Vorverzerrer wird deshalb überwiegend zur Linearisierung von Klasse-A-Verstärkern eingesetzt [4], [15],[20],[21],[50],[51]. Bei hohen Abtastraten kann die Berechnung der Vorverzerrer-Verstärkung nicht mehr in Echtzeit erfolgen; dann muss man einen Tabellen-Vorverzerrer verwenden, das Polynom an den Stützstellen auswerten und in der Vorverzerrer-Tabelle ablegen.

2.3.4 Adaption

Beim Tabellen-Vorverzerrer wird die Adaption der Vorverzerrer-Tabelle in den meisten Fällen elementweise, d.h. getrennt für jede Stützstelle, vorgenommen [7],[18],[57]; dazu werden Eingangswerte auf die zugehörigen Stützstellen verteilt. Im allgemeinen werden nicht alle Eingangswerte für die Adaption verwendet; das gilt vor allem für Systeme mit hohen Abtastfrequenzen, bei denen die

zur Berechnung eines Adaptionsschritts benötigte Zeit wesentlich länger ist als ein Abtastintervall. Für die Beurteilung der Adaption ist demzufolge nicht die Konvergenz bezüglich der Anzahl der Adaptionsschritte, sondern der dazu nötige Rechenaufwand maßgebend: ein einfaches Verfahren konvergiert langsamer, d.h. benötigt mehr Adaptionsschritte, kann aber bei gleicher Rechenleistung mehr Schritte durchführen als ein aufwendiges Verfahren.

Die einfachste Methode zur elementweisen Adaption besteht darin, das Eingangssignal des Verstärkers entsprechend dem Quotienten aus gewünschtem und tatsächlichem Ausgangssignal zu skalieren; dieses Verfahren konvergiert langsam, ist aber robust. In [7] wird das *Sekanten-Verfahren* mit quadratischer Konvergenz verwendet; dabei wird mit Hilfe der Ein- und Ausgangswerte des letzten Schritts eine lineare Prädiktion durchgeführt. Eine experimentelle Verifikation in [57] hat jedoch gezeigt, dass das Sekanten-Verfahren empfindlich auf Parameterschwankungen reagiert; deshalb wird in [57] ein spezielles Skalierungsverfahren (*RASCAL*, *rotate and scale*) verwendet.

Beim Polynom-Vorverzerrer erfolgt die Adaption global, d.h. jeder Adaptionsschritt wirkt sich auf die Koeffizienten des Polynoms und damit auf die gesamte Kennlinie des Vorverzerrers aus. Die Koeffizienten werden üblicherweise mit einem Suchverfahren zur Minimierung der Nachbarkanalleistung optimiert [4],[50],[51]. Man muss sich dabei auf Vorverzerrer mit Grad 5 (3 Koeffizienten) beschränken — für den Polynom-Vorverzerrer aus Abb. 2.25 gilt in diesem Fall

$$P_V(|x|^2) = c_{v,1} + c_{v,3}|x|^2 + c_{v,5}|x|^4$$

—, damit eine Optimierungsfläche mit einem globalen Minimum vorliegt; bei höherem Grad existieren Nebenminima [20].

Wenn mit einem Polynom-Vorverzerrer mit Grad 5 keine ausreichende Linearisierung erzielt wird — bei Klasse-AB-Verstärkern ist das meist der Fall —, muss man leistungsfähigere Verfahren wie das *indirekte Lernen* (*indirect learning*) einsetzen [17],[20],[21]; dabei werden ein oder zwei weitere Polynom-Vorverzerrer verwendet, um für die Adaption ein Fehlersignal mit linearer Abhängigkeit von den Koeffizienten bereitzustellen. Abbildung 2.26 zeigt das Prinzip der Adaption durch indirektes Lernen mit insgesamt drei Polynom-Vorverzerrern, die parallel adaptiert werden [20],[21]. In [17] wird das zur Bildung des Fehlers \underline{e} benötigte vorverzerrte Signal \underline{x}_v direkt vor dem Verstärker entnommen, so dass ein Polynom-Vorverzerrer entfällt. Da der Fehler

$$\underline{e} = \tilde{\underline{x}}_v - \underline{x}_v = \underline{P}_V(|\tilde{\underline{x}}|^2) \tilde{\underline{x}} - \underline{P}_V(|\underline{x}|^2) \underline{x}$$

linear in den Koeffizienten ist, kann man zur Ermittlung der Koeffizienten das rekursive, quadratisch minimale RLS-Verfahren (*recursive least squares*) einsetzen; dieses Verfahren ermöglicht eine schnelle Adaption und bieten vielfältige Möglichkeiten zur Steuerung der Adaption.

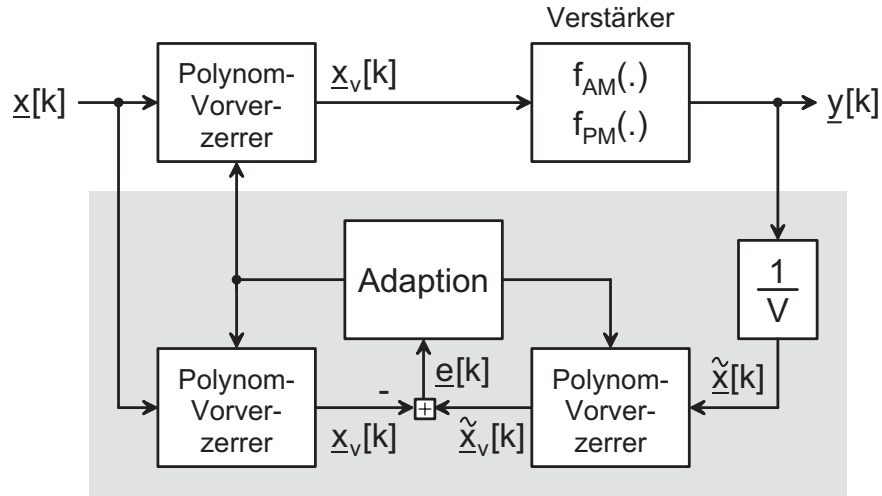


Abb. 2.26: Prinzip der Adaption durch indirektes Lernen

Alternativ kann man die Kennlinien des Verstärkers identifizieren und invertieren, d.h. die Koeffizienten der komplexen Kennlinie

$$\underline{y} = \sum_{m=0 \dots \infty} \underline{c}_{2m+1} |\underline{x}_v|^{2m} \underline{x}_v$$

des Verstärkers schätzen und daraus mit Hilfe einer Polynom-Inversion die Koeffizienten des Polynom-Vorverzerrers

$$\underline{x}_v = \sum_{m=0 \dots \infty} \underline{c}_{v,2m+1} |\underline{x}|^{2m} \underline{x}$$

ermitteln [4],[35]; Abb. 2.27 zeigt das Prinzip. Wie beim indirekten Lernen ist auch hier der Fehler linear in den Koeffizienten, so dass man zur Ermittlung der Koeffizienten das RLS-Verfahren einsetzen kann.

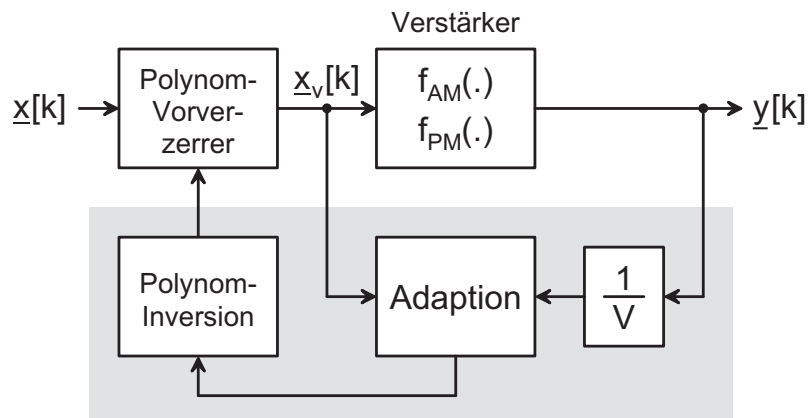


Abb. 2.27: Prinzip der Adaption durch Identifikation und Inversion

2.4 Eigener Beitrag

Die Linearisierung von Sendeverstärkern nach dem Verfahren der digitalen Vorverzerrung wird seit Beginn der 90-er Jahre untersucht. Den Anstoss dazu gab vor allem ein Artikel von James Cavers [7], in dem der verstärkungsbasierte Tabellen-Vorverzerrer eingeführt wurde. Auf diesem Artikel bauen weitere Artikel auf [10],[11],[18],[54],[57]. Parallel dazu wurde der aus der Datenvorverzerrung [32],[31],[34],[49] bekannte Polynom-Vorverzerrer eingesetzt [15],[20],[21],[35],[50],[51]; einen vergleichenden Überblick hierzu gibt [4].

In allen Artikeln werden QAM-, QPSK- oder $\pi/4$ -DQPSK-Signale mit einem willkürlich gewählten Rolloff-Faktor verwendet, wobei die Eigenschaften der Signale und ihre Auswirkungen auf die Linearisierung unbeachtet bleiben. Deshalb sind die berichteten Linearisierungsgewinne einerseits nicht vergleichbar, andererseits bleibt völlig unklar, wie die realisierten Gewinne einzuordnen sind, da ein Vergleichsmaßstab fehlt. Untersuchungen mit rauschartigen Modulationssignalen, wie sie z.B. bei Code-Multiplex- (*code division multiple access, CDMA*) oder Mehrträger-Verfahren (*orthogonal frequency division modulation, OFDM*) auftreten, liegen noch nicht vor⁸; lediglich der Einfluss von Nichtlinearitäten wurde bisher untersucht [6],[13]. Da diese Modulationssignale einen wesentlich höheren Spitzenwertfaktor besitzen, ist vor allem bei der elementweisen Adaption der Vorverzerrer-Tabelle ein anderes Verhalten zu erwarten. In diesem Zusammenhang stellt sich auch die Frage, ob die Unteraussteuerung immer grösser sein muss als der Spitzenwertfaktor oder ob eine Restübersteuerung zugelassen werden kann. Dies wird im Kapitel 3 mit Hilfe der mittleren Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Betrags untersucht. In diesem Zusammenhang wird eine Kennzahl zur Beschreibung der Linearisierbarkeit eingeführt. Mit dieser Kennzahl kann man die mit einem idealen Vorverzerrer erzielbare Nachbarkanalunterdrückung in Abhängigkeit von einer verbleibenden Restübersteuerung angeben. Zusätzlich wird auf der Basis typischer Verstärker-Kennlinien die Nachbarkanalunterdrückung ohne Linearisierung ermittelt, so dass — zusammen mit der erzielbaren Unterdrückung — der mögliche Linearisierungsgewinn angegeben werden kann.

Die Modulationsbandbreiten der bisher beschriebenen Linearisierer betragen nur wenige 10 kHz. Im Kapitel 4 wird das Konzept und die Systemsimulation eines adaptiven Linearisierungssystems mit digitaler Vorverzerrung für Basisstationen der dritten Mobilfunk-Generation UMTS (*universal mobile telecommunication system*) mit Breitband-Code-Multiplex (*wideband CDMA, W-CDMA*) mit einer Modulationsbandbreite von 5 MHz und einer Abtastfrequenz von 56 MHz beschrieben. In der Systemsimulation wird der Einfluss aller Systemparameter untersucht. Dabei sind vor allem die Anforderungen an die Komponenten des Mes-

⁸In [1] werden Versuchsergebnisse mit einem OFDM-Signal des digitalen Rundfunks DAB vorgestellt, allerdings werden der Versuchsaufbau und das Linearisierungsverfahren nicht näher beschrieben.

szweigs von Interesse, da in allen bisherigen Untersuchungen ein idealer Messzweig angenommen wurde; lediglich der Einfluss eines nichtidealen I/Q-Demodulators wurde bereits untersucht [10],[46].

Bezüglich Vorverzerrer und Adaptionverfahren gibt es bisher zwei Kombinationen: den Tabellen-Vorverzerrer mit elementweiser Adaption, der für Verstärker mit beliebiger Kennlinie geeignet ist, und den Polynom-Vorverzerrer mit globaler Adaption, der nur für Klasse-A-Verstärker geeignet ist. Da in modernen Basisstationen Klasse-AB-Verstärker mit hohem Wirkungsgrad eingesetzt werden, muss man einen Tabellen-Vorverzerrer verwenden; das ergibt sich auch aus der hohen Abtastfrequenz, die eine Polynom-Auswertung in Echtzeit sehr aufwendig macht. Die elementweise Adaption, die bisher beim Tabellen-Vorverzerrer üblich war, hat jedoch zwei Nachteile: zum einen erhält man aufgrund des Rauschens im Messzweig ein relativ grosses Tabellenrauschen, das die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung begrenzt; zum anderen arbeitet die Adaption bei rauschartigen Signalen im Bereich grosser Amplituden aufgrund der geringen mittleren Wahrscheinlichkeitsdichte des Betrags sehr schlecht. Vereinfacht kann man sagen, dass die Vorverzerrer-Tabelle bei der elementweisen Adaption praktisch immer inkonsistent ist, d.h. keine glatte Kennlinie realisiert. Deshalb wird hier ein Verfahren verwendet, das die Vorteile des Tabellen-Vorverzerrers mit denen des Polynom-Vorverzerrers — vor allem hinsichtlich des Einsatzes des RLS-Verfahrens zur Adaption — verbindet und mit vertretbarem Aufwand realisiert werden kann.

Das im Kapitel 4 untersuchte Linearisierungssystem wurde mit Hilfe handelsüblicher Messgeräte und spezieller Komponenten für den Sende- und Messzweig aufgebaut; als Sendeverstärker wird ein aktueller LDMOS-Verstärker mit einer Sättigungsleistung von 10 W verwendet [16]. Mit diesem Aufbau werden die Ergebnisse der Systemsimulation verifiziert.

Kapitel 3

Signale und Verstärker

Für die Anwendung der Linearisierung ist die Frage nach der erzielbaren Nachbarkanalunterdrückung von zentraler Bedeutung; sie entscheidet darüber, ob und mit welcher Effizienz ein Sendeverstärker die Anforderungen eines Übertragungssystems erfüllen kann. Im Falle der digitalen Vorverzerrung wird ein idealer Vorverzerrer vorausgesetzt, d.h. die Kennlinie des linearisierten Sendeverstärkers ist bis zur Sättigungsleistung linear. Ist die Unteraussteuerung in diesem Fall grösser als der Spitzenwertfaktor des Modulationssignals, erhält man eine ideale Linearisierung des Basisbandsignals mit — theoretisch — unendlich hoher Nachbarkanalunterdrückung; die tatsächliche Nachbarkanalunterdrückung hängt dann nur noch vom Realisierungsaufwand für die Vorverzerrung ab. In vielen Fällen kann man jedoch eine Restübersteuerung zulassen, d.h. die Unteraussteuerung ist geringer als der Spitzenwertfaktor; dadurch wird das Basisbandsignal in geringem Umfang ideal betragsbegrenzt. In diesem Zusammenhang ist die Abhängigkeit der Nachbarkanalunterdrückung von der Restübersteuerung von Interesse; sie hängt nur noch vom Modulationssignal ab und charakterisiert die Übersteuerungsfestigkeit des Modulationsverfahrens. In der Praxis wird man die Restübersteuerung so wählen, dass die resultierende Nachbarkanalleistung gerade noch unterhalb des zulässigen Grenzwerts liegt.

Zur Ermittlung des maximal möglichen Linearisierungsgewinns, d.h. der Verringerung der Nachbarkanalleistung durch den Einsatz eines idealen Vorverzerers, benötigt man zusätzlich die Nachbarkanalleistung ohne Linearisierung. Sie hängt von den Kennlinien des Sendeverstärkers und vom Modulationssignal ab. Da die Kennlinien von Halbleiter-Sendeverstärkern sehr ähnlich sind, kann man das Verhalten verschiedener Modulationssignale mit Hilfe einiger typischer Kennlinien untersuchen und damit die Empfindlichkeit der Modulationsverfahren gegenüber Nichtlinearitäten charakterisieren.

Abb. 3.1 zeigt die Abhängigkeiten im Zusammenhang mit der Nachbarkanalunterdrückung. Im folgenden werden zunächst charakteristische Grössen für die Modulationssignale eingeführt; anschliessend werden einige gängige Modulationssignale vorgestellt und bezüglich ihrer Linearisierbarkeit untersucht.

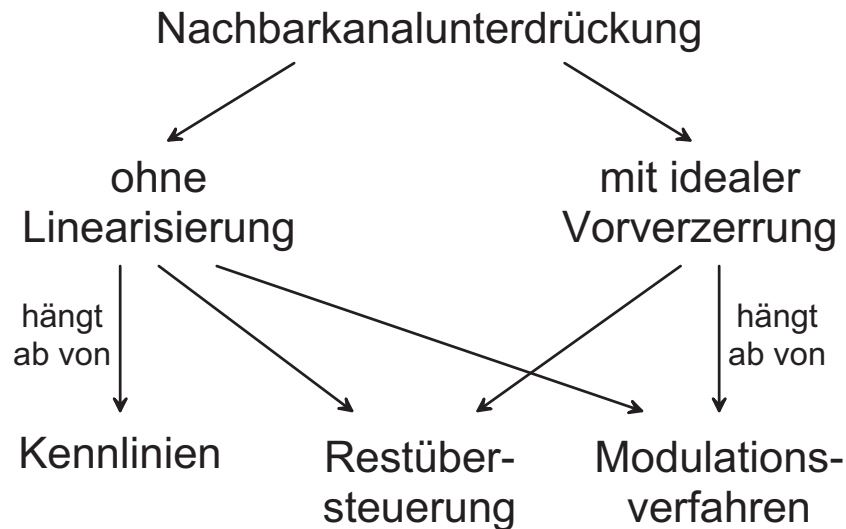


Abb. 3.1: Abhängigkeiten der Nachbarkanalunterdrückung

3.1 Charakteristische Grössen

Im Zusammenhang mit der Untersuchung von Modulationssignalen stellt sich die Frage, ob sich die Linearisierbarkeit mit Hilfe einfacher Grössen charakterisieren lässt, wie genau diese Charakterisierung ist und inwieweit man Modulationsverfahren auf der Basis dieser Grössen vergleichen kann. Als Ausgangspunkt dient die bereits im Abschnitt 2.1.2 vorgestellte mittlere WDF des Betrags des Basisbandsignals, aus der alle hier vorgestellten Grössen hervorgehen.

3.1.1 Mittlere WDF des Betrags

Die zentrale Rolle der mittleren WDF des Betrags für die Linearisierbarkeit ist anschaulich klar. Auf der einen Seite gibt sie Auskunft, in welchem Bereich der Sendeverstärker angesteuert wird und welcher Anteil des Signals bei einer idealen Linearisierung mit Restübersteuerung amplitudenbegrenzt wird; sie gibt also Auskunft über das *Ergebnis* der Linearisierung. Auf der anderen Seite lässt sie auch Rückschlüsse auf den *Vorgang* der Linearisierung — gemeint ist damit das Adaptionverhalten — zu; so ist z.B. die Adaptionsdauer einer Stützstelle beim Tabellen-Vorverzerrer mit elementweiser Adaption umgekehrt proportional zur Wahrscheinlichkeit des zugehörigen Betrags des Basisbandsignals.

Eine Berechnung der mittleren WDF des Betrags ist im allgemeinen sehr aufwendig. Eine Ausnahme bilden Modulationsverfahren, bei denen das Modulationssignal aus sehr vielen, statistisch unabhängigen Teilsignalen zusammengesetzt wird; in diesem Fall kann unter Bezugnahme auf den zentralen Grenzwertsatz (*central limit theorem*) [43] von einer Gauss-Verteilung der kartesischen Komponenten und — daraus folgend — einer Rayleigh-Verteilung des Betrags

ausgegangen werden:

$$p_R(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Mit Bezug auf die Leistung

$$P_x = \int_0^\infty x^2 p_R(x) dx = 2\sigma^2$$

erhält man:

$$p_R(x) = \frac{2x}{P_x} e^{-\frac{x^2}{P_x}} \quad (3.1)$$

Das Modulationssignal hat in diesem Fall *im Mittel* dieselben Eigenschaften wie bandbegrenzttes weisses Rauschen.

Bei allen anderen Modulationsverfahren muss man die mittlere WDF des Betrags numerisch bestimmen; dazu wird eine möglichst lange Musterfunktion des jeweiligen Modulators gemäss (2.15) ausgewertet. Als Eingangssignal für den Modulator wird ein binäres Zufallssignal verwendet, das mit Schieberegistern erzeugt wird (*pseudo random binary sequence, PRBS*). Gerechtfertigt wird dies durch die Tatsache, dass die vorausgehende Quellen- und Kanalcodierung unabhängig von den Eigenschaften der Quelle näherungsweise ein derartiges Signal liefert. Diese Feststellung ist wichtig, da sich statistische Bindungen im Eingangssignal des Modulators signifikant auf die mittlere WDF des Betrags auswirken können.

Einige Modulationsverfahren besitzen Parameter, die sich auf die mittlere WDF des Betrags auswirken; dazu gehört z.B. der Rolloff-Faktor der Impulse bei Pulsamplitudenmodulationsverfahren wie *M*-PSK und *M*-QAM oder die Anzahl der Träger bei Mehrträgerverfahren. Mit Hilfe dieser Parameter werden bestimmte Eigenschaften des Übertragungssystems optimiert; z.B. ermöglicht der Rolloff-Faktor einen Kompromiss zwischen Bandbreitenbedarf und Synchronisationsaufwand im Empfänger. Bei diesen Verfahren kommt die Linearisierbarkeit des Signals als weiteres Kriterium bei der Wahl der Parameter hinzu [45].

3.1.2 Spitzenwertfaktor

Eine wichtige charakteristische Grösse ist der bereits im Abschnitt 2.1.2 genannte *Spitzenwertfaktor*. Es wurde bereits darauf hingewiesen, dass der theoretische Spitzenwertfaktor bei rauschartigen Modulationssignalen wenig Aussagekraft besitzt, da er sich auf einen maximalen Betrag mit extrem kleiner Wahrscheinlichkeit bezieht. Um einen sinnvollen Vergleich der Modulationsverfahren zu ermöglichen, wird ein *praktischer Spitzenwertfaktor* eingeführt, der die in der Praxis beobachteten Spitzenwertfaktoren möglichst gut repräsentiert. Dazu wird ein *praktischer Maximalbetrag* $x_{max}^{(pr)}$ eingeführt, der nur mit einer Wahrscheinlichkeit von 10^{-6} überschritten wird:

$$\Pr(|\underline{x}(t)| > x_{max}^{(pr)}) = \int_{x_{max}^{(pr)}}^\infty p_x(x) dx = 10^{-6} \quad (3.2)$$

Für den praktischen Spitzenwertfaktor gilt dann:

$$C_x^{(pr)} = \frac{x_{max}^{(pr)}}{\sqrt{P_x}} = \frac{x_{max}^{(pr)}}{x_{eff}} \quad , \quad C_{x,dB}^{(pr)} = 20 \log_{10} C_x^{(pr)} \quad (3.3)$$

Für ein Signal mit Rayleigh-Verteilung erhält man $C_x^{(pr)} = 3,7$ ($C_{x,dB}^{(pr)} = 11,4$ dB).

3.1.3 Parameter der mittleren WDF des Betrags

Für die Linearisierbarkeit eines Modulationssignals ist der Verlauf der mittleren WDF des Betrags im Bereich hoher Beträge massgebend. Dieser Verlauf kann durch Parameter beschrieben werden, die ihrerseits eine einfache näherungsweise Berechnung der Nachbarkanalunterdrückung bei idealer Linearisierung mit Restübersteuerung, d.h. mit idealer Betragsbegrenzung, ermöglichen.

Bei einer idealen Betragsbegrenzung mit der Kennlinie

$$\underline{y} = \underline{f}_B(\underline{x}) = \begin{cases} \underline{x} & \text{für } |\underline{x}| \leq x_{sat} \\ x_{sat} e^{j \arg\{\underline{x}\}} & \text{für } |\underline{x}| > x_{sat} \end{cases} \quad (3.4)$$

erhält man das Fehlersignal:

$$\underline{e} = \underline{y} - \underline{x} = \underline{f}_B(\underline{x}) - \underline{x} = \begin{cases} 0 & \text{für } |\underline{x}| \leq x_{sat} \\ (x_{sat} - |\underline{x}|) e^{j \arg\{\underline{x}\}} & \text{für } |\underline{x}| > x_{sat} \end{cases}$$

Daraus folgt für die Beträge $e = |\underline{e}|$ und $x = |\underline{x}|$:

$$e = \begin{cases} 0 & \text{für } x \leq x_{sat} \\ (x - x_{sat}) & \text{für } x > x_{sat} \end{cases}$$

Die mittlere WDF $p_e(e)$ des Betrags des Fehlersignals erhält man aus der mittleren WDF $p_x(x)$ des Betrags des Modulationssignals:

$$p_e(e) = p_x(e + x_{sat}) + \left(\int_0^{x_{sat}} p_x(x) dx \right) \delta_0(e)$$

Der Delta-Anteil in $p_e(e)$ beschreibt die Wahrscheinlichkeit, dass keine Begrenzung vorliegt. Die Leistung des Fehlersignals beträgt:

$$P_E = \int_0^\infty e^2 p_e(e) de = \int_0^\infty e^2 p_x(e + x_{sat}) de = \int_{x_{sat}}^\infty (x - x_{sat})^2 p_x(x) dx \quad (3.5)$$

Bei schwacher Übersteuerung sind das Ausgangssignal \underline{y} und das Fehlersignal \underline{e} näherungsweise unkorreliert. Die Leistung P_y des Ausgangssignals ist in diesem Fall wesentlich grösser als die Leistung P_E des Fehlersignals und entspricht näherungsweise der Leistung P_x des Eingangssignals \underline{x} :

$$P_y \approx P_x = x_{eff}^2 = \int_0^\infty x^2 p_x(x) dx \quad (3.6)$$

Ermittelt man die zugehörige Nachbarkanalunterdrückung U mit Hilfe einer Simulation, zeigt sich, dass man bei schwacher Übersteuerung die Näherung

$$U \stackrel{(2.41)}{=} \frac{P_{y,k}}{\max\{P_{y,kl}, P_{y,kr}\}} \approx \frac{3P_y}{P_E}$$

verwenden kann; daraus folgt mit (3.5) und (3.6):

$$U \approx \frac{3P_x}{P_E} = \frac{3 \int_0^\infty x^2 p_x(x) dx}{\int_{x_{sat}}^\infty (x - x_{sat})^2 p_x(x) dx} \quad (3.7)$$

Die Näherung gilt im Bereich $U > 10^4$ ($U_{dB} > 40$ dB).

Die mittlere WDF des Betrags kann im Bereich hoher Beträge durch die empirische Funktion

$$\tilde{p}_x(x) = \begin{cases} \frac{a_W}{x_{eff}} \left(C_W - \frac{x}{x_{eff}} \right)^{p_W} & \text{für } x < C_W x_{eff} \\ 0 & \text{für } x \geq C_W x_{eff} \end{cases} \quad (3.8)$$

angenähert werden. Der Parameter p_W wird *Exponent der WDF* genannt; a_W und C_W sind weitere Parameter. Abb. 3.2 zeigt die Näherung am Beispiel eines QPSK-Signals. Die Parameter werden mit einem Gradientenabstiegsverfahren ermittelt. Aus (3.2) und (3.8) erhält man den Zusammenhang zwischen dem praktischen Spitzenwertfaktor $C_x^{(pr)}$ und dem Parameter C_W :

$$C_x^{(pr)} = C_W - \left(10^{-6} \cdot \frac{p_W + 1}{a_W} \right)^{\frac{1}{p_W + 1}} \quad (3.9)$$

Damit definiert man die *Restübersteuerung*:

$$\ddot{u} = \frac{x_{max}^{(pr)}}{x_{sat}} = \frac{C_x^{(pr)} x_{eff}}{x_{sat}}, \quad \ddot{u}_{dB} = 20 \log_{10} \ddot{u} \quad (3.10)$$

Eine Restübersteuerung liegt vor, wenn der praktische Maximalbetrag $x_{max}^{(pr)}$ größer ist als die Begrenzung x_{sat} ; dann gilt $\ddot{u} > 1$. Durch Einsetzen von (3.9) und (3.10) in (3.7) und Substitution von

$$z = \frac{x - x_{sat}}{x_{eff}} = \frac{x}{x_{eff}} - \frac{C_x^{(pr)}}{\ddot{u}} \quad (3.11)$$

erhält man eine von der Restübersteuerung \ddot{u} abhängige Darstellung für die Nachbarkanalunterdrückung:

$$U(\ddot{u}) \approx \frac{3}{a_W \int_0^{C_W - C_x^{(pr)}/\ddot{u}} z^2 \left(C_W - \frac{C_x^{(pr)}}{\ddot{u}} - z \right)^{p_W} dz} \quad \text{für } \ddot{u} > \frac{C_W}{C_x^{(pr)}} \quad (3.12)$$

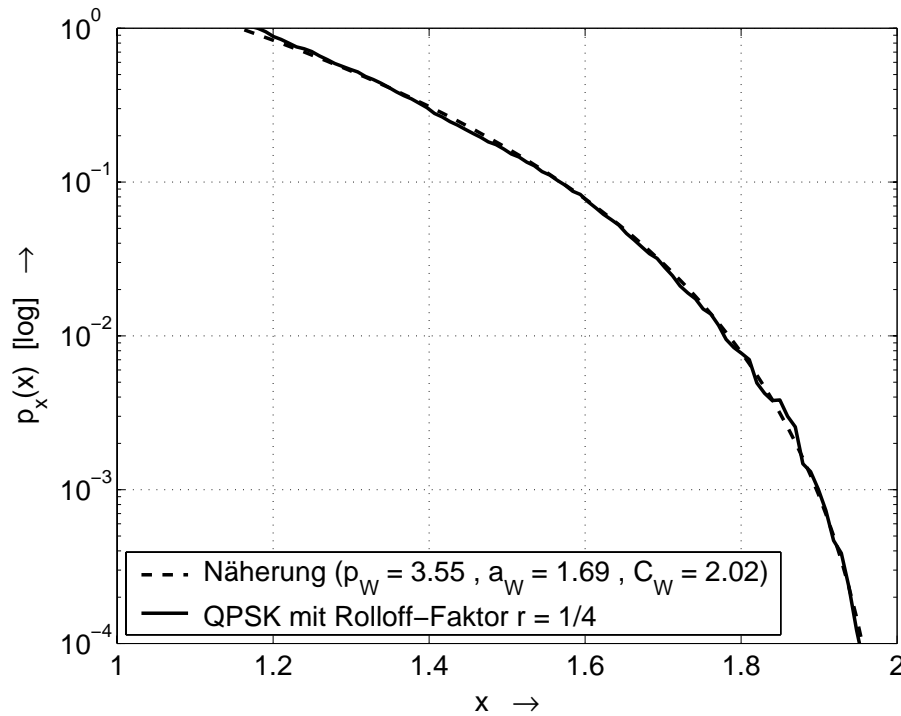


Abb. 3.2: Näherung für die mittlere WDF des Betrags am Beispiel eines QPSK-Signals

Der prinzipielle Verlauf von U hängt nur vom Exponenten p_W der WDF ab, da der Parameter a_W nur die Ordinate und die Parameter C_W und $C_x^{(pr)}$ nur die Abszisse skalieren. Damit ist der Exponent der WDF ein wesentlicher Indikator für das Übersteuerungsverhalten.

Abbildung 3.3 zeigt den Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \tilde{u} für ein QPSK-Mustersignal mit einem Rolloff-Faktor $r = 1/4$ zusammen mit der Näherung (3.7) auf der Basis der mittleren WDF des Betrags des Mustersignals und der Näherung (3.12) auf der Basis der Parameter p_W , a_W und C_W . Die Näherung auf der Basis der mittleren WDF des Betrags gibt den Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung im Bereich geringer Restübersteuerung sehr genau wieder; mit zunehmender Restübersteuerung erhält man einen zunehmenden Fehler aufgrund der zunehmenden Korrelation zwischen dem Fehler- und dem Ausgangssignal. Die Näherung (3.12) verläuft prinzipiell gleich. Sie weicht im Bereich geringer Restübersteuerung etwas von den beiden anderen Verläufen ab, da die Parameter p_W , a_W und C_W mit einem wesentlich längeren Mustersignal ermittelt wurden, dessen WDF bei grossen Beträgen geringfügig von der des relativ kurzen Mustersignals zur Berechnung der Nachbarkanalunterdrückung und der Näherung (3.7) abweicht ¹.

¹Es wurden Mustersignale mit unterschiedlicher Länge verwendet, da die Berechnung der Nachbarkanalunterdrückung erheblich mehr Rechenzeit benötigt als die Berechnung der mittleren WDF des Betrags.

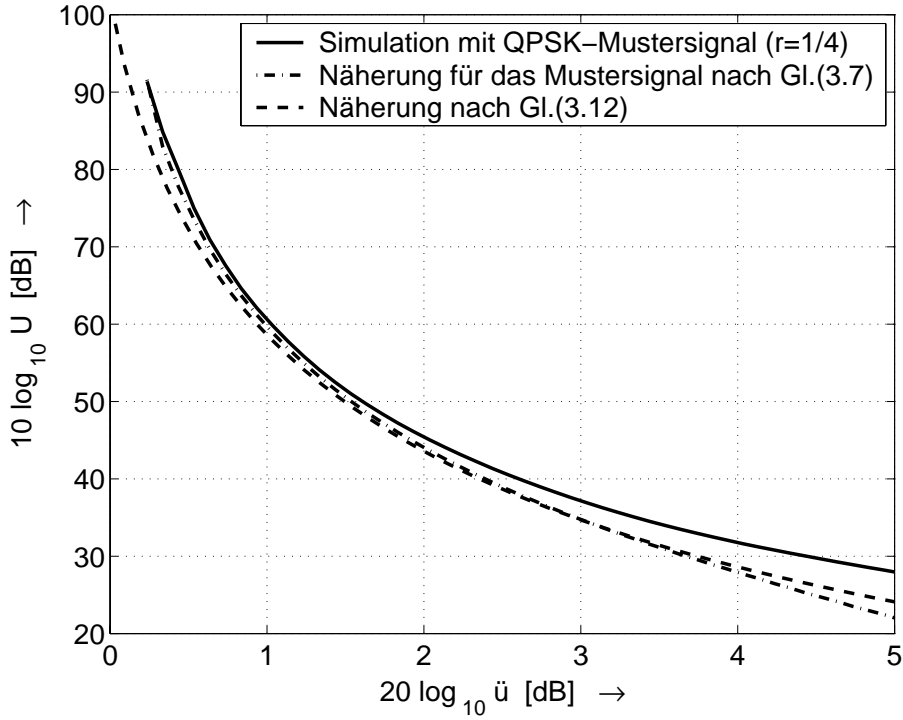


Abb. 3.3: Nachbarkanalunterdrückung $U(\ddot{u})$ für ein QPSK-Signal

Abbildung 3.4 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit vom Exponenten p_W der WDF. Zur Ermittlung dieser Kurven wurde angenommen, dass die Näherung (3.8) die mittlere WDF des Betrags über den gesamten Bereich beschreibt; damit erhält man bei vorgegebenem Exponenten p_W über die Bedingung

$$\int_0^\infty \tilde{p}_x(x) dx = \int_0^{C_W x_{eff}} \frac{a_W}{x_{eff}} \left(C_W - \frac{x}{x_{eff}} \right)^{p_W} dx = \frac{a_W C_W^{p_W+1}}{p_W + 1} = 1$$

einen Zusammenhang zwischen den Parametern a_W und C_W . Da die Skalierung in Ordinateurichtung von dieser Annahme abhängt, gibt Abb. 3.4 nur die prinzipiellen Verläufe wieder. Bei grossen Exponenten p_W erhält man bereits für $\ddot{u} < 1$ bzw. $\ddot{u}_{dB} < 0$ dB eine Übersteuerung, da die Restübersteuerung \ddot{u} auf den praktischen Spitzenwertfaktor $C_x^{(pr)}$ bezogen ist, der mit einer Wahrscheinlichkeit von 10^{-6} überschritten wird.

3.2 Modulationsverfahren

Im folgenden werden einige gängige Modulationsverfahren bezüglich ihres Übersteuerungsverhaltens untersucht; dabei wird QPSK als typisches Verfahren für die Satellitenkommunikation, $\pi/4$ -DQPSK als typisches Verfahren für Datenfunk-

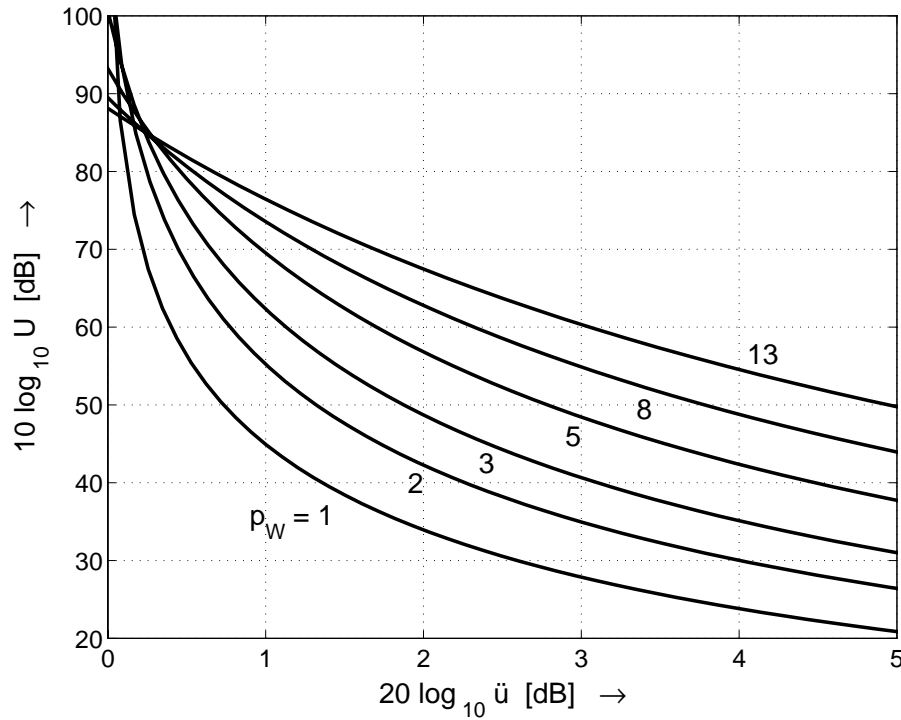


Abb. 3.4: Prinzipieller Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung $U(\ddot{u})$ in Abhängigkeit vom Exponenten p_W der WDF

dienste, 16-QAM als typischer Vertreter für eine mehrstufige Pulsamplitudenmodulation sowie OFDM (DAB) und CDMA als typische Verfahren mit rauschar-tigen Modulationssignalen betrachtet.

QPSK, $\pi/4$ -DQPSK und 16-QAM gehören zur Klasse der Pulsamplitudenmodulationsverfahren. Bei diesen Verfahren wird die binäre Eingangsfolge des Modulators in eine Folge von Symbolen

$$\underline{s}[k] = i_s[k] + j q_s[k]$$

umgesetzt; daraus folgt gemäss (2.14) das Modulationssignal

$$\underline{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{s}[k] g(t - kT_S)$$

mit dem Impuls $g(t)$ und der Symboldauer T_S . Als Impulse werden *Cosinus-Rolloff-Impulse* mit dem *Rolloff-Faktor* r verwendet; diese Impulse und die daraus resultierenden Eigenschaften des Modulationssignals werden im Abschnitt 2.1.2 beschrieben. Die verschiedenen Pulsamplitudenmodulationsverfahren unterscheiden sich bezüglich der Menge der Symbole und den möglichen Übergängen zwischen den Symbolen. Abbildung 3.5 zeigt die Symbole und die möglichen Übergänge für die betrachteten Verfahren.

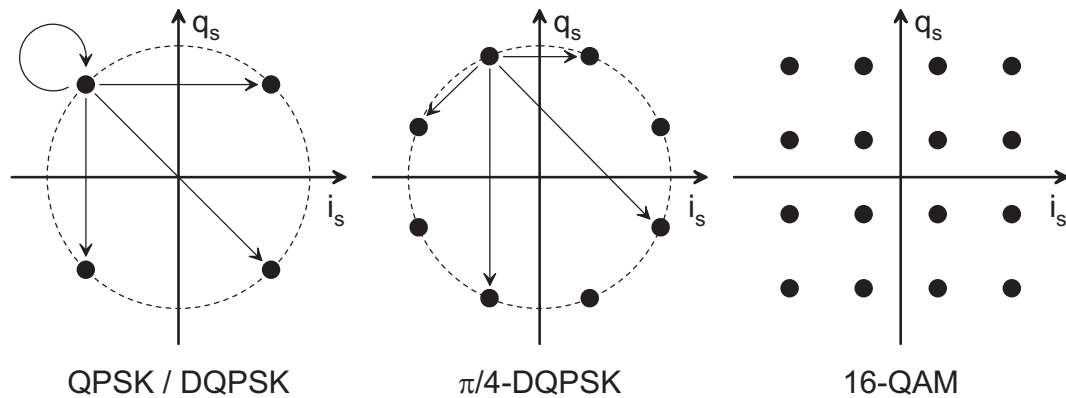


Abb. 3.5: Symbole und mögliche Übergänge bei den betrachteten Pulsamplitudenmodulationsverfahren. Bei 16-QAM sind alle Übergänge möglich.

3.2.1 QPSK

Bei QPSK (4-PSK) wird mit je zwei binären Eingangswerten — einem sogenannten *Dibit* — eines der vier Symbole ausgewählt, siehe Abb. 3.5; folglich sind alle Übergänge einschliesslich des Verbleibens beim aktuellen Symbol möglich. Abbildung 3.6 zeigt die mittlere WDF des Betrags für die Rolloff-Faktoren $r = 1/4$, $r = 1/2$ und $r = 1$. Mit zunehmendem Rolloff-Faktor fällt die WDF im Bereich hoher Beträge immer steiler ab und der Spitzenwertfaktor nimmt entsprechend ab. Aus der WDF erhält man die Parameter in Tabelle 3.1; Abb. 3.7 zeigt die zugehörigen Verläufe für die Nachbarkanalunterdrückung. Eine Restübersteuerung wirkt sich bei grossem Rolloff-Faktor am stärksten aus.

3.2.2 $\pi/4$ -DQPSK

Bei $\pi/4$ -DQPSK wird je zwei binären Eingangswerten einer der vier möglichen Übergänge zugeordnet, siehe Abb. 3.5. Da die Übergänge in polarer Darstellung Drehungen mit den Winkeln $\pm\pi/4$ und $\pm3\pi/4$ entsprechen — daher die Bezeichnung $\pi/4$ -DQPSK —, erhält man insgesamt acht Symbole, die zwei Untergruppen mit je vier Symbolen bilden. Der wesentliche Vorteil dieses Verfahrens ist die

Rolloff-Faktor r	p_W	a_W	C_W	$C^{(pr)}$	$C_{dB}^{(pr)}$
1/4	3,55	1,69	2,02	1,86	5,4
1/2	1,43	2,73	1,59	1,59	4
1	1,3	161	1,23	1,23	1,8

Tabelle 3.1: Parameter für QPSK

Rolloff-Faktor r	p_W	a_W	C_W	$C^{(pr)}$	$C_{dB}^{(pr)}$
1/4	2,8	3,68	1,83	1,8	5,1
1/2	1,27	6,62	1,47	1,47	3,3
1	1,1	193	1,19	1,19	1,5

Tabelle 3.2: Parameter für $\pi/4$ -DQPSK

Vermeidung von Übergängen durch den Ursprung der i-q-Ebene; dadurch werden Einbrüche im Betrag des Modulationssignals vermieden. Daraus folgt, dass die mittlere WDF des Betrags bei kleinen Beträgen sehr kleine Werte annimmt oder zu Null wird, wie Abb. 3.8 zeigt. Aus der WDF erhält man die Parameter in Tabelle 3.2; Abb. 3.9 zeigt die Verläufe für die Nachbarkanalunterdrückung.

3.2.3 16-QAM

Bei 16-QAM wird mit je vier binären Eingangswerten eines der 16 Symbole ausgewählt, siehe Abb. 3.5. Abbildung 3.10 zeigt die mittlere WDF des Betrags, Tabelle 3.3 die Parameter und Abb. 3.11 die Verläufe für die Nachbarkanalunterdrückung.

3.2.4 OFDM

Bei OFDM-Verfahren (*orthogonal frequency division multiplex*) handelt es sich um Mehrträger-Verfahren, bei denen jeder einzelne Träger seinerseits mit einem Pulsamplitudenmodulationsverfahren moduliert wird; dazu wird üblicherweise QPSK oder DQPSK verwendet. Da die modulierten Träger addiert werden, ist das Summensignal bei einer ausreichend hohen Anzahl an Trägern näherungsweise normalverteilt; die mittlere WDF des Betrags entspricht in diesem Fall näherungsweise einer Rayleigh-Verteilung, siehe (3.1) auf Seite 51. Ein typisches Beispiel ist das Signal des digitalen Rundfunks DAB (*digital audio broadcasting*) mit 1536 DQPSK-modulierten Trägern. Da jeder Träger vier Zustände aufweisen kann, erhält man insgesamt $4^{1536} \approx 10^{925}$ verschiedene Symbole. Die Erzeugung und die Eigenschaften von OFDM-Signalen werden in [25] und [38] beschrieben.

Rolloff-Faktor r	p_W	a_W	C_W	$C^{(pr)}$	$C_{dB}^{(pr)}$
1/4	7,24	0,059	2,76	2,24	7,7
1/2	4,71	1,1	2,24	2,12	6,5
1	3,1	553	1,67	1,66	4,4

Tabelle 3.3: Parameter für 16-QAM

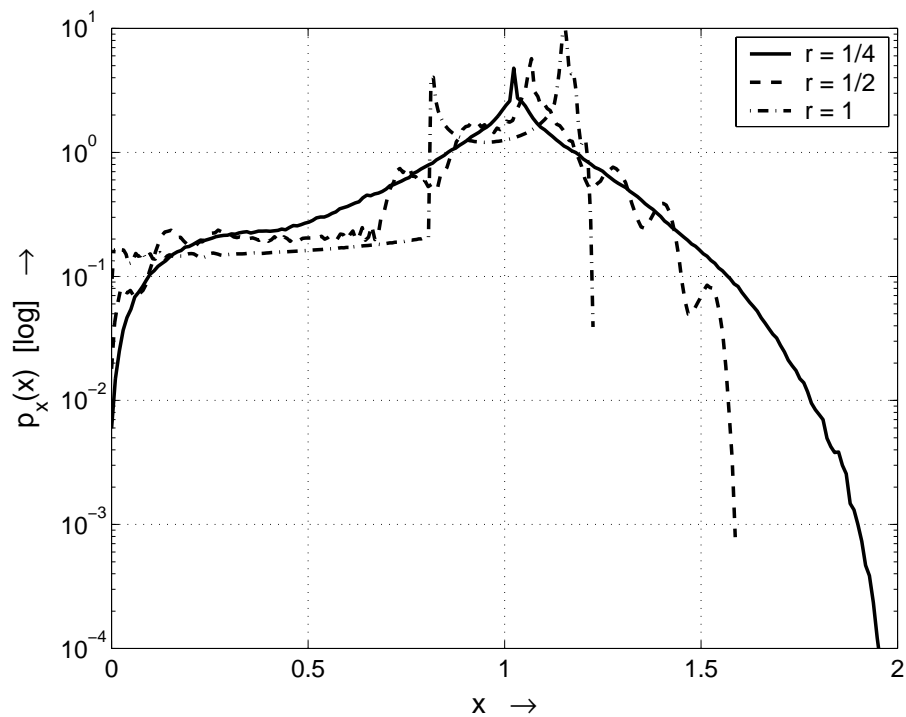


Abb. 3.6: Mittlere WDF des Betrags für QPSK

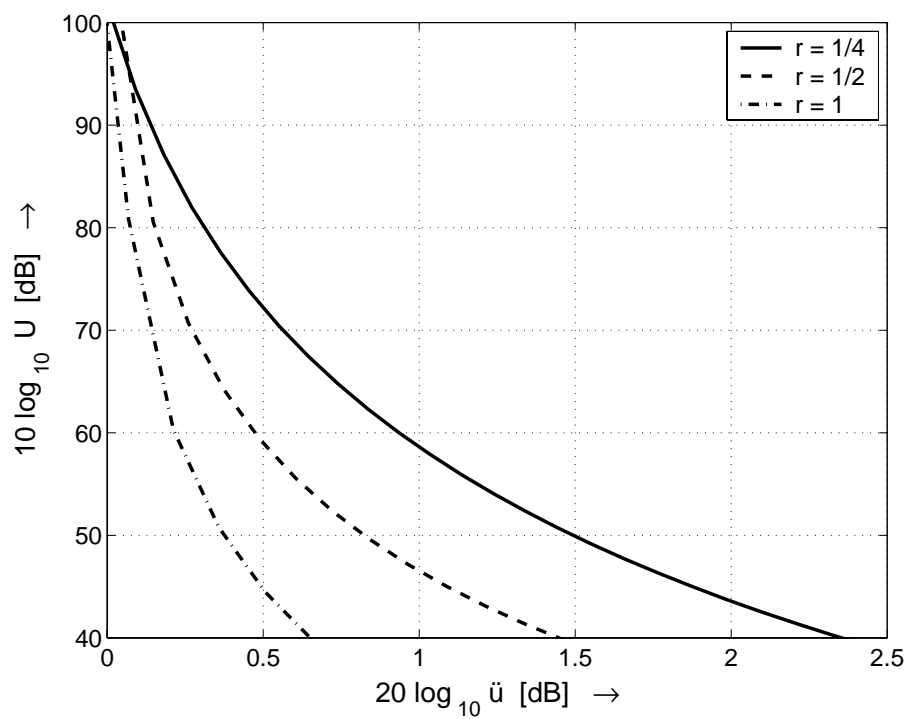


Abb. 3.7: Nachbarkanalunterdrückung für QPSK

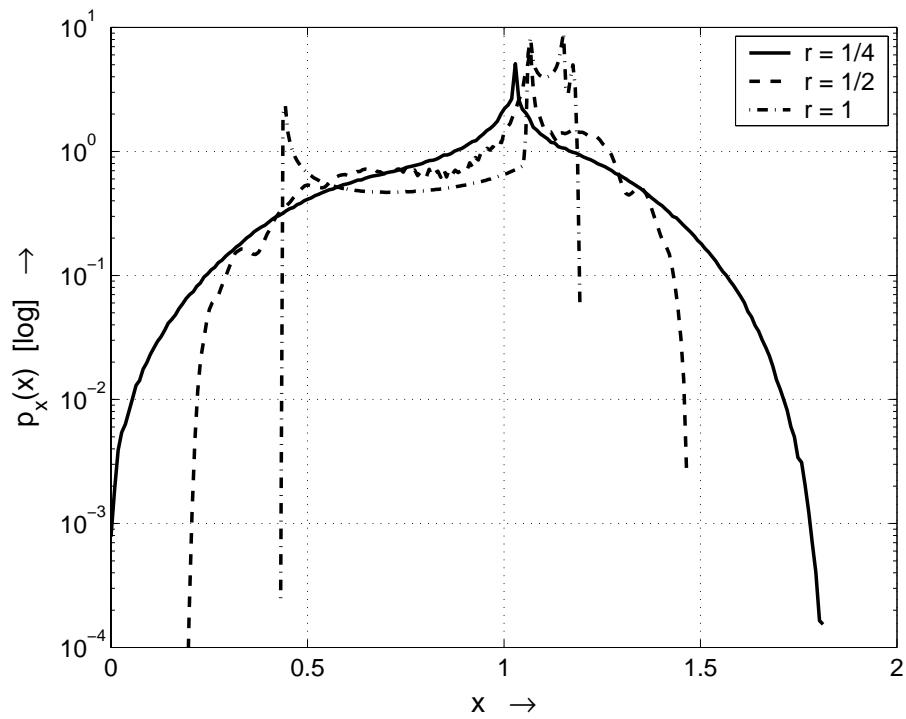


Abb. 3.8: Mittlere WDF des Betrags für $\pi/4$ -DQPSK

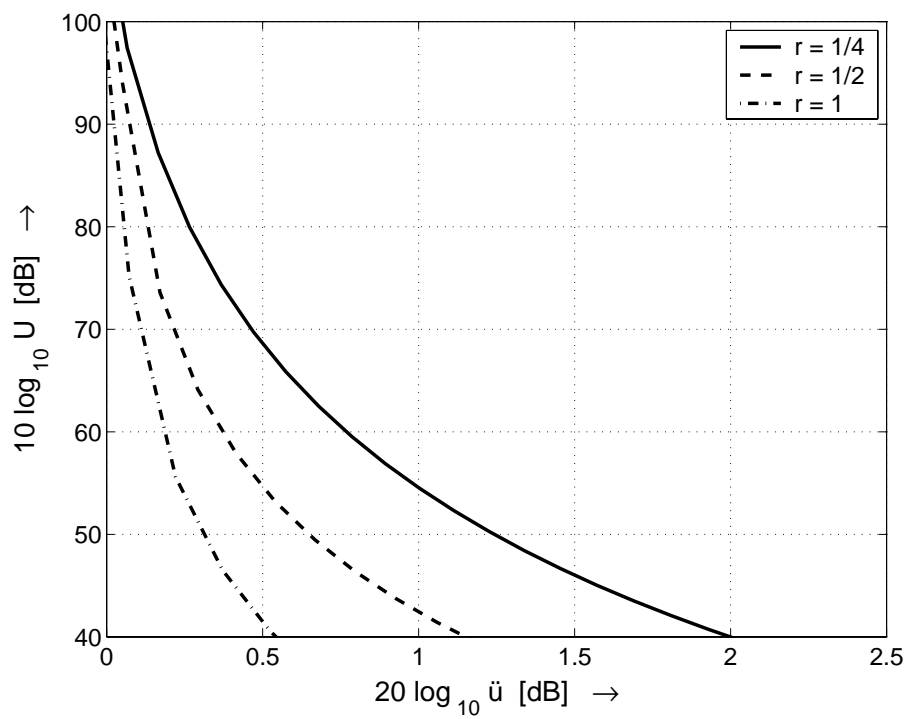


Abb. 3.9: Nachbarkanalunterdrückung für $\pi/4$ -DQPSK

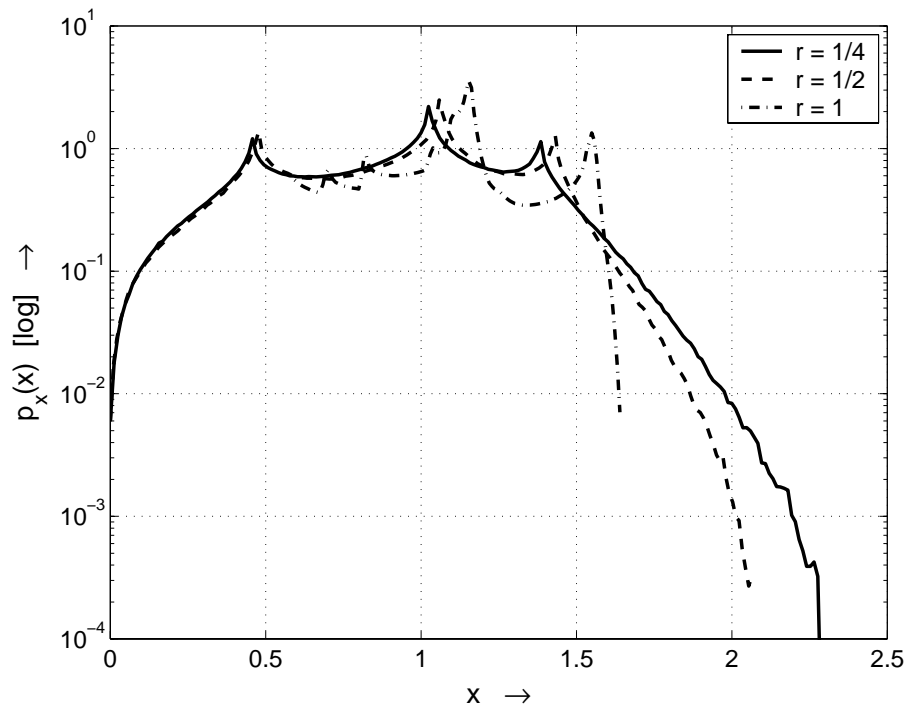


Abb. 3.10: Mittlere WDF des Betrags für 16-QAM

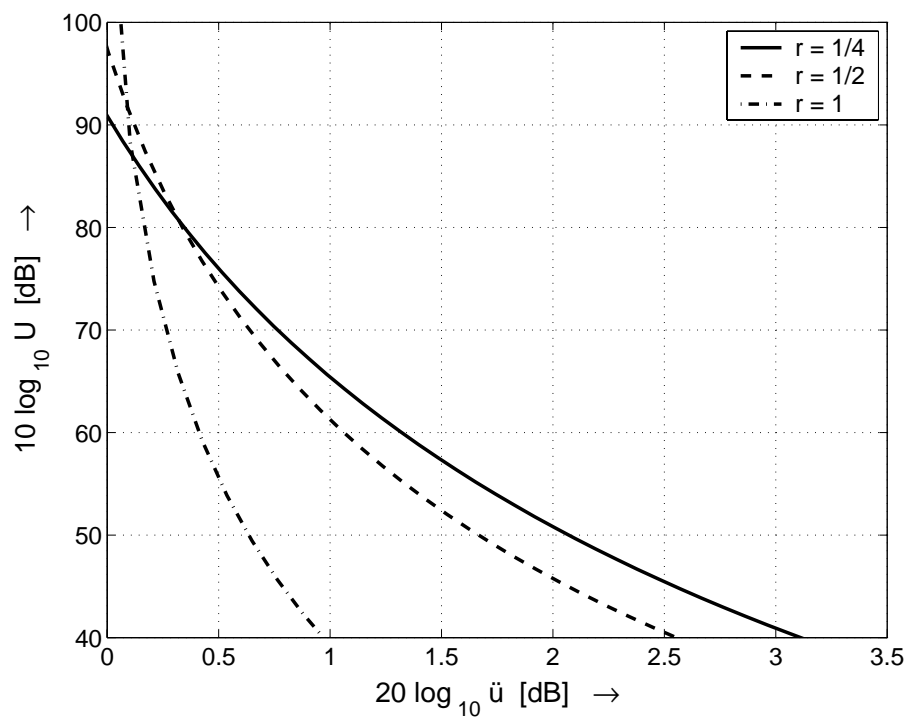


Abb. 3.11: Nachbarkanalunterdrückung für 16-QAM

p_W	a_W	C_W	$C^{(pr)}$	$C_{dB}^{(pr)}$
13,1	10^{-8}	5,35	3,68	11,3

Tabelle 3.4: Parameter für OFDM (DAB)

Man kann den Verlauf der mittleren WDF des Betrags im Bereich grosser Beträge dadurch beeinflussen, dass man die Symbole gezielt variiert; dabei werden Symbole, die hohe Spitzen im Betragsverlauf verursachen, durch Symbole mit günstigerem Betragsverlauf ersetzt. Dadurch kann man den Spitzenwertfaktor deutlich reduzieren [2],[37],[38].

Abbildung 3.12 zeigt die mittlere WDF des Betrags für ein OFDM-Signal des digitalen Rundfunks DAB; zum Vergleich sind die Näherung mit den Kennzahlen aus Tabelle 3.4 und die Rayleigh-Verteilung dargestellt. Abbildung 3.13 zeigt den Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung für die Näherung mit den Kennzahlen und für die Rayleigh-Verteilung. Im Bereich hoher Beträge liegt die mittlere WDF des Betrags eines OFDM-Signals immer unterhalb der Rayleigh-Verteilung, da letztere dem Grenzfall eines OFDM-Signals mit unendlich vielen Trägern entspricht. Daraus folgt, dass die Nachbarkanalunterdrückung beim OFDM-Signal im Bereich geringer Übersteuerung grösser ist als bei einem Signal mit Rayleigh-Verteilung, siehe Abb. 3.13. Bei DAB sind die Unterschiede aufgrund der hohen Trägeranzahl gering; auch die praktischen Spitzenwertfaktoren sind nahezu identisch: $C^{(pr)} = 3,7$ bei einem Signal mit Rayleigh-Verteilung, siehe Abschnitt 3.1.2, und $C^{(pr)} = 3,68$ bei DAB, siehe Tabelle 3.4.

3.2.5 CDMA

Bei CDMA-Verfahren (*code division multiple access*) wird die Symbolrate eines pulsamplitudenmodulierten Signals — üblicherweise wird QPSK verwendet — durch Multiplikation mit einem höhergetakteten *Spreiz-Code* (*spreading sequence*) um den *Spreizfaktor* (*spreading factor*)

$$SF = \frac{T_S}{T_C}$$

erhöht; dabei ist T_S die Symboldauer der ursprünglichen Modulation und T_C die Symboldauer des Spreiz-Codes. Ein Symbol des Spreiz-Codes wird auch als *Chip* bezeichnet; deshalb nennt man T_C *Chip-Dauer* und $f_C = 1/T_C$ *Chip-Rate* (*chip rate*). Die Chip-Rate wird in der Einheit *Chips pro Sekunde* (Chips/s) angegeben. Nach der Spreizung erhält man ein pulsamplitudenmoduliertes Signal mit einer Symboldauer entsprechend der Chip-Dauer T_C :

$$\underline{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{s}[k] g(t - kT_C)$$

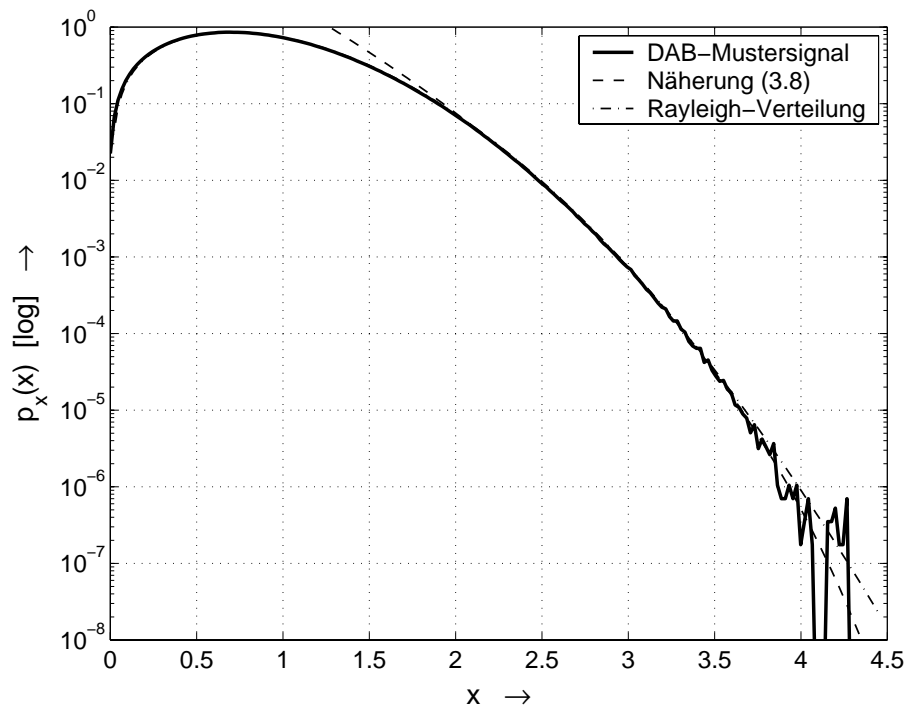


Abb. 3.12: Mittlere WDF des Betrags für OFDM (DAB)

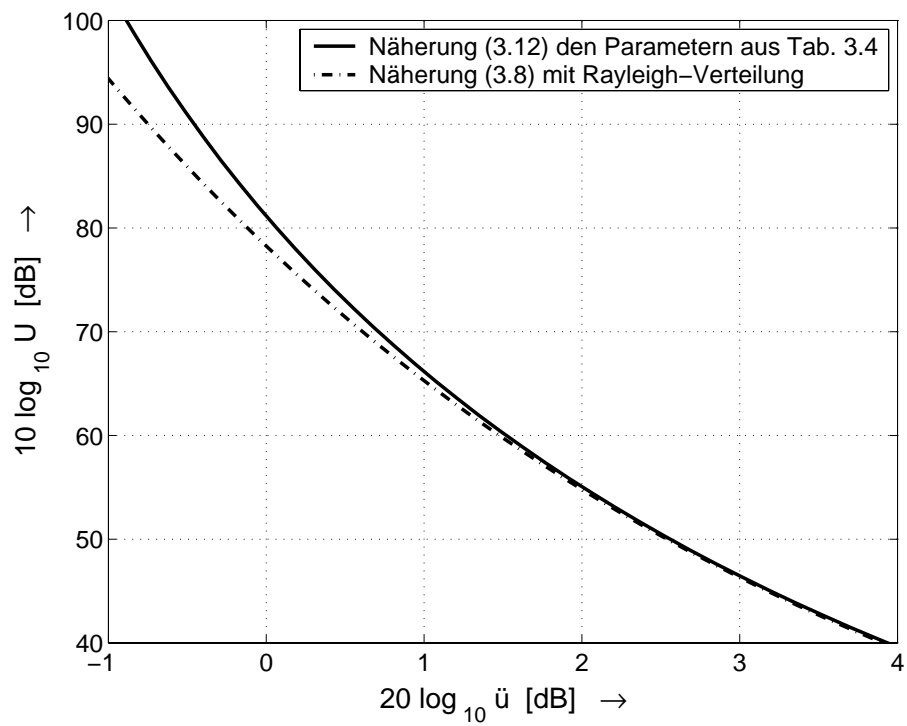


Abb. 3.13: Nachbarkanalunterdrückung für OFDM (DAB)

Als Impuls $g(t)$ wird üblicherweise ein Cosinus-Rolloff-Impuls mit dem Rolloff-Faktor r verwendet; damit erhält man die Bandbreite:

$$B = \frac{1+r}{T_C} = SF \frac{1+r}{T_S}$$

Daraus folgt, dass sich ein CDMA-Signal mit QPSK-Modulation und der Symboldauer T_S nicht von einem normalen QPSK-Signal mit der Symboldauer T_C unterscheidet, sofern die Spreizung die statistischen Eigenschaften des Symbol-Prozesses $\underline{s}[k]$ nicht merklich beeinflusst.

Die Besonderheit von CDMA-Verfahren liegt darin, dass mehrere Signale in einem Kanal übertragen werden können, wenn die verschiedenen Sender und Empfänger orthogonale oder näherungsweise orthogonale Spreiz-Codes verwenden. Jeder Empfänger kann das für ihn bestimmte Signal mit Hilfe seines Spreiz-Codes aus dem Summensignal extrahieren.

Für die dritte Mobilfunkgeneration UMTS (*universal mobile telecommunications system*) wird ein CDMA-Verfahren mit QPSK-Modulation und einer Chip-Rate von 3,84 MChips/s verwendet [42]. Mit dem Rolloff-Faktor $r = 0,22$ erhält man die Bandbreite $B \approx 4,7$ MHz; der Kanalabstand beträgt $K = 5$ MHz. Aufgrund der für Mobilkommunikationssysteme hohen Bandbreite bezeichnet man das Verfahren als *Breitband-CDMA* (*wideband CDMA*, *W-CDMA*).

Die mittlere WDF des Betrags eines einzelnen UMTS-Signals entspricht der eines QPSK-Signals mit dem Rolloff-Faktor $r = 0,22$. Eine UMTS-Basisstation sendet jedoch alle Signale eines Kanals über einen Sendeverstärker aus; dabei werden neben den eigentlichen Nutzsignalen noch Hilfssignale zur Synchronisation hinzugefügt. Daraus folgt, dass die mittlere WDF des Betrags des Summensignals von der Auslastung abhängt. Bei hoher Auslastung mit entsprechend vielen Signalen kann man — wie bei einem OFDM-Signal mit vielen Trägern — näherungsweise von einem normalverteilten Signal mit einer Rayleigh-Verteilung des Betrags ausgehen; deshalb kann ein bandbegrenztes weisses Rauschsignal als Ersatzsignal für ein UMTS-Signal mit hoher Auslastung verwendet.

3.2.6 Vergleich der Modulationsverfahren

Ein Vergleich der Nachbarkanalunterdrückung der verschiedenen Modulationsverfahren zeigt, dass neben dem Verlauf der Kurven auch die absoluten Werte sehr gut mit Hilfe des Exponenten p_W der WDF beschrieben werden können. Man kann diesen Zusammenhang verdeutlichen, indem man die zulässige Übersteuerung \ddot{u} für verschiedene Werte der Nachbarkanalunterdrückung U ermittelt und die entsprechenden Werte in eine p_W - \ddot{u} -Ebene einträgt; Abb. 3.14 zeigt dies für $U_{dB} = 10 \log_{10} U = 40 \dots 70$ dB. Die Werte für eine bestimmte Nachbarkanalunterdrückung U liegen näherungsweise auf einer Geraden, wenn man — wie in Abb. 3.14 geschehen — den Exponenten p_W logarithmisch und die Übersteue-

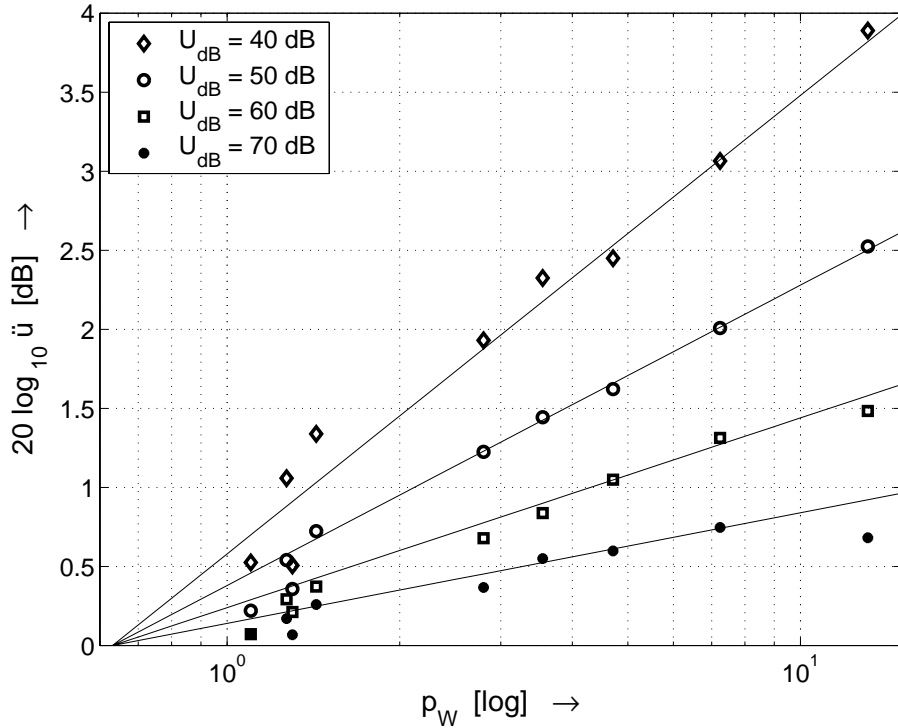


Abb. 3.14: Zusammenhang zwischen dem Exponenten p_W der WDF und der zulässigen Restübersteuerung \ddot{u} für verschiedene Werte der Nachbarkanalunterdrückung U_{dB}

rung \ddot{u} in Dezibel aufträgt: $\ddot{u}_{dB} = 20 \log_{10} \ddot{u}$. Die Geraden schneiden sich in einem Punkt: $p_W = 0,65$ und $\ddot{u} = 1$ bzw. $\ddot{u}_{dB} = 0$ dB.

Ein ähnlicher Zusammenhang ergibt sich, wenn man anstelle des Exponenten p_W der WDF den praktischen Spitzenwertfaktor $C_{dB}^{(pr)}$ verwendet, siehe Abb. 3.15. Alle Werte mit $C_{dB}^{(pr)} = 20 \log_{10} C^{(pr)} > 3$ dB kann man ebenfalls näherungsweise durch Geraden beschreiben, die sich in einem Punkt schneiden; die Werte mit $C_{dB}^{(pr)} < 3$ dB liegen allerdings abseits der Geraden.

Aus Abb. 3.14 und Abb. 3.15 folgt, dass die zulässige Restübersteuerung \ddot{u} mit zunehmendem Exponenten p_W der WDF bzw. zunehmendem praktischem Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ zunimmt; deshalb muss die Unteraussteuerung

$$B_e = \frac{(C^{(pr)})^2}{\ddot{u}^2} \quad , \quad B_{e,dB} = 10 \log_{10} B_e = C_{dB}^{(pr)} - \ddot{u}_{dB} \quad (3.13)$$

eines Sendeverstärkers bei einer Zunahme des praktischen Spitzenwertfaktors $C^{(pr)}$ nicht in gleichem Maße zunehmen. Vor allem bei Signalen mit hohen praktischen Spitzenwertfaktoren ist bei geringen Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung U eine Restübersteuerung von mehreren Dezibel zulässig. Abbildung 3.16 zeigt den Zusammenhang zwischen dem praktischen Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ und der erforderlichen Unteraussteuerung B_e .

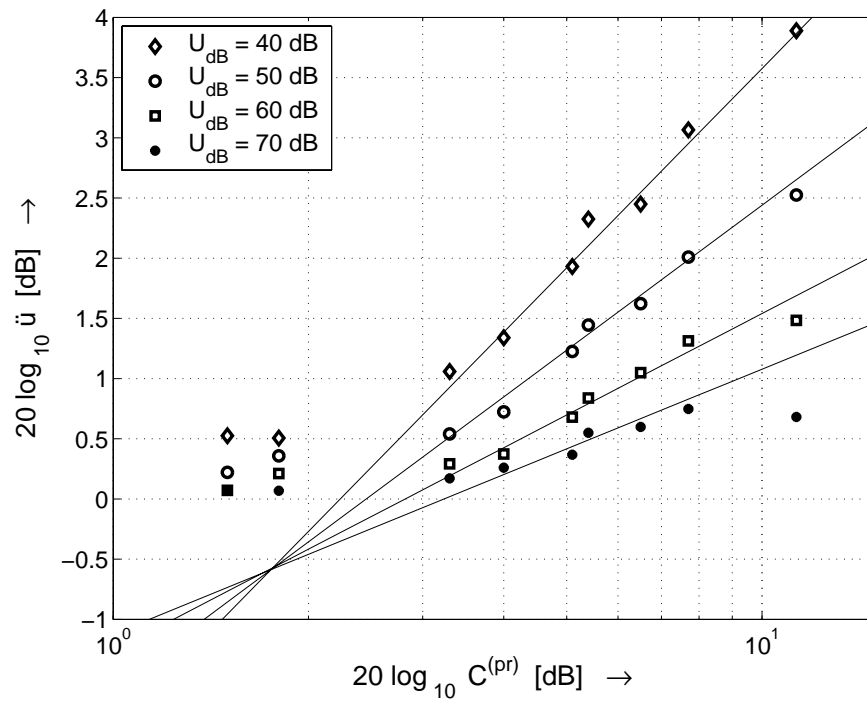


Abb. 3.15: Zusammenhang zwischen dem praktischen Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ und der zulässigen Restübersteuerung \ddot{u}

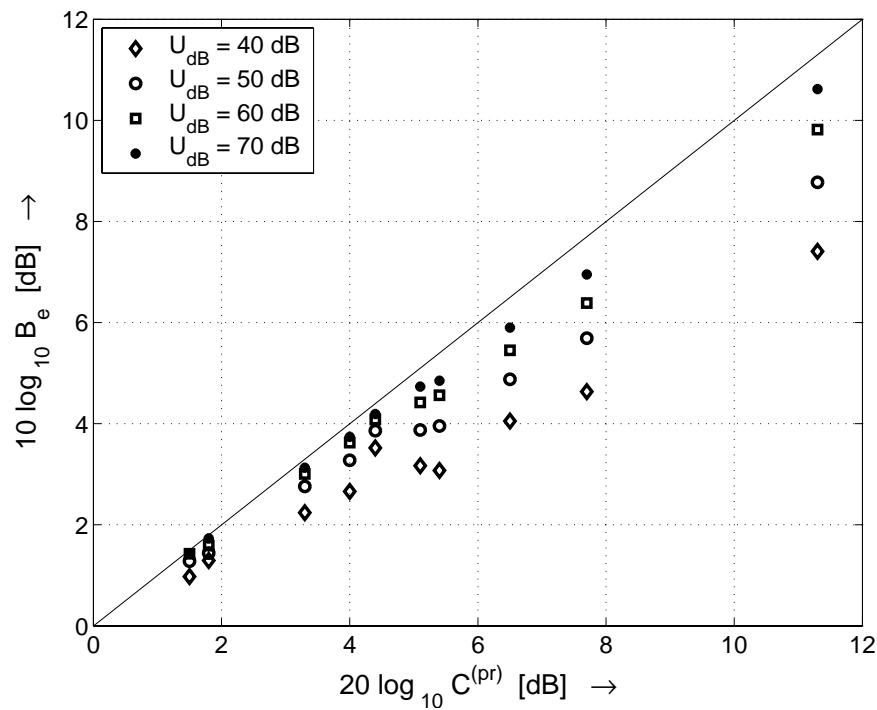


Abb. 3.16: Zusammenhang zwischen dem praktischen Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ und der erforderlichen Unteraussteuerung B_e

3.3 Linearisierbarkeit

Zur Abschätzung der Wirksamkeit einer Linearisierung benötigt man neben der maximal erzielbaren Nachbarkanalunterdrückung zusätzlich Angaben über die Nachbarkanalunterdrückung ohne Linearisierung. Letztere hängt stark von den Kennlinien des Sendeverstärkers ab, so dass allgemeingültige Aussagen hierzu nicht möglich sind. Bei Halbleiter-Sendeverstärkern mit Klasse-A- oder Klasse-AB-Arbeitspunkt sind die Kennlinien jedoch sehr ähnlich, so dass man das Verhalten mit Hilfe eines parametrisierten Modellverstärkers mit typischen Kennlinien untersuchen kann.

3.3.1 Modellverstärker

Zur näherungsweisen Beschreibung der AM/AM-Kennlinie von Halbleiter-Sendeverstärkern eignet sich die Funktion

$$|\underline{y}| = \tilde{f}_{AM}(|\underline{x}|, p_{AM}) = \begin{cases} |\underline{x}| - \alpha_{AM} |\underline{x}|^{p_{AM}} & \text{für } 0 \leq |\underline{x}| < x_{AM,sat} \\ 1 & \text{für } |\underline{x}| \geq x_{AM,sat} \end{cases} \quad (3.14)$$

mit der AM/AM-Potenz $p_{AM} > 1$ und dem abhängigen Parameter:

$$\alpha_{AM} = \frac{(p_{AM} - 1)^{p_{AM}-1}}{(p_{AM})^{p_{AM}}} \quad (3.15)$$

Die AM/AM-Kennlinie ist auf die maximale Betragsverstärkung $v_{max} = 1$ und den Sättigungsbetrag $y_{sat} = 1$ normiert; letzterer wird für die Sättigungsgrenze

$$x_{AM,sat} = \frac{p_{AM}}{p_{AM} - 1} \Rightarrow y_{sat} = \tilde{f}_{AM}(x_{AM,sat}, p_{AM}) = 1 \quad (3.16)$$

erreicht. Mit der AM/AM-Potenz p_{AM} wird der Übergang in die Sättigung beeinflusst: ein kleiner Wert hat einen weichen Übergang zur Folge, für $p_{AM} \rightarrow \infty$ erhält man einen idealen Begrenzer. Für Sendeverstärker, deren Kennlinie mit einem Polynom exakt beschrieben werden kann, erhält man in der zugehörigen AM/AM-Kennlinie nur ungerade Potenzen [55]; deshalb sind ungerade, ganzzahlige Werte für p_{AM} von besonderer Bedeutung. Im allgemeinen kann p_{AM} jedoch jeden beliebigen Wert grösser Eins annehmen; die zugehörige Kennlinie ist dann nur noch näherungsweise mit einem Polynom beschreibbar. Abbildung 3.17 zeigt die AM/AM-Kennlinie für $p_{AM} = 3$, $p_{AM} = 5$ und $p_{AM} = 7$.

Zur näherungsweisen Beschreibung der AM/PM-Kennlinie wird die Funktion

$$\phi = \tilde{f}_{PM}(|\underline{x}|, p_{PM}, \phi_{PM}) = \phi_{PM} |\underline{x}|^{p_{PM}-1} \quad (3.17)$$

mit der AM/PM-Potenz $p_{PM} \geq 1$ und der AM/PM-Phasenkonstante ϕ_{PM} verwendet. Abbildung 3.18 zeigt die AM/PM-Kennlinie für die typischen Werte $p_{PM} = 3$ und $p_{PM} = 4$ sowie $\phi_{PM} = -5^\circ$ und $\phi_{PM} = -10^\circ$.

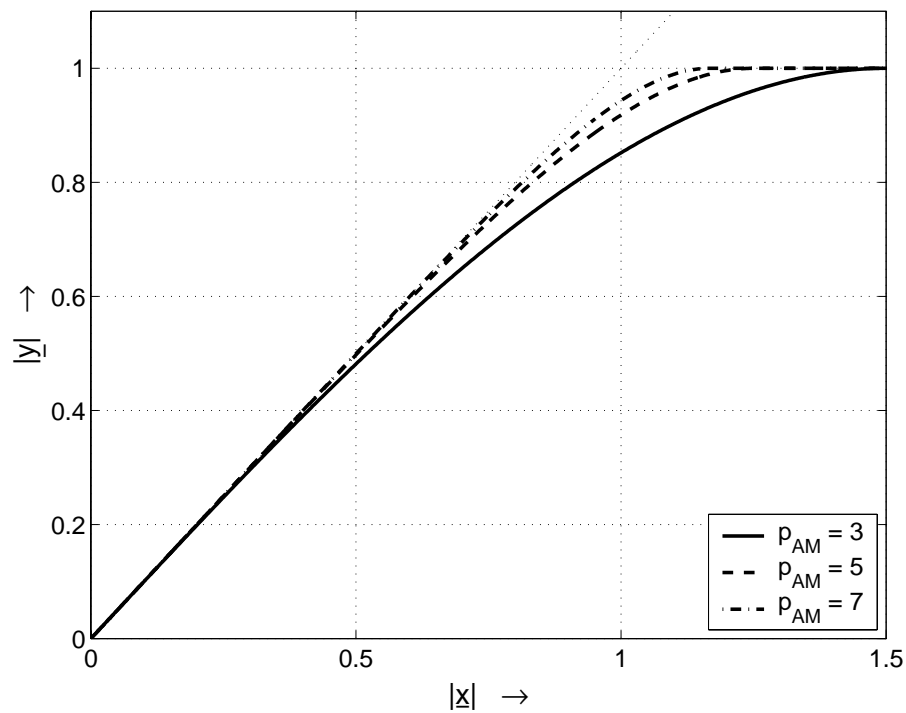


Abb. 3.17: AM/AM-Kennlinie des Modellverstärkers

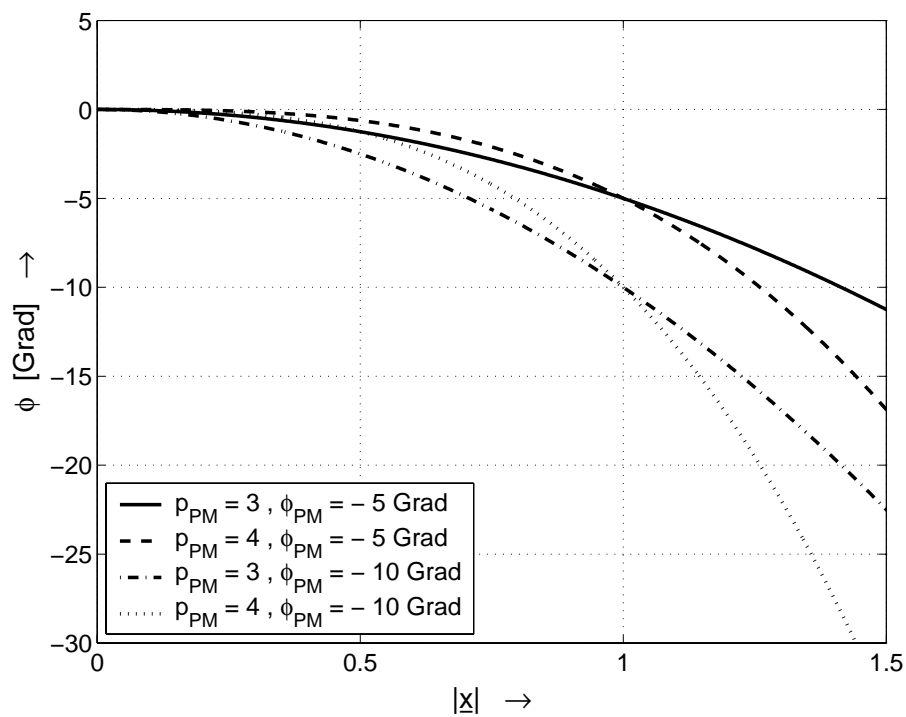


Abb. 3.18: AM/PM-Kennlinie des Modellverstärkers

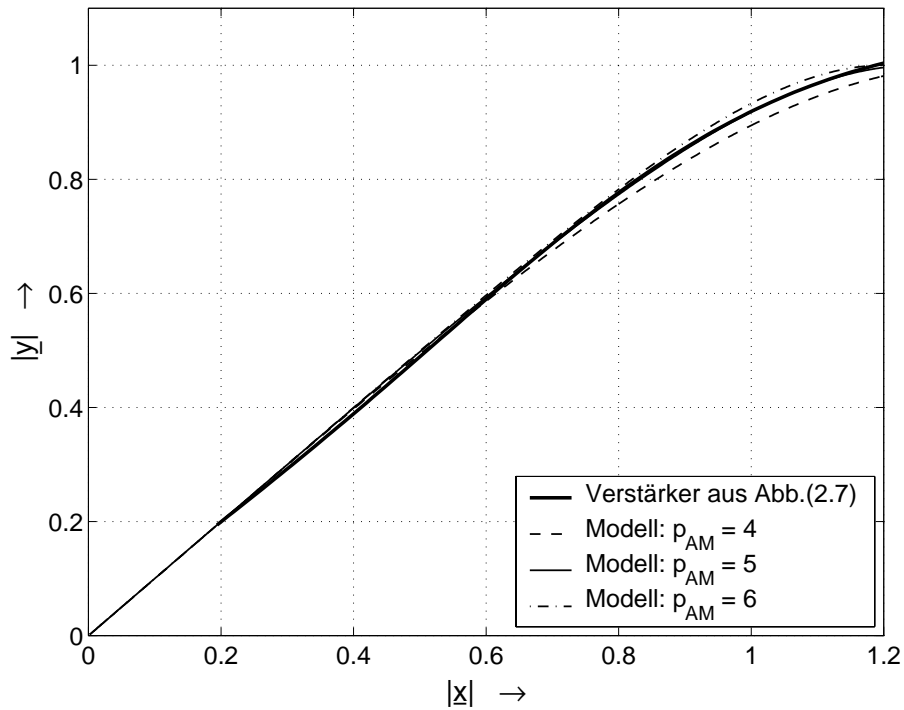


Abb. 3.19: Modellierung der AM/AM-Kennlinie des Verstärkers aus Abb. 2.7

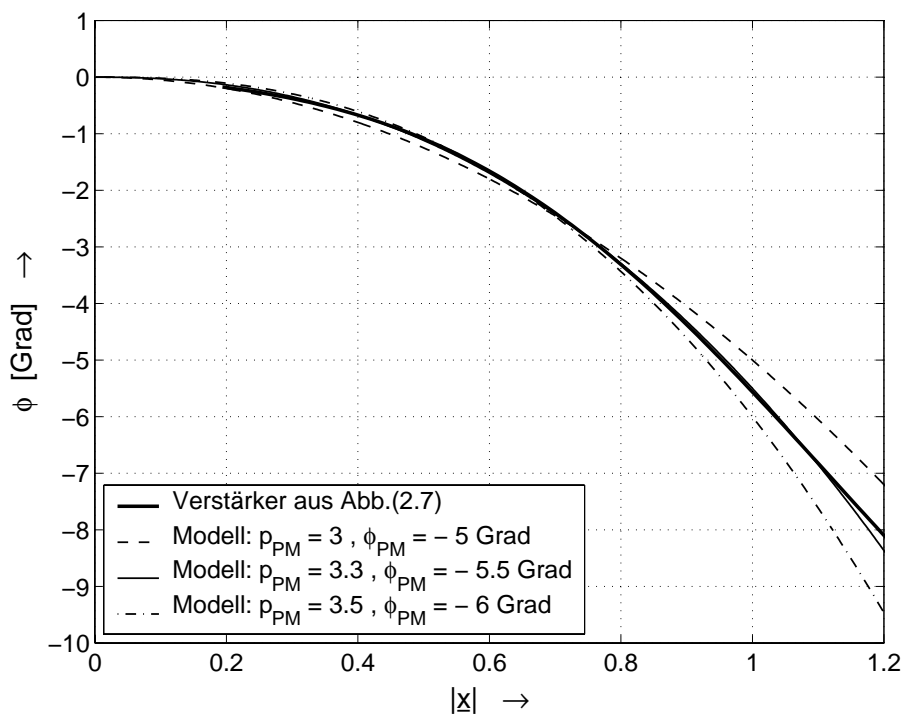


Abb. 3.20: Modellierung der AM/PM-Kennlinie des Verstärkers aus Abb. 2.7

Abbildung 3.19 zeigt die Modellierung der AM/AM-Kennlinie des Verstärkers aus Abb. 2.7 auf Seite 21 mit Hilfe der Kennlinie (3.14); man erhält $p_{AM} = 5$. Da der Betrag der Verstärkung bei diesem Verstärker nicht monoton verläuft — siehe Abb. 2.8 auf Seite 23 —, ist der Bereich mittlerer Aussteuerung ($x \approx 0,4$) nicht exakt modellierbar. Abbildung 3.20 zeigt die Modellierung der AM/PM-Kennlinie mit Hilfe der Kennlinie (3.17); man erhält $p_{PM} = 3,3$ und $\phi_{PM} = -5,5^\circ$.

3.3.2 Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung

Im folgenden wird der Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} für den Modellverstärker aus Abschnitt 3.3.1 berechnet. Daraus folgt durch einen Vergleich mit der Nachbarkanalunterdrückung bei idealer Linearisierung der mögliche Linearisierungsgewinn.

Aus den Kennlinien (3.14) und (3.17) des Modellverstärkers erhält man die komplexe Kennlinie:

$$\begin{aligned} \underline{y} &= \tilde{f}(\underline{x}) = \tilde{f}_{AM}(|\underline{x}|) e^{j(\tilde{f}_{PM}(|\underline{x}|) + \arg\{\underline{x}\})} \\ &= (\underline{x} + \alpha_{AM} |\underline{x}|^{p_{AM}-1} \underline{x}) e^{j\phi_{PM} |\underline{x}|^{p_{PM}-1}} \quad \text{für } |\underline{x}| < x_{AM,sat} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Dabei ist $x_{AM,sat}$ die Sättigungsgrenze aus (3.16). Bei geringer Aussteuerung und kleiner AM/PM-Phasenkonstante ϕ_{PM} kann man die Näherung

$$e^{j\varphi} \approx 1 + j\varphi$$

verwenden; dann gilt:

$$\begin{aligned} \underline{y} &\approx (\underline{x} + \alpha_{AM} |\underline{x}|^{p_{AM}-1} \underline{x}) (1 + j\phi_{PM} |\underline{x}|^{p_{PM}-1}) \\ &\approx \underline{x} - \alpha_{AM} |\underline{x}|^{p_{AM}-1} \underline{x} + j\phi_{PM} |\underline{x}|^{p_{PM}-1} \underline{x} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Zur Darstellung des Modulationssignals $\underline{x}(t)$ in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} wird ein Referenzsignal $\tilde{\underline{x}}(t)$ mit dem praktischen Maximalbetrag $\tilde{x}_{max}^{(pr)} = 1$ verwendet. Da die Sättigungsgrenze des ideal linearisierten Modellverstärkers bei $x_{sat} = 1$ liegt, erhält man für dieses Referenzsignal die Restübersteuerung:

$$\ddot{u} \stackrel{(3.10)}{=} \frac{\tilde{x}_{max}^{(pr)}}{x_{sat}} = 1 \quad , \quad \ddot{u}_{dB} = 0 \text{ dB}$$

Dann ist

$$\underline{x}(t) = \ddot{u} \tilde{\underline{x}}(t) \quad (3.20)$$

ein Modulationssignal mit der Restübersteuerung \ddot{u} .

Zunächst wird die Auswirkung der AM/AM-Kennlinie auf die Nachbarkanalunterdrückung betrachtet; aus (3.19) und (3.20) erhält man mit $\phi_{PM} = 0$:

$$\underline{y}(t) = \ddot{u} \tilde{\underline{x}}(t) - \alpha_{AM} \ddot{u}^{p_{AM}} |\tilde{\underline{x}}(t)|^{p_{AM}-1} \tilde{\underline{x}}(t) \quad (3.21)$$

Daraus folgt für das mittlere Leistungsdichtespektrum (LDS) des Signals $\underline{y}(t)$:

$$S_y(f) = \ddot{u}^2 S_{\tilde{x}}(f) + \alpha_{AM}^2 \ddot{u}^{2p_{AM}} S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) - 2\alpha_{AM} \ddot{u}^{p_{AM}+1} \operatorname{Re} \{ \underline{S}_{\tilde{x}\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) \} \quad (3.22)$$

Dabei ist $S_{\tilde{x}}(f)$ das mittlere LDS des Referenzsignals $\tilde{x}(t)$, $S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f)$ das mittlere LDS des nichtlinearen Anteils $|\tilde{x}(t)|^{p_{AM}-1} \tilde{x}(t)$ und $\underline{S}_{\tilde{x}\tilde{x}^{p_{AM}}}(f)$ das mittlere Kreuzleistungsdichtespektrum (KLDS) des Referenzsignals und des nichtlinearen Anteils. Aus dem mittleren LDS $S_y(f)$ werden mit (2.38)-(2.40) die Leistungen im Nutzkanal und in den Nachbarkanälen berechnet. Im Nutzkanal dominiert das mittlere LDS $S_{\tilde{x}}(f)$ des Referenzsignals; das mittlere LDS des nichtlinearen Anteils und das mittlere KLDS sind im Vergleich dazu vernachlässigbar klein. Daraus folgt für die Leistung im Nutzkanal:

$$P_{y,k} \stackrel{(2.38)}{=} \int_{-B/2}^{B/2} S_y(f) df \approx \ddot{u}^2 \int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{x}}(f) df = \ddot{u}^2 P_{\tilde{x}}$$

Dabei ist $P_{\tilde{x}}$ die Leistung des Referenzsignals. In den Nachbarkanälen liefert nur das mittlere LDS $S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}$ des nichtlinearen Anteils einen Beitrag; das mittlere LDS des Referenzsignals und das KLDS sind hier gleich Null. Daraus folgt für die Leistungen in den Nachbarkanälen:

$$\begin{aligned} P_{y,kl} &\stackrel{(2.39)}{=} \int_{-K-B/2}^{-K+B/2} S_y(f) df = \alpha_{AM}^2 \ddot{u}^{2p_{AM}} \int_{-K-B/2}^{-K+B/2} S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) df \\ P_{y,kr} &\stackrel{(2.40)}{=} \int_{K-B/2}^{K+B/2} S_y(f) df = \alpha_{AM}^2 \ddot{u}^{2p_{AM}} \int_{K-B/2}^{K+B/2} S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) df \end{aligned}$$

Damit erhält man die *AM/AM-Nachbarkanalunterdrückung*

$$U_{AM}(\ddot{u}) \stackrel{(2.41)}{=} \frac{P_{y,k}}{\max \{P_{y,kl}, P_{y,kr}\}} \approx \frac{k_{\tilde{x}}(p_{AM})}{\alpha_{AM}^2} \left(\frac{1}{\ddot{u}} \right)^{2p_{AM}-2} \quad (3.23)$$

mit dem aussteuerungsunabhängigen Faktor:

$$k_{\tilde{x}}(p_{AM}) = \frac{P_{\tilde{x}}}{\max \left\{ \int_{-K-B/2}^{-K+B/2} S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) df, \int_{K-B/2}^{K+B/2} S_{\tilde{x}^{p_{AM}}}(f) df \right\}} \quad (3.24)$$

Aus (3.23) folgt, dass die Nachbarkanalunterdrückung U näherungsweise umgekehrt proportional zur $(2p_{AM}-2)$ -ten Potenz der Restübersteuerung \ddot{u} ist, solange diese noch ausreichend gering ist; der Gültigkeitsbereich reicht dabei mindestens bis $\ddot{u} = 1$. Die Werte für den Parameter α_{AM} sind in Tabelle 3.5 angegeben. Der Faktor $k_{\tilde{x}}(p_{AM})$ hängt neben der AM/AM-Potenz p_{AM} nur noch vom Modulationssignal $\tilde{x}(t)$ ab; er charakterisiert demnach das Modulationsverfahren.

p_{AM}	3	4	5	6	7
α_{AM}	0,148	0,106	0,082	0,067	0,057
$20 \log_{10} \alpha_{AM} [dB]$	-16,6	-19,5	-21,7	-23,5	-24,9

Tabelle 3.5: Parameter α_{AM}

In gleicher Weise kann man die Auswirkung der AM/PM-Kennlinie auf die Nachbarkanalunterdrückung berechnen; aus (3.19) und (3.20) folgt:

$$\underline{y}(t) = \ddot{u} \tilde{x}(t) + j \phi_{PM} \ddot{u}^{p_{PM}} |\tilde{x}(t)|^{p_{PM}-1} \tilde{x}(t) \quad (3.25)$$

Dies entspricht (3.21), wenn man p_{PM} durch p_{AM} und $j \phi_{PM}$ durch $-\alpha_{AM}$ ersetzt; deshalb kann man die *AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung* direkt aus (3.23) ableiten:

$$U_{PM}(\ddot{u}) \approx \frac{k_{\tilde{x}}(p_{PM})}{\phi_{PM}^2} \left(\frac{1}{\ddot{u}} \right)^{2p_{PM}-2} \quad (3.26)$$

Der Faktor $k_{\tilde{x}}(p_{PM})$ ist durch (3.24) gegeben. Die AM/AM- und die AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung unterscheiden sich formal nur darin, dass der Parameter α_{AM} gemäss (3.15) von p_{AM} abhängt, während die AM/PM-Phasenkonstante ϕ_{PM} ein unabhängiger Parameter ist.

Die Gleichungen (3.23) und (3.26) stellen eine Verallgemeinerung des bekannten Verhaltens von Polynom-Nichtlinearitäten bei Einton-Erregung im Basisband oder Zweiton-Erregung im Bandpass-Bereich dar. Die Nachbarkanalunterdrückung entspricht in diesem Fall dem Teil-Klirrfaktor oder dem Intermodulationsabstand der jeweiligen Ordnung. So verursacht eine Nichtlinearität der Ordnung p einen Intermodulationsabstand der Ordnung $p - 1$ in der Amplitude [55] bzw. $2p - 2$ in der Leistung.

Der Faktor $k_{\tilde{x}}(p)$ wird numerisch bestimmt. Die Leistung $P_{\tilde{x}}$ im Zähler von (3.24) ist durch die vorausgesetzte Normierung des Referenzsignals $\tilde{x}(t)$ auf den praktischen Maximalbetrag $\tilde{x}_{max}^{(pr)} = 1$ bereits festgelegt; mit Bezug auf den praktischen Spitzenwertfaktor $C_{\tilde{x}}^{(pr)}$ gilt ²:

$$P_{\tilde{x}} = \tilde{x}_{eff}^2 \stackrel{(3.3)}{=} \left(\frac{\tilde{x}_{max}^{(pr)}}{C_{\tilde{x}}^{(pr)}} \right)^2 \stackrel{\tilde{x}_{max}^{(pr)}=1}{=} \frac{1}{C_{\tilde{x}}^{(pr)2}}$$

Zur Berechnung des Nenners von (3.24) geht man von einem Mustersignal mit der Leistung $P_{\tilde{x}}$ aus, bildet das Signal $|\tilde{x}(t)|^{p-1} \tilde{x}(t)$, schätzt das mittlere LDS $S_{\tilde{x}p}$ — z.B. mit der *Welch*-Methode [29] — und wertet die Integrale numerisch

²Das Referenzsignal $\tilde{x}(t)$ sei hier dimensionslos; daraus folgt, dass die Leistung $P_{\tilde{x}}$ ebenfalls dimensionslos ist.

Verfahren	Rolloff r	p				
		3	4	5	6	7
QPSK	1/4	24,1	25,1	26,4	27,7	29,0
	1/2	24,5	24,8	25,4	26,1	26,7
	1	20,5	19,3	18,7	18,4	18,3
$\pi/4$ -DQPSK	1/4	23,0	23,6	24,7	25,9	27,1
	1/2	23,1	23,0	23,2	23,7	24,1
	1	20,0	18,6	17,8	17,2	16,9
16-QAM	1/4	25,8	27,7	29,9	31,8	33,4
	1/2	26,5	27,9	29,6	31,3	32,9
	1	22,9	22,2	21,9	21,9	21,8
DAB	—	27,9	31,2	34,3	36,9	38,9

Tabelle 3.6: $k_{\tilde{x},dB} = 10 \log_{10} k_{\tilde{x}}(p)$

aus. Tabelle 3.6 zeigt die Werte für den Faktor $k_{\tilde{x}}(p)$ in Dezibel für die betrachteten Modulationsverfahren. Für $\pi/4$ -DQPSK erhält man die geringsten Werte, gefolgt von QPSK, 16-QAM und DAB. Mit zunehmendem Rolloff-Faktor nehmen die Werte ab. Tabelle 3.7 zeigt die Werte für den Faktor $k_{\tilde{x}}(p)/\alpha_{AM}^2$ in Dezibel; sie entsprechen der AM/AM-Nachbarkanalunterdrückung U_{AM} bei einer Restübersteuerung von $\tilde{u} = 1$:

$$U_{AM}(1) = \frac{k_{\tilde{x}}(p_{AM})}{\alpha_{AM}^2} \quad , \quad U_{AM,dB}(1) = 10 \log_{10} U_{AM}(1)$$

Verfahren	Rolloff r	p				
		3	4	5	6	7
QPSK	1/4	40,6	44,6	48,1	51,2	54,0
	1/2	41,1	44,3	47,1	49,5	51,6
	1	37,0	38,8	40,4	41,9	43,2
$\pi/4$ -DQPSK	1/4	36,6	43,2	46,4	49,3	52,0
	1/2	39,7	42,5	45,0	47,1	49,1
	1	36,6	38,2	39,5	40,7	41,8
16-QAM	1/4	42,4	47,3	51,6	55,3	58,3
	1/2	43,1	47,4	51,3	54,8	57,8
	1	39,5	41,8	43,7	45,3	46,8
DAB	—	44,4	50,8	56,0	60,3	63,8

Tabelle 3.7: $U_{AM,dB}(1) = 10 \log_{10} (k_{\tilde{x}}(p)/\alpha_{AM}^2)$

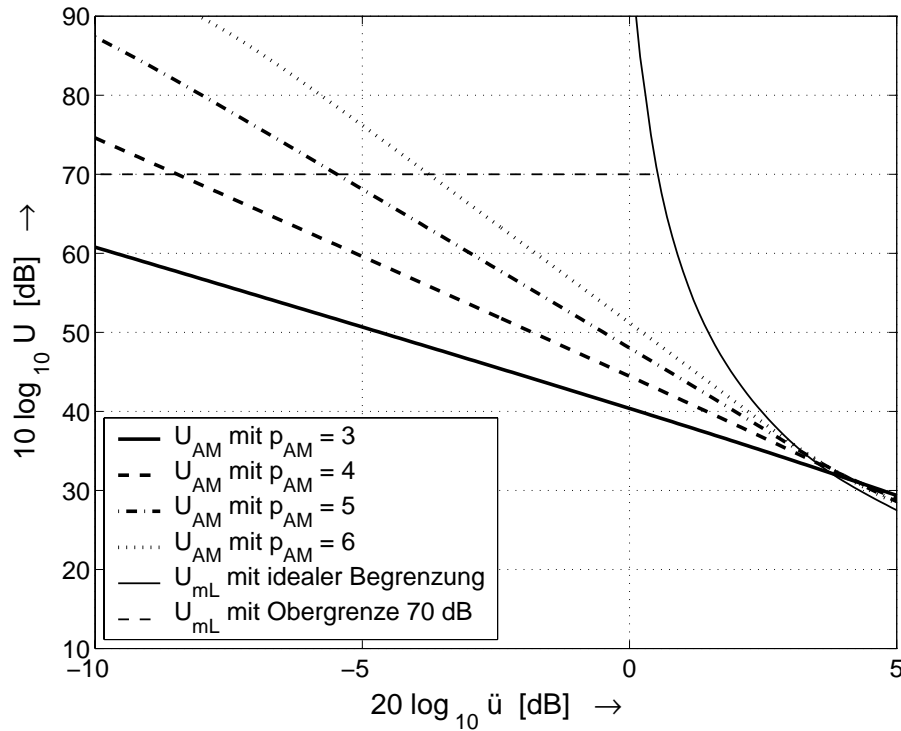


Abb. 3.21: AM/AM-Nachbarkanalunterdrückung U_{AM} des Modellverstärkers für ein QPSK-Signal ($r = 1/4$). Zum Vergleich ist die Nachbarkanalunterdrückung U_{mL} mit Linearisierung dargestellt.

Abbildung 3.21 zeigt simulierte Verläufe der AM/AM-Nachbarkanalunterdrückung $U_{AM}(\ddot{u})$ des Modellverstärkers für ein QPSK-Signal mit Rolloff-Faktor $r = 1/4$ bei verschiedenen AM/AM-Potenzen p_{AM} . Im Bereich $\ddot{u}_{dB} < 4$ dB stimmen die simulierten Verläufe mit der Näherung (3.23) überein, d.h. man erhält Geraden mit dem Gefälle $p_{AM} - 1$:

$$\begin{aligned} U_{AM,dB} &= 10 \log_{10} U_{AM} = 10 \log_{10} k_{\tilde{x}} - 20 \log_{10} \alpha_{AM} - 20 (p_{AM} - 1) \log_{10} \ddot{u} \\ &= k_{\tilde{x},dB} - \alpha_{AM,dB} - (p_{AM} - 1) \ddot{u}_{dB} \end{aligned}$$

Zum Vergleich ist die Nachbarkanalunterdrückung U_{mL} bei Linearisierung mit einem idealen Begrenzer gemäss (3.4) dargestellt. Für $\ddot{u}_{dB} < 0$ dB ist theoretisch eine ideale Linearisierung mit $U_{mL} = \infty$ möglich; in der Praxis existiert jedoch eine Obergrenze, die vom Realisierungsaufwand abhängt. In Abb. 3.21 wird für diese Obergrenze $U_{mL,dB} = 70$ dB angenommen. Der praktische, unter Berücksichtigung der Obergrenze für U_{mL} ermittelte Linearisierungsgewinn

$$G_L \stackrel{(2.44)}{=} \frac{U_{mL}}{U_{oL}} = \frac{U_{mL}}{U_{AM}}, \quad G_{L,dB} = U_{mL,dB} - U_{AM,dB}$$

wird für $\ddot{u}_{dB} \approx 0 \dots 1$ dB maximal. Bei sehr hoher Restübersteuerung wird der

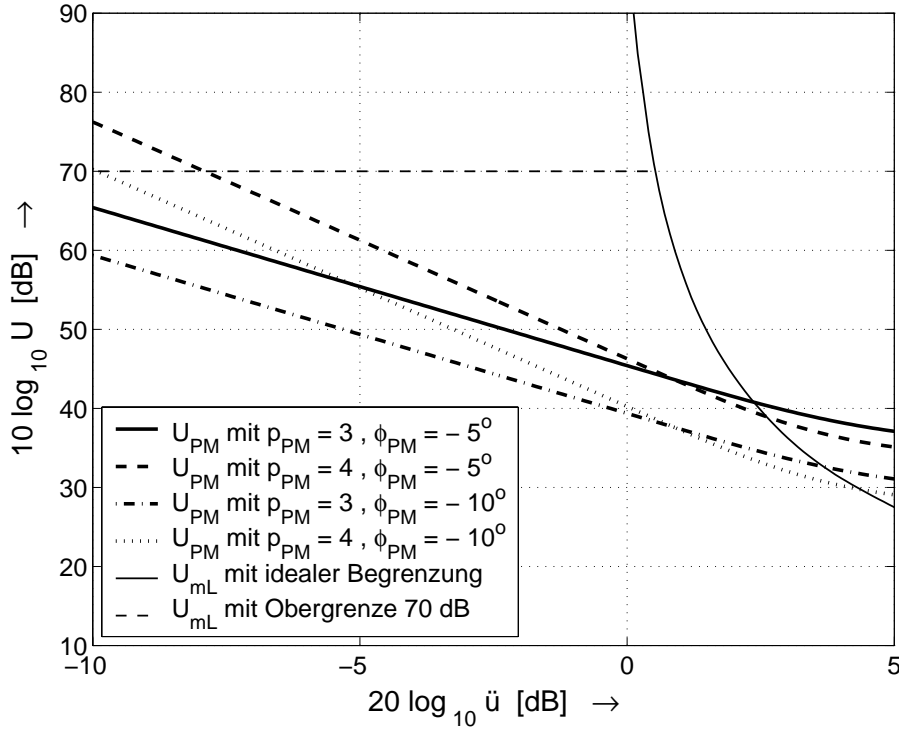


Abb. 3.22: AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung U_{PM} des Modellverstärkers für ein QPSK-Signal ($r = 1/4$). Zum Vergleich ist die Nachbarkanalunterdrückung U_{mL} mit Linearisierung dargestellt.

Linearisierungsgewinn negativ, da die Kennlinie des idealen Begrenzers in diesem Bereich stärkere Nachbarkanalstörungen verursacht als die Kennlinie des Modellverstärkers. In diesem Zusammenhang zeigt sich, dass die Linearisierung bei geringen Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung keinen nennenswerten Gewinn mehr liefern kann. Die Grenze, ab der sich eine Linearisierung nicht mehr lohnt, nimmt mit zunehmender AM/AM-Potenz p_{AM} zu und liegt im Bereich $U_{dB} \approx 33 \dots 40$ dB.

Abbildung 3.22 zeigt simulierte Verläufe der AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung $U_{PM}(\ddot{u})$ des Modellverstärkers. Im Bereich $\ddot{u}_{dB} < 2$ dB stimmen die simulierten Verläufe mit der Näherung (3.26) überein, d.h. man erhält Geraden mit dem Gefälle $p_{PM} - 1$:

$$\begin{aligned} U_{PM,dB} = 10 \log_{10} U_{PM} &= 10 \log_{10} k_{\tilde{x}} - 20 \log_{10} |\phi_{PM}| - 20 (p_{PM} - 1) \log_{10} \ddot{u} \\ &= k_{\tilde{x},dB} - \phi_{PM,dB} - (p_{PM} - 1) \ddot{u}_{dB} \end{aligned}$$

Auch hier ist zum Vergleich die Nachbarkanalunterdrückung U_{mL} bei Linearisierung mit einem idealen Begrenzer dargestellt. Da bei der AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung keine Begrenzung des Betrags berücksichtigt ist, kann U_{PM} bei hoher Restübersteuerung grösser werden als U_{mL} ; in der Praxis tritt dies nicht

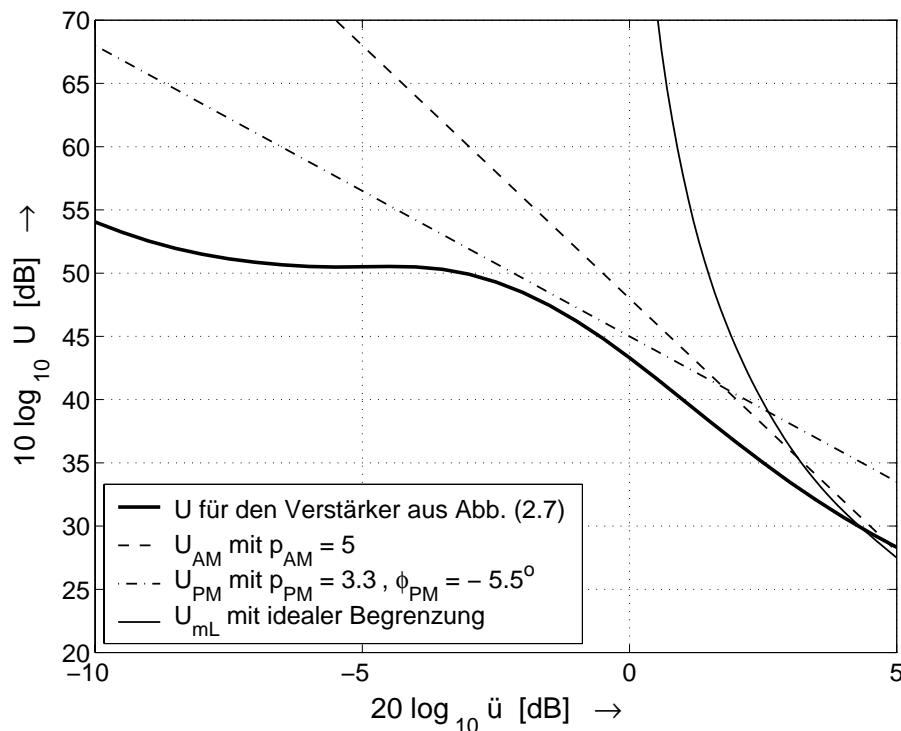


Abb. 3.23: Vergleich der Nachbarkanalunterdrückung U für den Verstärker aus Abb. 2.7 mit den Nachbarkanalunterdrückungen U_{AM} und U_{PM} der entsprechenden Modellverstärker für ein QPSK-Signal ($r = 1/4$). Zum Vergleich ist die Nachbarkanalunterdrückung U_{mL} mit Linearisierung darstellt.

auf, da reale Verstärker immer auch eine Begrenzung des Betrags verursachen.

Abbildung 3.23 zeigt einen Vergleich der Nachbarkanalunterdrückung U des Verstärkers mit den Kennlinien aus Abb. 2.7 mit den Nachbarkanalunterdrückungen U_{AM} und U_{PM} der entsprechenden Modellverstärker mit den Parametern $p_{AM} = 5$, $p_{PM} = 3,3$ und $\phi_{PM} = -5,5^\circ$ aus Abb. 3.19 und Abb. 3.20 für ein QPSK-Signal mit Rolloff-Faktor $r = 1/4$. Im Bereich $-2 \text{ dB} < \ddot{u}_{dB} < 4 \text{ dB}$ wird der Verlauf von U asymptotisch durch die Näherungen (3.23) für U_{AM} und (3.26) für U_{PM} beschrieben. Für $\ddot{u}_{dB} \approx 1,7 \text{ dB}$ gilt $U_{AM} = U_{PM}$; in diesem Fall ist U etwa um den Faktor 2 (3 dB) geringer als U_{AM} und U_{PM} .

Im Bereich $\ddot{u}_{dB} < -2 \text{ dB}$ weicht U von der Asymptote U_{PM} ab; Ursache hierfür ist der in Abb. 2.8 gezeigte, nichtmonotone Betragsverlauf der Verstärkung. Dieses Verhalten ist typisch für Klasse-AB-Verstärker und führt dazu, dass die Nachbarkanalunterdrückung mit abnehmender Aussteuerung nicht mehr entsprechend der Asymptote zunimmt, sondern weniger schnell zunimmt, näherungsweise konstant bleibt wie in Abb. 3.23 oder sogar abnimmt. Im Gegensatz dazu verläuft die Nachbarkanalunterdrückung bei einem Klasse-A-Verstärker mit monotonem Verlauf der Betragsverstärkung entsprechend der Asymptote.

3.3.3 Aussteuerungsgewinn

In der Praxis ist meist ein unterer Grenzwert für die Nachbarkanalunterdrückung U vorgegeben. Demnach ist im Zusammenhang mit der Linearisierung nicht der Linearisierungsgewinn G_L — gegeben durch den Gewinn an Nachbarkanalunterdrückung U bei konstanter Restübersteuerung \ddot{u} —, sondern der *Aussteuerungsgewinn* — gegeben durch den Gewinn an Restübersteuerung \ddot{u} bei konstanter Nachbarkanalunterdrückung U — von Interesse. Man muss dann die zulässige Restübersteuerung \ddot{u} bzw. die zugehörige eingangsseitige Unteraussteuerung

$$B_e \stackrel{(3.13)}{=} \frac{(C^{(pr)})^2}{\ddot{u}^2}, \quad B_{e,dB} = 10 \log_{10} B_e = C_{dB}^{(pr)} - \ddot{u}_{dB}$$

mit und ohne Linearisierung vergleichen.

Aus den Verläufen der Nachbarkanalunterdrückung U mit und ohne Linearisierung kann man den *eingangsseitigen Aussteuerungsgewinn* für einen bestimmten Grenzwert U_{min} entnehmen:

$$G_{Be} = \frac{B_{e,oL}}{B_{e,mL}} \bigg|_{U=U_{min}} = \frac{\ddot{u}_{mL}^2}{\ddot{u}_{oL}^2} \bigg|_{U=U_{min}} \quad (3.27)$$

$$G_{Be,dB} = 10 \log_{10} G_{Be} = B_{e,oL,dB} - B_{e,mL,dB} = \ddot{u}_{mL,dB} - \ddot{u}_{oL,dB}$$

Dabei kennzeichnet der Index oL Grössen ohne Linearisierung und der Index mL Grössen mit Linearisierung. Abbildung 3.24 zeigt den eingangsseitigen Aussteuerungsgewinn an einem Beispiel; dabei wird zwischen dem theoretischen Wert bei einer Linearisierung mit einem idealen Begrenzer gemäss (3.4) und dem praktischen Wert bei einem bestimmten Realisierungsaufwand für die Linearisierung unterschieden. Man erkennt, dass der Aussteuerungsgewinn mit zunehmendem Grenzwert U_{min} zunimmt; deshalb ist die Linearisierung vor allem bei hohen Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung vorteilhaft.

Wichtiger als der eingangsseitige Aussteuerungsgewinn ist der *ausgangsseitige Aussteuerungsgewinn*:

$$G_{Ba} = \frac{B_{a,oL}}{B_{a,mL}} \bigg|_{U=U_{min}} = \frac{P_{a,oL}}{P_{a,mL}} \bigg|_{U=U_{min}}, \quad G_{Ba,dB} = 10 \log_{10} G_{Ba} \quad (3.28)$$

Er gibt den durch die Linearisierung erzielten Gewinn an Sendeleistung wieder. Da der Zusammenhang zwischen der eingangsseitigen Unteraussteuerung B_e — dem *input backoff* — und der ausgangsseitigen Unteraussteuerung B_a — dem *output backoff* — sowohl von den Kennlinien des Sendeverstärkers als auch vom Modulationssignal abhängt, kann man den ausgangsseitigen Aussteuerungsgewinn nicht unmittelbar angeben; er ist jedoch immer grösser als der eingangsseitige Aussteuerungsgewinn.

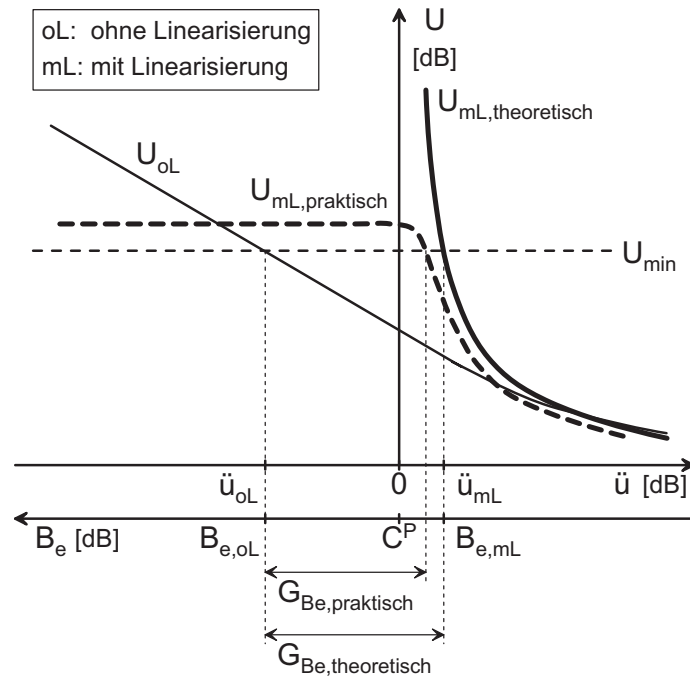


Abb. 3.24: Eingangsseitiger Aussteuerungsgewinn G_{Be}

3.3.4 Wirkungsgrad

Der *Betriebswirkungsgrad* η_B eines Verstärkers bei Betrieb mit einem allgemeinen Modulationssignal $\underline{x}(t)$ kann mit Hilfe der mittleren WDF $p_x(x)$ des Betrags, der AM/AM-Kennlinie $f_{AM}(|\underline{x}|)$ und der Wirkungsgradkennlinie $\eta(|\underline{x}|)$ berechnet werden; mit $x = |\underline{x}|$, $y = |\underline{y}| = f_{AM}(x)$ und (2.45) auf Seite 29 folgt:

$$\eta_B = \frac{P_a}{P_{DC}} = \frac{P_y}{2P_{DC}} = \frac{\int_0^\infty y^2(x) p_x(x) dx}{2 \int_0^\infty P_{DC}(x) p_x(x) dx} = \frac{\int_0^\infty f_{AM}^2(x) p_x(x) dx}{\int_0^\infty \frac{f_{AM}^2(x)}{\eta(x)} p_x(x) dx} \quad (3.29)$$

Dabei wird vorausgesetzt, dass die Trägerfrequenz wesentlich höher ist als die maximale Frequenz des Modulationssignals; dann kann man die zeitvariante Aussteuerung durch das Modulationssignal als eine Folge von Einton-Aussteuerungen $\underline{x}(t) = \underline{x}_0$ mit dem Wirkungsgrad $\eta(|\underline{x}_0|)$ auffassen. Es handelt sich dabei um dieselbe Voraussetzung, die für die Verwendung statischer AM/AM- und AM/PM-Kennlinien benötigt wird.

Der Betriebswirkungsgrad nimmt mit zunehmender Aussteuerung zu; deshalb führt der eingangsseitige Aussteuerungsgewinn G_{Be} einer Linearisierung auch zu einer Erhöhung des Wirkungsgrades. Der Betriebswirkungsgrad η_B in (3.29) entspricht dem Wirkungsgrad $\eta_{B,oL}$ ohne Linearisierung. Den Wirkungsgrad $\eta_{B,mL}$ mit Linearisierung erhält man, indem man die Leistung des Eingangssignals um

G_{Be} erhöht und die AM/AM-Kennlinie $f_{V,AM}$ des Vorverzerrers anwendet; dadurch erhält man am Eingang des Verstärkers den Betrag:

$$x_v(x) = f_{V,AM}(\sqrt{G_{Be}} x) \quad (3.30)$$

Die Kettenschaltung aus Vorverzerrer und Verstärker wirkt wie ein linearer Verstärker mit der Verstärkung v_{max} ; daraus folgt für den Betrag des Ausgangssignals:

$$y_{mL}(x) = f_{AM}(x_v) = f_{AM}(f_{V,AM}(\sqrt{G_{Be}} x)) = v_{max} \sqrt{G_{Be}} x \quad (3.31)$$

Durch Einsetzen von (3.30) und (3.31) in (3.29) erhält man:

$$\begin{aligned} \eta_{B,mL} &= \frac{\int_0^\infty y_{mL}^2(x) p_x(x) dx}{\int_0^\infty \frac{y_{mL}^2(x)}{\eta(x_v(x))} p_x(x) dx} = \frac{\int_0^\infty v_{max}^2 G_{Be} x^2 p_x(x) dx}{\int_0^\infty \frac{v_{max}^2 G_{Be} x^2}{\eta(f_{V,AM}(\sqrt{G_{Be}} x))} p_x(x) dx} \\ &= \frac{\int_0^\infty x^2 p_x(x) dx}{\int_0^\infty \frac{x^2}{\eta(f_{V,AM}(\sqrt{G_{Be}} x))} p_x(x) dx} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Die AM/AM-Kennlinie $f_{V,AM}$ des Vorverzerrers kann mit Hilfe der AM/AM-Kennlinie f_{AM} des Verstärkers ausgedrückt werden; aus (3.31) folgt:

$$f_{V,AM}(\sqrt{G_{Be}} x) = f_{AM}^{-1}(v_{max} \sqrt{G_{Be}} x)$$

Damit erhält man aus (3.32):

$$\eta_{B,mL} = \frac{P_x}{\int_0^\infty \frac{x^2}{\eta(f_{AM}^{-1}(v_{max} \sqrt{G_{Be}} x))} p_x(x) dx} \quad (3.33)$$

Bei der Berechnung des Wirkungsgrads $\eta_{B,oL} = \eta_B$ ohne Linearisierung mit (3.29) muss die Leistung P_x des Modulationssignals der Eingangsleistung entsprechen, bei der ohne Linearisierung der Grenzwert U_{min} der Nachbarkanalunterdrückung erreicht wird, d.h. die mittlere WDF $p_x(x)$ des Betrags muss entsprechend skaliert sein. Für die Berechnung des Wirkungsgrads $\eta_{B,mL}$ mit Linearisierung nach (3.33) wird dann zusätzlich nur noch der eingangsseitige Aussteuerungsgewinn G_{Be} benötigt.

3.3.5 Bewertung

Bei der Bewertung ist zunächst zu berücksichtigen, dass die Ergebnisse aufgrund der speziellen Wahl des Modellverstärkers nur für Sendeverstärker mit Klasse-A- und Klasse-AB-Arbeitspunkt gelten, und für letztere auch nur dann, wenn der Ruhestrom so hoch ist, dass der Betrag der Verstärkung näherungsweise monoton verläuft. Bei diesen Verstärkern nimmt die Nachbarkanalunterdrückung bei einer Verringerung der Aussteuerung zu und kann beliebig gross werden. Klasse-AB-Verstärker mit geringem Ruhestrom und Klasse-B-Verstärker zeigen ein völlig anderes Verhalten. Hier nimmt die Nachbarkanalunterdrückung aufgrund der starken Nichtlinearität bei geringen Leistungen bei einer Verringerung der Aussteuerung nur wenig oder gar nicht zu; oft nimmt sie sogar ab. Abbildung 3.25 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung für die genannten Verstärker.

Aus den Ergebnissen folgt, dass der durch eine Linearisierung erzielbare Gewinn an Sendeleistung mit zunehmenden Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung steigt. Besonders hohe Anforderungen können nur mit einer Linearisierung sinnvoll erfüllt werden, da ohne Linearisierung eine sehr hohe Unter- aussteuerung (*backoff*) mit einer schlechten Ausnutzung des Sendeverstärkers — Stichwort Investitionskosten — und einem geringen Wirkungsgrad — Stichwort Betriebskosten — erforderlich wäre. Bei geforderten Nachbarkanalunterdrückungen unter 40 dB wird die Linearisierung nahezu wirkungslos. Eine Ausnahme sind Sendeverstärker mit besonders starken AM/PM-Verzerrungen; hier kann der Einsatz einer Linearisierung auch für geforderte Nachbarkanalunterdrückungen von 30 dB sinnvoll sein.

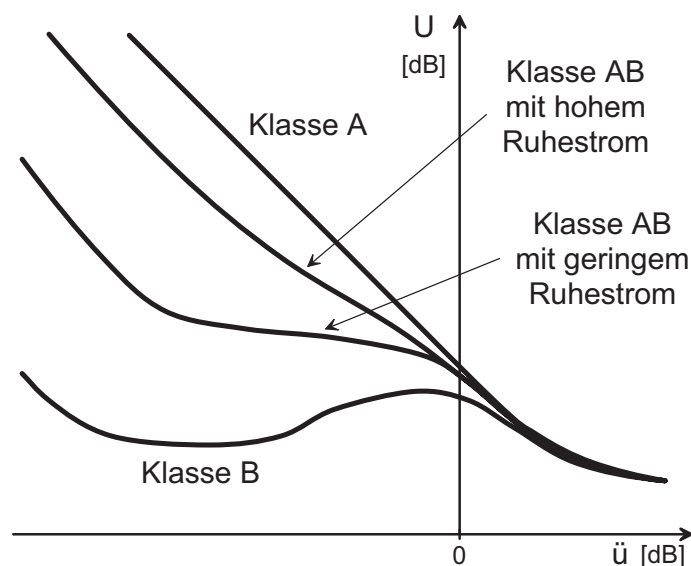


Abb. 3.25: Prinzipieller Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung bei Sendeverstärkern mit verschiedenen Arbeitspunkten

Dem mit zunehmender Nachbarkanalunterdrückung zunehmenden Gewinn an Sendeleistung steht jedoch ein zunehmender Realisierungsaufwand für die Linearisierung gegenüber; vor allem an die Komponenten des Messzweigs sind entsprechend höhere Anforderungen zu stellen. Da die Leistungsaufnahme der Komponenten zur Linearisierung weitgehend unabhängig von der Sendeleistung ist, kommt der Gewinn an Wirkungsgrad im Sendeverstärker vor allem bei hohen Sendeleistungen zum Tragen; bei geringen Sendeleistungen ist der Einsatz der Linearisierung nur dann sinnvoll, wenn sich der Gesamtwirkungsgrad verbessert.

Bei Halbleiter-Sendeverstärkern mit Einzel-Transistoren kommt dem Gewinn an Sendeleistung im allgemeinen eine höhere Bedeutung zu als der Verbesserung des Wirkungsgrads: aufgrund der höheren Leistung pro Transistor werden weniger Transistoren für eine gewünschte Leistung benötigt. Die Wärmeabfuhr ist aufgrund des mechanisch relativ grossen Aufbaus weniger kritisch. Bei integrierten Halbleiter-Sendeverstärkern können die Transistoren in weiten Grenzen beliebig skaliert werden, so dass eine Anpassung an die geforderte Leistung vergleichsweise einfach ist. Da diese Verstärker thermisch limitiert sind, ist der Wirkungsgrad entscheidend; er bestimmt, welche Leistung pro Chipfläche verfügbar ist.

Kapitel 4

Digitale Vorverzerrung

Adaptive Linearisierungssysteme mit digitaler Vorverzerrung sind vor allem für Rundfunksender und Basisstationen in der Mobilkommunikation interessant. Beide Systeme befinden sich zur Zeit unmittelbar vor dem Übergang von der zweiten zur dritten Generation (Rundfunk: AM \rightarrow FM \Rightarrow OFDM (DAB); Mobilkommunikation: FM \rightarrow GSM \Rightarrow CDMA (UMTS)). Da beide Systeme in der zweiten Generation ein Modulationsverfahren mit konstanter Einhüllender verwenden, war die Linearität der Sendeverstärker nur von untergeordneter Bedeutung; man konzentrierte sich auf den Wirkungsgrad. Die dritte Generation wirft nun ein doppeltes *Generationenproblem* auf: zum einen werden rauschartige Modulationssignale verwendet, die aufgrund ihres hohen Spitzenwertfaktors einen effizienten Betrieb der Sendeverstärker erschweren; zum anderen werden die Bandbreiten deutlich grösser (FM: 250 kHz \rightarrow DAB: 1,5 MHz; GSM: 250 kHz \rightarrow UMTS: 5 MHz). Die grössere Bandbreite stellt erheblich höhere Anforderungen an die Frequenzgänge und Gruppenlaufzeiten der ZF-/HF-Verstärker und ZF-/HF-Filter. Diese Problematik verschärft sich durch den Einsatz einer digitalen Vorverzerrung, da die Bandbreite des vorverzerrten Signals nochmals um den Faktor 3...7 grösser ist; vor allem im ZF-Bereich wird das Verhältnis von Bandbreite und ZF-Frequenz sehr gross.

Bei modernen Systemen erfolgt die Basisband-Verarbeitung digital; hier werden digitale Signalprozessoren oder dedizierte Prozessoren eingesetzt. Auch die Rolloff-Filterung wird mit digitalen FIR-Filtern durchgeführt. Die dritte Generation führt hier zu erheblich höheren Anforderungen an die Rechenleistung. Bei nahezu allen bisher beschriebenen Systemen mit digitaler Vorverzerrung wird die Vorverzerrung mit einem handelsüblichen digitalen Signalprozessor durchgeführt; bei den hohen Abtastraten der dritten Generation — das im folgenden beschriebene System arbeitet mit einer Abtastrate von 56 MHz — ist dies nicht mehr möglich. Die Adaption ist dagegen eine typische Aufgabe für einen digitalen Signalprozessor oder — bei geringen Anforderungen — einen Mikroprozessor. Für die digitale Vorverzerrung werden deshalb digitale Signalprozessoren oder Mikroprozessoren mit schnellen dedizierten Einrichtungen zur Vorverzerrung benötigt.

Im folgenden wird das im Rahmen dieser Arbeit untersuchte adaptive Linearisierungssystem mit digitaler Vorverzerrung für UMTS-Basisstationen beschrieben; dabei wird eine Nachbarkanalunterdrückung von 60 dB angestrebt. Nach einer Einführung anhand des Blockschaltbilds werden die Komponenten des Systems und die Adaptionsverfahren beschrieben. Anschliessend werden die Ergebnisse einer Systemsimulation mit dem Mathematikprogramm MATLAB vorgestellt.

4.1 Blockschaltbild des Linearisierungssystems

Abbildung 4.1 zeigt das Blockschaltbild des adaptiven Linearisierungssystems mit digitaler Vorverzerrung mit den übergeordneten Blöcken *Vorverzerrer*, *Sendezweig*, *Messzweig* sowie *Takt- und Frequenzerzeugung*. Es unterscheidet sich von dem in Abb. 2.19 auf Seite 39 gezeigten Blockschaltbild in zwei Punkten:

- I/Q-Modulation und I/Q-Demodulation werden digital durchgeführt; dadurch werden die Fehler analoger I/Q-Modulatoren, die nicht mit einer AM/AM- oder AM/PM-Kennlinie beschrieben werden können, vermieden.
- Sende- und Messzweig sind nicht symmetrisch, da im Messzweig eine Unterabtastung des ZF-Signals vorgenommen wird; dadurch entfällt ein ansonsten erforderlicher Mischer zwischen dem ZF-Verstärker E und dem A/D-Umsetzer.

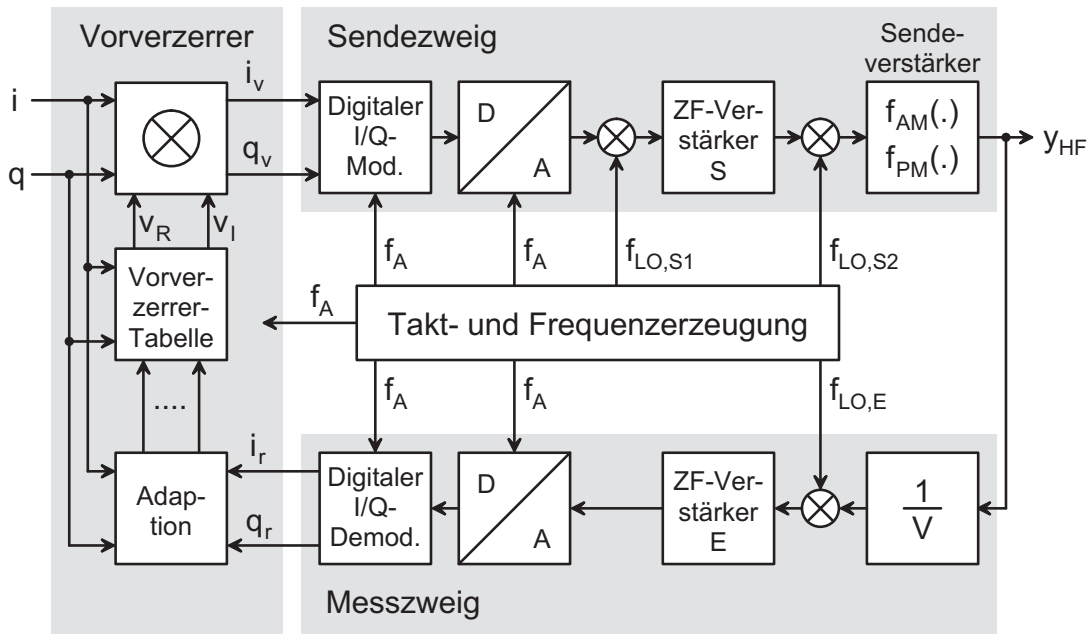


Abb. 4.1: Blockschaltbild des adaptiven Linearisierungssystems mit digitaler Vorverzerrung

Der digitale Teil des Linearisierungssystems arbeitet mit einer Abtastfrequenz $f_A = 56$ MHz; dazu gehören der Vorverzerrer sowie die I/Q-Modulatoren und Umsetzer im Sende- und Messzweig. Daraus folgt, dass die einseitige Bandbreite der trägerfrequenten Signale, die gleich der zweiseitigen Bandbreite der Basisbandsignale ist, maximal $f_A/2 = 28$ MHz betragen kann.

Die Takt- und Frequenzerzeugung stellt die Abtastfrequenz f_A und die Lokaloszillator-Signale für die Mischer bereit; darauf wird hier nicht näher eingegangen. Der Vorverzerrer, der Sende- und der Messzweig werden im folgenden näher beschrieben.

4.2 Vorverzerrer

Abbildung 4.2 zeigt den Aufbau des Vorverzerrers mit den Wortbreiten der Signale; er unterscheidet sich von dem Vorverzerrer in Abb. 2.24 auf Seite 43 in zwei Punkten:

- Es werden mehrere Vorverzerrer-Tabellen verwendet, zwischen denen umgeschaltet werden kann. Das ist erforderlich, da die aktive Tabelle aufgrund der hohen Abtastfrequenz nicht gleichzeitig neu geladen werden kann. Ausserdem arbeitet die im Abschnitt 4.5 beschriebene Adaption blockweise, d.h. es wird immer eine Tabelle gegen eine komplett neue Tabelle ausgetauscht. Darüber hinaus ist eine Betriebsart ohne Adaption möglich, bei der die Auswahl der aktiven Tabelle auf der Basis einer geeigneten Hilfsgrösse, z.B. der Temperatur des Leistungsverstärkers, erfolgt.
- Zur Adressierung der Vorverzerrer-Tabellen wird eine Adresskennlinie verwendet, mit der die Verteilung der Stützstellen beeinflusst werden kann.

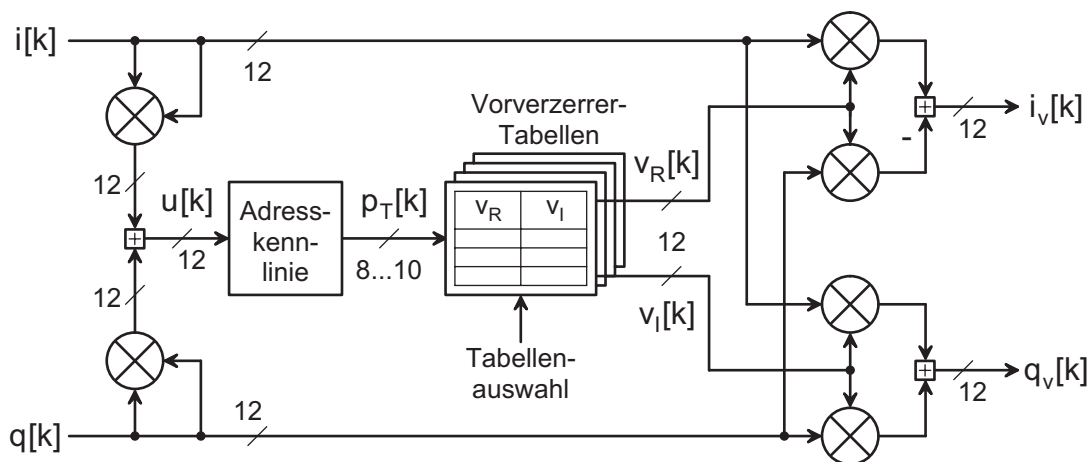


Abb. 4.2: Vorverzerrer mit mehreren Tabellen und Adresskennlinie

4.2.1 Wortbreiten

Die erforderlichen Wortbreiten im Vorverzerrer erhält man aus der Systemsimulation, die im Abschnitt 4.7 beschrieben wird. Die Wortbreite der Signalfade in Abb. 4.2 beträgt 12 bit; damit kann man bei typischen Halbleiter-Sendeverstärkern die geforderte Nachbarkanalunterdrückung von 60 dB erreichen. Die Wortbreite am Ausgang des Vorverzerrers entspricht der Auflösung des D/A-Umsetzers im Sendezweig. Bei einer Auflösung von 12 bit erhält man aus (2.42) und (2.43) für $B = K = 5$ MHz, $f_A = 56$ MHz und $C^{(pr)} \approx 12$ dB eine maximale Nachbarkanalunterdrückung von etwa 72 dB. Berücksichtigt man, dass der D/A-Umsetzer effektiv nur 11...11,5 bit erreicht — daraus resultiert ein Verlust an Nachbarkanalunterdrückung von 3...6 dB — und der Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ durch die Vorverzerrung um etwa 3 dB zunimmt, ist eine Auflösung von 12 bit gerade noch ausreichend.

Die erforderliche Anzahl an Stützstellen in der Vorverzerrer-Tabelle hängt vom Sendeverstärker ab. Für die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Sendeverstärker reicht eine Anzahl von $N_T = 2^8 = 256$ Stützstellen aus, um die geforderte Nachbarkanalunterdrückung von 60 dB zu erreichen. Damit eine Reserve für Sendeverstärker mit stärkerer Nichtlinearität vorhanden ist, wurde eine maximale Anzahl von $N_{T,max} = 2^{10} = 1024$ gewählt; daraus resultiert für den Tabellenindex p_T in Abb. 4.2 eine maximale Auflösung von 10 bit. Da die im folgenden Abschnitt beschriebenen Adresskennlinien die Auflösung um 2 bit reduzieren, wird das Signal

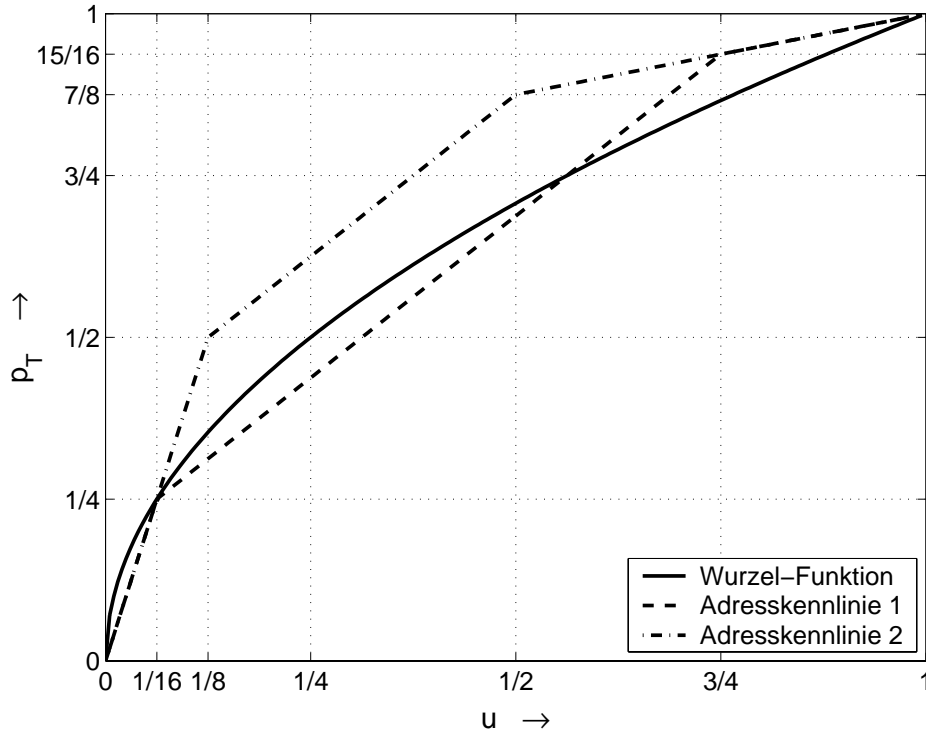
$$u = |\underline{x}|^2 = i^2 + q^2$$

am Eingang der Adresskennlinie mit einer Auflösung von 12 bit bereitgestellt; dazu wird das 13 bit breite Ergebnis der vorausgehenden Addition durch Streichen des niederwertigsten Bits auf 12 bit verkürzt.

4.2.2 Adresskennlinien

Als Adresskennlinie kann man im einfachsten Fall eine Eins-zu-Eins-Abbildung verwenden: $p_T = u$; damit erhält man die in Abb. 2.23b auf Seite 43 gezeigte Adressierung über das Betragsquadrat ($p_T = |\underline{x}|^2$) mit einer Häufung der Stützstellen bei grossen Beträgen. Eine Adressierung über den Betrag ($p_T = |\underline{x}|$) nach Abb. 2.23a würde eine Wurzel-Funktion als Adresskennlinie erfordern; sie erweist sich aufgrund der gleichmässigen Verteilung der Stützstellen als vorteilhaft, ist aber nur mit vergleichsweise hohem Aufwand — z.B. mit einer Wertetabelle — zu realisieren. Da die Adresskennlinie nur die Verteilung der Stützstellen beeinflusst, kann man einfachere Adresskennlinien verwenden, die eine näherungsweise gleichmässige Verteilung der Stützstellen bewirken.

Besonders geeignet sind bereichsweise lineare Adresskennlinien, deren Reichsgrenzen (Knickstellen) Zweierpotenzen sind; in diesem Fall kann man die

**Abb. 4.3:** Adresskennlinien

Kennlinie durch einfache Bit-Operationen realisieren. Im folgenden wird angenommen, dass das Signal u mit einer Auflösung von 12 bit in der Form

$$u = [b_{11} b_{10} \dots b_1 b_0]_{12}$$

mit

$$u = \sum_{m=0}^{11} b_m 2^{m-12}$$

vorliegt, d.h. es gilt $0 \leq u < 1$. Für den Tabellenindex p_T mit einer Auflösung von 10 bit soll ebenfalls $0 \leq p_T < 1$ gelten. Eine mögliche Adresskennlinie — im folgenden *Adresskennlinie 1* genannt — ist:

$$p_T = \begin{cases} 4u & \text{für } u < \frac{1}{16} \\ u + \frac{3}{16} & \text{für } \frac{1}{16} \leq u < \frac{3}{4} \\ \frac{u}{4} + \frac{3}{4} & \text{für } \frac{3}{4} \leq u < 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

Sie ist in Abb. 4.3 dargestellt und bietet eine grobe Näherung an die Wurzel-Kennlinie. Aus der Anfangssteigung 4 folgt, dass die Dichte der Stützstellen bei

kleinen Beträgen um den Faktor 4 grösser ist als bei einer Adressierung über das Betragsquadrat mit $p_T = u$. Für die drei Bereiche erhält man die folgenden Bit-Operationen ¹:

$$\begin{aligned}
 u < \frac{1}{16} & : u = [0000\ b_7 \dots b_0]_{12} \Rightarrow p_T = [00\ b_7 \dots b_0]_{10} \\
 \frac{1}{16} \leq u < \frac{3}{4} & : u = \underbrace{[b_{11}\ b_{10}\ b_9\ b_8]}_{\substack{\neq [0000] \\ \neq [11]}} b_7 \dots b_0]_{12} \\
 & \Downarrow \\
 p_T & = [b_{11} + b_{10} \cdot (b_9 + b_8)\ b_{10} \oplus (b_9 + b_8)\ \overline{b_9 \oplus b_8}\ \overline{b_8}\ b_7 \dots b_2]_{10} \\
 \frac{3}{4} \leq u < 1 & : u = [11\ b_9\ b_8\ b_7 \dots b_0]_{12} \Rightarrow p_T = [1111\ b_9\ b_8\ b_7 \dots b_4]_{10}
 \end{aligned}$$

Für Verstärker mit ausgeprägter Nichtlinearität bei kleinen Beträgen ist es sinnvoll, den Bereich mit hoher Stützstellendichte weiter auszudehnen; dazu kann die *Adresskennlinie 2* verwendet werden:

$$p_T = \begin{cases} 4u & \text{für } u < \frac{1}{8} \\ u + \frac{3}{8} & \text{für } \frac{1}{8} \leq u < \frac{1}{2} \\ \frac{u}{4} + \frac{3}{4} & \text{für } \frac{1}{2} \leq u < 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Sie ist ebenfalls in Abb. 4.3 dargestellt. Die geringere Stützstellendichte bei grossen Amplituden stört im allgemeinen nicht. Für die drei Bereiche erhält man die folgenden Bit-Operationen:

$$\begin{aligned}
 u < \frac{1}{8} & : u = [000\ b_8 \dots b_0]_{12} \Rightarrow p_T = [0\ b_8 \dots b_0]_{10} \\
 \frac{1}{8} \leq u < \frac{1}{2} & : u = [0\ \underbrace{b_{10}\ b_9}_{\neq [00]}\ b_8 \dots b_0]_{12} \Rightarrow p_T = [1\ \overline{b_{10} \oplus b_9}\ \overline{b_9}\ b_8 \dots b_2]_{10} \\
 \frac{1}{2} \leq u < 1 & : u = [1\ b_{10}\ b_9\ b_8\ b_7 \dots b_0]_{12} \Rightarrow p_T = [1111\ b_{10}\ b_9\ b_8\ b_7 \dots b_4]_{10}
 \end{aligned}$$

Bei rauschartigen Modulationssignalen (OFDM/CDMA) ist die Adresskennlinie 2 vorteilhaft, da die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten grosser Beträge bei diesen Signalen sehr klein ist; deshalb kann man eine geringere Stützstellendichte bei grossen Beträgen zulassen.

¹Hier bezeichnet \cdot die Und-, $+$ die Oder- und \oplus die Exklusiv-Oder-Verknüpfung.

4.2.3 Komponenten für die Adaption

Abbildung 4.4 zeigt die Komponenten für die Adaption; dazu gehören ein digitaler Signalprozessor mit Boot-EPROM-Speicher und externem Datenspeicher zur Durchführung der Adaption, ein FIFO-Speicher für die Aufzeichnung der zur Adaption benötigten Signale, ein Speicher für die Vorverzerrer-Tabellen und eine Zugriffssteuerung.

Der FIFO-Speicher erlaubt eine Aufzeichnung von Sequenzen der gesendeten Signale i und q und der rückgeführten Signale i_r und q_r am Ausgang des Messzweigs. Aufgrund der Laufzeit T_D durch den Sende- und Messzweig sind die Sequenzen bei einer Abtastfrequenz $f_A = 1/T_A$ um die diskrete Laufzeit

$$k_D = \frac{T_D}{T_A} = f_A T_D$$

gegeneinander verschoben; mit $f_A = 56$ MHz und einer Laufzeit $T_D \approx 2 \dots 3 \mu\text{s}$ erhält man $k_D \approx 110 \dots 170$. Zur Ermittlung der diskreten Laufzeit wird die Kreuzkorrelation zwischen den gesendeten und den rückgeführten Signalen berechnet. Die Länge des FIFO-Speichers muss so gewählt werden, dass die Kreuzkorrelation eine ausreichende Auflösung ermöglicht; darauf wird im Abschnitt 4.5 noch näher eingegangen. Eine FIFO-Länge von 2048 ist ausreichend.

Die Zugriffssteuerung koordiniert die Zugriffe auf den FIFO-Speicher und den Speicher für die Vorverzerrer-Tabellen. Der Zugriff auf den FIFO-Speicher kann alternierend erfolgen, d.h. es werden abwechselnd Signal-Sequenzen mit der vollen Speicherlänge ein- und ausgelesen. In diesem Fall kann man anstelle eines *echten*

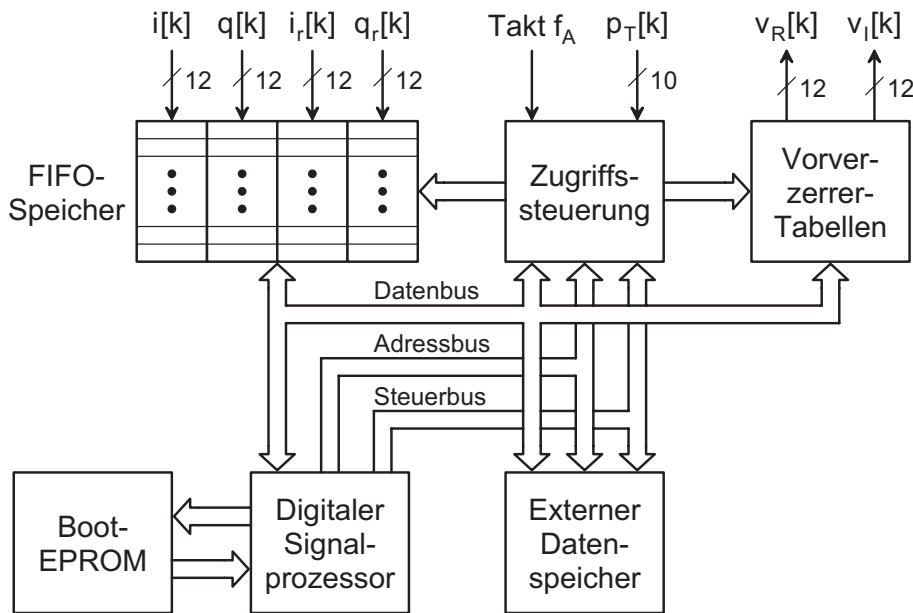


Abb. 4.4: Komponenten für die Adaption

FIFO-Speichers einen normalen Speicher einsetzen; die Zugriffssteuerung übernimmt die Umschaltung und stellt die mit dem Takt f_A inkrementierte Adresse für die Einlese-Phase bereit. Der Zugriff auf den Speicher für die Vorverzerrer-Tabellen ist aufwendiger, da die aktive Tabelle mit dem Tabellenindex p_T , die anderen Tabellen dagegen mit dem Adressbus des Signalprozessors adressiert werden müssen; dazu muss man entweder getrennte Speicherbausteine für die Tabellen verwenden oder einen abwechselnden Zugriff durch den Vorverzerrer und den Signalprozessor mit dem Takt $2f_A$ ermöglichen.

4.3 Sendezweig

Abbildung 4.5 zeigt die Komponenten des Sendezweigs. Die Anforderungen an die Linearität sind gering, da die Vorverzerrung den gesamten Sendezweig linearisiert.

Zusätzlich zu den in Abb. 4.1 dargestellten Komponenten enthält der Sendezweig in Abb. 4.5 einen *Sinc-Entzerrer* zwischen dem I/Q-Modulator und dem D/A-Umsetzer; dabei handelt es sich um ein digitales Filter zur Kompensation der $\sin x/x$ -Bewertung durch den Umsetzer. Die Kompensation kann prinzipiell auch durch das nachfolgende analoge Spiegelfrequenz-Filter erfolgen; dies erfordert jedoch zusätzliche Allpässe zur Kompensation der Gruppenlaufzeit. Deshalb wird hier ein digitales, linearphasiges FIR-Filter vor dem Umsetzer verwendet.

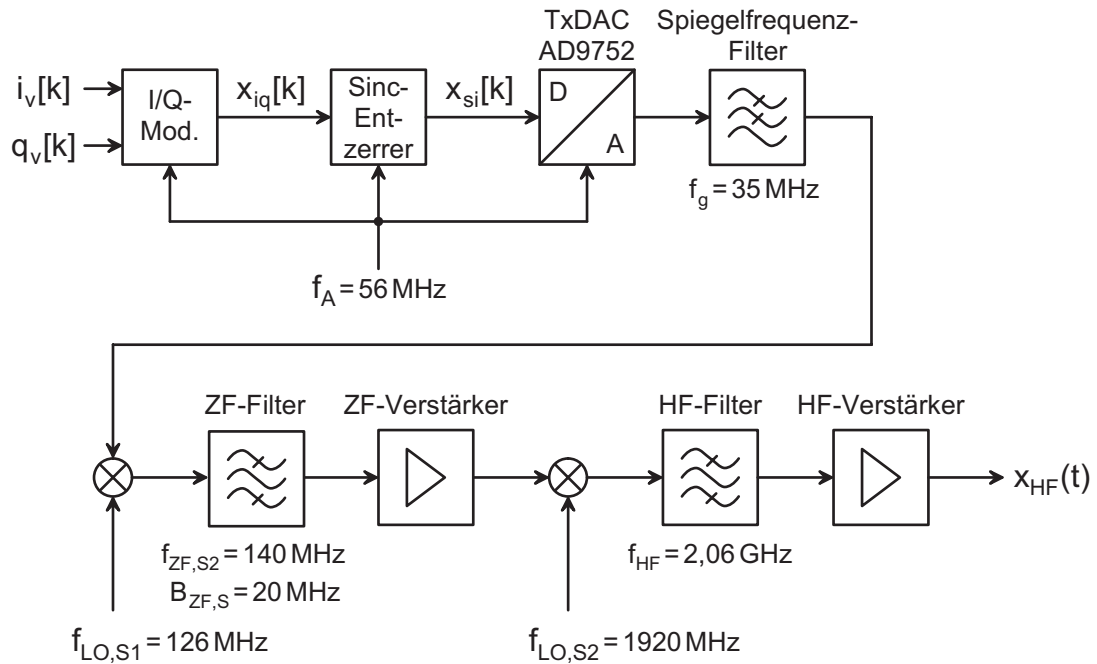


Abb. 4.5: Komponenten des Sendezweigs

4.3.1 Frequenzen im Sendezweig

Abbildung 4.6 zeigt die Frequenzen im Sendezweig. Der Sinc-Entzerrer und die Auswirkung der $\sin x/x$ -Bewertung durch den D/A-Umsetzer sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt; die Bewertung ist nur symbolisch angedeutet.

Die vorverzerrten Signale i_v und q_v haben eine zweiseitige Bandbreite von 20 MHz und werden zeitdiskret mit einer Abtastfrequenz $f_A = 56$ MHz bereitgestellt. Der digitale I/Q-Modulator setzt diese Signale auf eine erste ZF-Frequenz $f_{ZF,S1} = f_A/4 = 14$ MHz um. Bei der anschliessenden D/A-Umsetzung erfolgt die bereits erwähnte $\sin x/x$ -Bewertung, die nur symbolisch angedeutet ist. Ein erster Mischer mit der Lokaloszillatorfrequenz $f_{LO,S1} = 126$ MHz setzt das Signal auf die zweite ZF-Frequenz $f_{ZF,S2} = 140$ MHz um. Der Spiegelfrequenzbereich bei $f_{ZF,S2} + f_{LO,S1} = 266$ MHz wird mit einem Spiegelfrequenz-Filter vor dem Mischer unterdrückt. Nach dem Mischer wird das Nutzsignal mit dem ZF-Filter ausgefiltert. Ein zweiter Mischer mit der Lokaloszillatorfrequenz $f_{LO,S2} = 1920$ MHz setzt das Nutzsignal auf die HF-Frequenz $f_{HF} = 2060$ MHz um; das nachfolgende HF-Filter unterdrückt das unerwünschte Seitenband und den Träger. Das Ausgangssignal x_{HF} wird dem Sendeverstärker zugeführt.

4.3.2 Digitaler I/Q-Modulator

Der digitale I/Q-Modulator setzt die vorverzerrten Komponenten i_v und q_v am Ausgang des Vorverzerrers auf die erste ZF-Frequenz $f_{ZF,S1}$ um; dabei gilt

$$\begin{aligned} x_{iq}[k] &= i_v[k] \cos(\omega_{ZF,S1} T_A k) - q_v[k] \sin(\omega_{ZF,S1} T_A k) \\ &= i_v[k] \cos(\Omega_{ZF,S1} k) - q_v[k] \sin(\Omega_{ZF,S1} k) \end{aligned} \quad (4.3)$$

mit der normierten ZF-Frequenz:

$$\Omega_{ZF,S1} = \omega_{ZF,S1} T_A = 2\pi \frac{f_{ZF,S1}}{f_A}$$

Man wählt $\Omega_{ZF,S1} = \pi/2$ bzw. $f_{ZF,S1} = f_A/4$; dann nehmen die Cosinus- und die Sinusfunktion in (4.3) nur die Werte ± 1 und 0 an und die Multiplikationen können durch eine Vorzeichen-Umschaltung ersetzt werden. Am Ausgang des I/Q-Modulators erhält man die Folge:

$$x_{iq}[k] = \begin{cases} (-1)^{k/2} i_v[k] & k \text{ gerade} \\ (-1)^{(k+1)/2} q_v[k] & k \text{ ungerade} \end{cases}$$

Abbildung 4.7 zeigt die Realisierung des I/Q-Modulators.

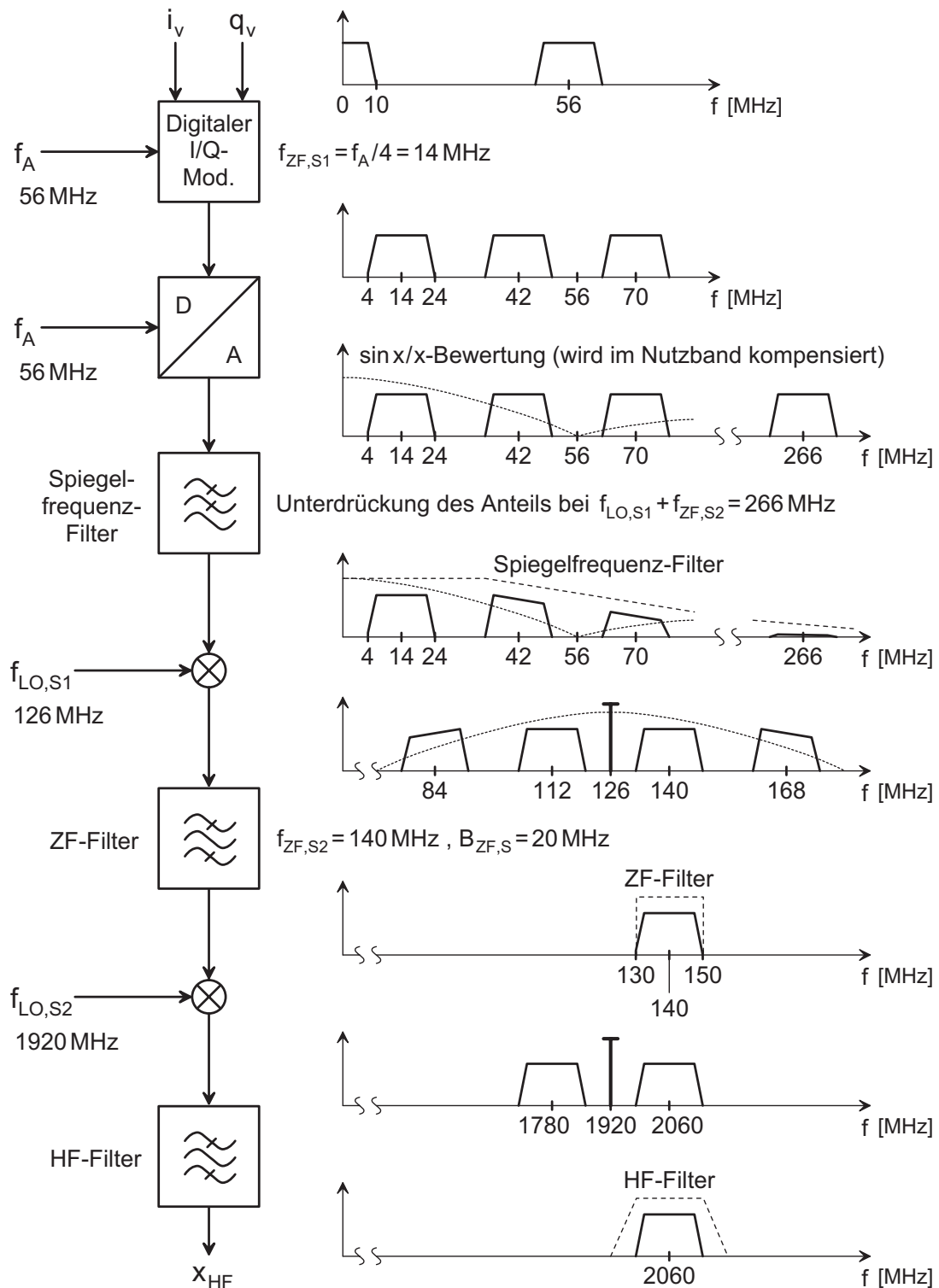


Abb. 4.6: Frequenzen im Sendezweig

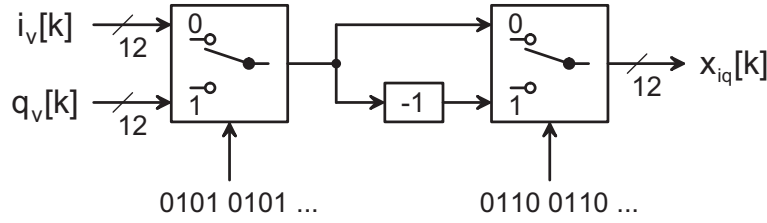


Abb. 4.7: Digitaler I/Q-Modulator mit $f_{ZF,S1} = f_A/4$

Es fällt auf, dass der I/Q-Modulator die Signale i_v und q_v nur alternierend benötigt. Deshalb kann man den vorausgehenden Vorverzerrer dahingehend vereinfachen, dass i_v und q_v nur noch alternierend berechnet werden; dadurch entfallen zwei der vier ausgangsseitigen Multiplizierer des Vorverzerrers in Abb. 4.2. Abbildung 4.8 zeigt die vereinfachte Form von Vorverzerrer und I/Q-Modulator.

4.3.3 Sinc-Entzerrer

Durch den D/A-Umsetzer wird das digitale ZF-Signal mit einer $\sin x/x$ -Funktion bewertet. Diese Amplitudenverzerrung wird mit einem digitalen FIR-Filter kompensiert. Zur Berechnung der Koeffizienten verwendet man den *Remez-Algorithmus* [36] mit einer Vorgabe entsprechend der Inversen der $\sin x/x$ -Funktion über den zu entzerrenden Bereich. Diese Koeffizienten werden anschliessend derart modifiziert, dass ihre binäre Darstellung möglichst einfach ist; dadurch kann das Filter ohne Multiplizierer realisiert werden.

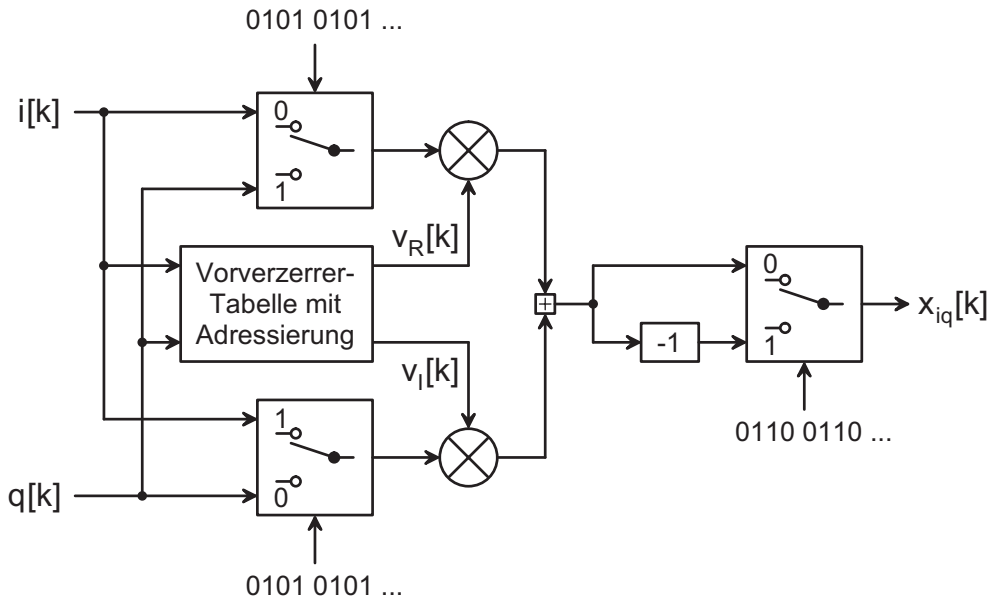


Abb. 4.8: Vorverzerrer und I/Q-Modulator mit $f_{ZF,S1} = f_A/4$

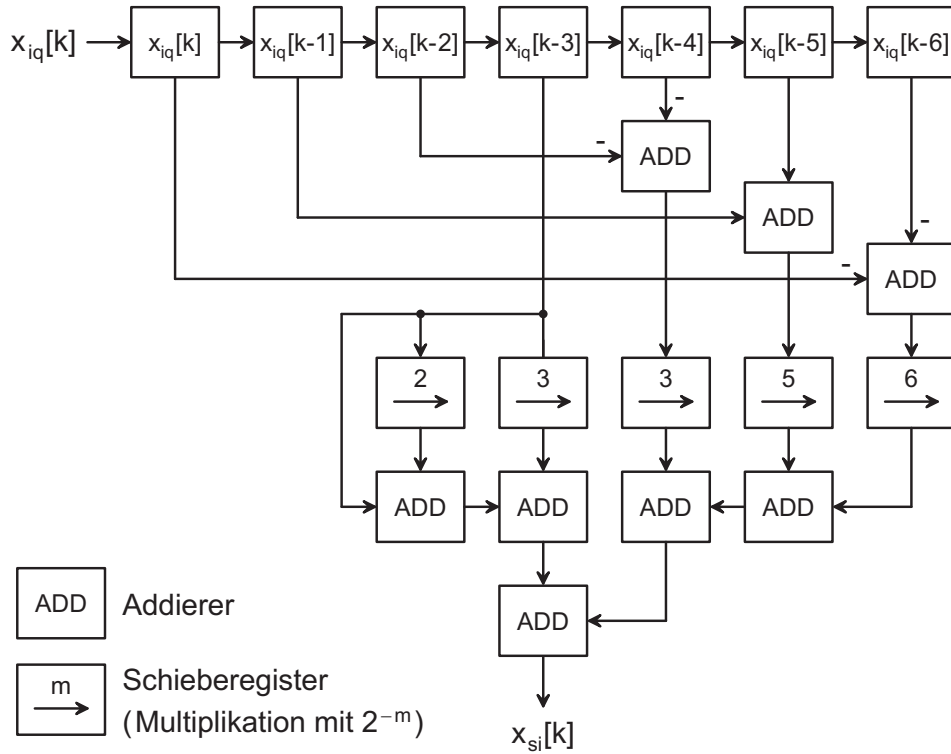


Abb. 4.9: Prinzipielle Realisierung des Sinc-Entzerrers

Im vorliegenden Fall mit einer Abtastfrequenz $f_A = 56$ MHz muss der Frequenzbereich $4 \dots 24$ MHz entzerrt werden; dazu eignet sich ein Filter mit sieben Koeffizienten:

$$-1, 2, -8, 88, -8, 2, -1$$

Die Nebenkoeffizienten sind Zweierpotenzen; der Hauptkoeffizient $88 = 64 + 16 + 8$ kann mit zwei Addierern realisiert werden. Abbildung 4.9 zeigt die prinzipielle Realisierung des Sinc-Entzerrers als asynchrones Schaltnetz mit insgesamt acht Addierern; die Schieberegister werden durch eine entsprechende Verdrahtung der Addierer realisiert. Für eine praktische, synchrone Ausführung, die mit der Abtastfrequenz f_A getaktet wird, muss man die Addierer in einer *pipeline*-Struktur anordnen; darauf wird hier nicht näher eingegangen.

Abbildung 4.10 den resultierenden Frequenzgang von Sinc-Entzerrer und D/A-Umsetzer; der Fehler ist im Bereich $4 \text{ MHz} < f < 24 \text{ MHz}$ kleiner als $\pm 0,12$ dB.

4.3.4 D/A-Umsetzer

Aufgrund der hohen Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung wird ein hochwertiger D/A-Umsetzer benötigt. Aus (2.42) und (2.43) erhält man den Zusammenhang zwischen der Auflösung n_{DA} des Umsetzers und der maximal mög-

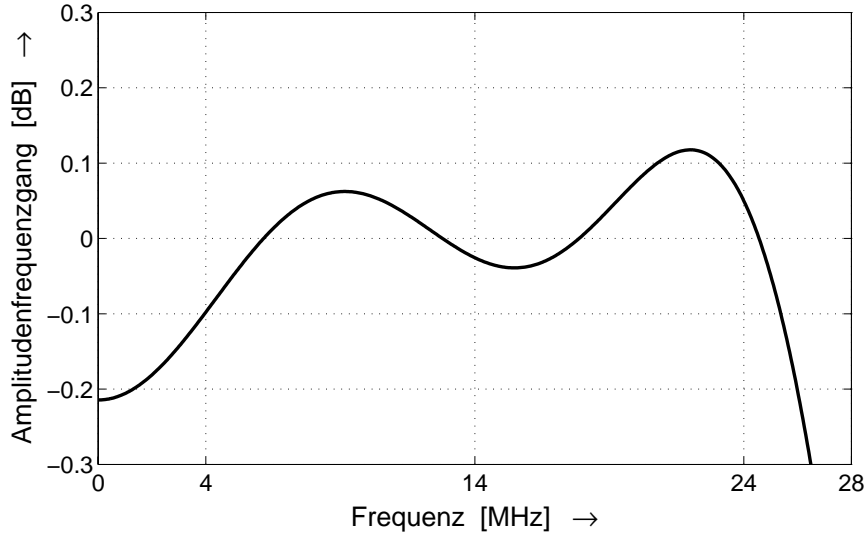


Abb. 4.10: Amplitudenfrequenzgang von Sinc-Entzerrer und D/A-Umsetzer

lichen Nachbarkanalunterdrückung U_{max} :

$$U_{max,dB} \approx n_{DA} \cdot 6 \text{ dB} + 4,8 \text{ dB} - C_{x,dB} + 10 \log_{10} \frac{f_A}{B}$$

Bei der Bestimmung des Spitzenwertfaktors $C_{x,dB}$ muss man berücksichtigen, dass

- der Umsetzer im Trägerbereich arbeitet und der Spitzenwertfaktor eines trägerfrequenten Signals um 3 dB grösser ist als der des zugehörigen Basisbandsignals;
- der Spitzenwertfaktor durch die Vorverzerrung um typisch 3 dB zunimmt.

Damit erhält man für ein rauschartiges Modulationssignal:

$$C_{x,dB} \approx 11,4 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 17,4 \text{ dB}$$

Mit der Bandbreite $B = K = 5 \text{ MHz}$ und der Abtastfrequenz $f_A = 56 \text{ MHz}$ folgt:

$$U_{max,dB} \approx n_{DA} \cdot 6 \text{ dB} - 3 \text{ dB}$$

Wenn man noch 3 dB Reserve für die Nachbarkanalstörungen der anderen Komponenten belässt, muss der D/A-Umsetzer bei einer geforderten Nachbarkanalunterdrückung von 60 dB eine effektive Auflösung von $n_{DA} \geq 11 \text{ bit}$ erreichen.

Als geeignet hat sich der 12 bit-D/A-Umsetzer AD9752 aus der TxDAC-Reihe der Firma Analog Devices erwiesen. Dieser Umsetzer erreicht bei einem Eintonsignal ($C_{x,dB} = 3 \text{ dB}$ im Trägerbereich) einen Geräuschabstand $SNR_{dB} \approx 68 \text{ dB}$; das entspricht einer effektiven Auflösung:

$$n_{DA} = \frac{SNR_{dB} - 4,8 \text{ dB} + C_{x,dB}}{6 \text{ dB}} \approx 11 \text{ bit}$$

Damit erfüllt der Umsetzer die Anforderung.

4.3.5 Spiegelfrequenz-Filter

Aus der zweiten ZF-Frequenz $f_{ZF,S2} = 140$ MHz und der Lokalszillator-Frequenz $f_{LO,S1} = 126$ MHz des ersten Mischers erhält man eine Spiegelfrequenz von $f_{ZF,S2} + f_{LO,S1} = 266$ MHz. Bei dieser Frequenz befindet sich ein Alias-Spektrum, das aufgrund der $\sin x/x$ -Bewertung durch den D/A-Umsetzer bereits um

$$20 \log_{10} \frac{\sin \pi f / f_A}{\pi f / f_A} \stackrel{\substack{f=266 \text{ MHz} \\ f_A=56 \text{ MHz}}}{=} 26,5 \text{ dB}$$

gedämpft ist. Mit einem LC-Spiegelfrequenz-Filter wird die Dämpfung um weitere 45 dB auf über 70 dB gesteigert; dazu wird ein Bessel-Tiefpass 4. Grades mit einer Grenzfrequenz von 35 MHz eingesetzt. Man muss an dieser Stelle trotz des im Vergleich zu anderen Filtercharakteristiken ungünstigen Dämpfungsverlaufs einen Bessel-Tiefpass verwenden, um Gruppenlaufzeitverzerrungen im Durchlassbereich zu vermeiden.

4.3.6 ZF- und HF-Komponenten

Im ZF- und im HF-Bereich werden die üblichen Mischer und Verstärker eingesetzt; darauf wird hier nicht näher eingegangen. Als ZF-Filter wird ein Oberflächenwellen-Filter (*surface acoustic wave filter*, SAW-Filter) mit der Bandbreite $B_{ZF,S} = 20$ MHz verwendet. Mit diesem Filter wird die Bandbreite des Sendezweigs festgelegt. Im HF-Bereich werden dielektrische Filter eingesetzt, deren Bandbreite wesentlich grösser ist.

4.4 Messzweig

Abb. 4.11 zeigt die Komponenten des Messzweigs. Die Anforderungen an die Linearität der Komponenten sind hoch, da Nichtlinearitäten zu einer unerwünschten Verfälschung der rückgeführten Signale i_r und q_r führen.

4.4.1 Frequenzen im Messzweig

Abbildung 4.12 zeigt die Frequenzen im Messzweig. Ein Mischer mit der Lokalszillatorfrequenz $f_{LO,E} = 1990$ MHz setzt das HF-Signal y_{HF} auf die erste ZF-Frequenz $f_{ZF,E1} = 70$ MHz um. Im nachfolgenden A/D-Umsetzer erfolgt eine Unterabtastung mit der Abtastfrequenz $f_A = 56$ MHz; dadurch wird das Signal auf die zweite ZF-Frequenz $f_{ZF,E2} = 14$ MHz umgesetzt. Aus dem Ausgangssignal des Umsetzers ermittelt der digitale I/Q-Demodulator die Signale i_r und q_r .

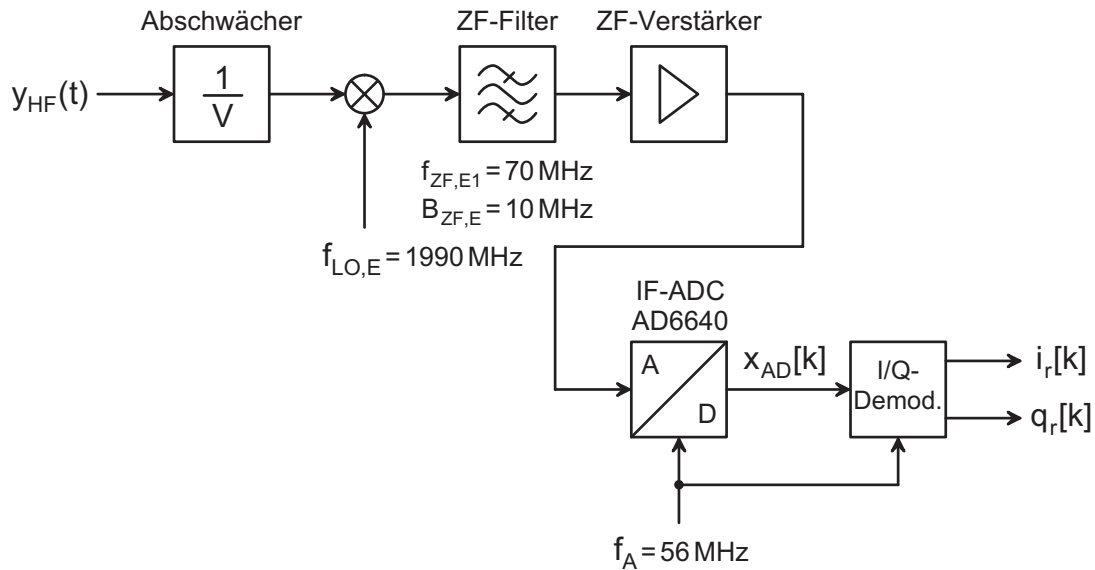


Abb. 4.11: Komponenten des Messzweigs

4.4.2 ZF- und HF-Komponenten

Im ZF- und im HF-Bereich werden die üblichen Mischer und Verstärker eingesetzt; darauf wird hier nicht näher eingegangen. Als ZF-Filter wird ein Oberflächenwellen-Filter (*surface acoustic wave filter*, SAW-Filter) mit der Bandbreite $B_{ZF,E} = 10$ MHz verwendet. Mit diesem Filter wird die Bandbreite des Messzweigs festgelegt.

4.4.3 A/D-Umsetzer

Zur Unterabtastung des ZF-Signals wird ein Zwischenfrequenz-A/D-Umsetzer (IF-ADC) des Typs AD6640 von Analog Devices mit einer Auflösung von 12 bit verwendet. Dieser Umsetzer wurde speziell für die Unterabtastung von 70 MHz-ZF-Signalen entwickelt und erreicht eine effektive Auflösung $n_{AD} = 11$ bit. Ein Zwischenfrequenz-A/D-Umsetzer zeichnet sich durch eine besonders hohe Analogbandbreite (Bandbreite des Abtast-/Halte-Gliedes) aus, die beim AD6640 300 MHz beträgt; dadurch ist der Frequenzgangfehler über den ZF-Frequenzbereich $65 \text{ MHz} < f < 75 \text{ MHz}$ vernachlässigbar gering.

Die Systemsimulation im Abschnitt 4.7 zeigt, dass für die Adaption bei einer geforderten Nachbarkanalunterdrückung von 60 dB eine effektive Auflösung $n_{AD} = 8$ bit ausreichend ist. Ursache dafür ist die Mittelung durch das Adaptionsverfahren, die dazu führt, dass näherungsweise weisses Rauschen im Messzweig auch dann nicht stört, wenn es deutlich über der geforderten Nachbarkanalunterdrückung liegt; allerdings kann man die Nachbarkanalunterdrückung in diesem Fall nicht mehr mit Hilfe des Messzweigs ermitteln.

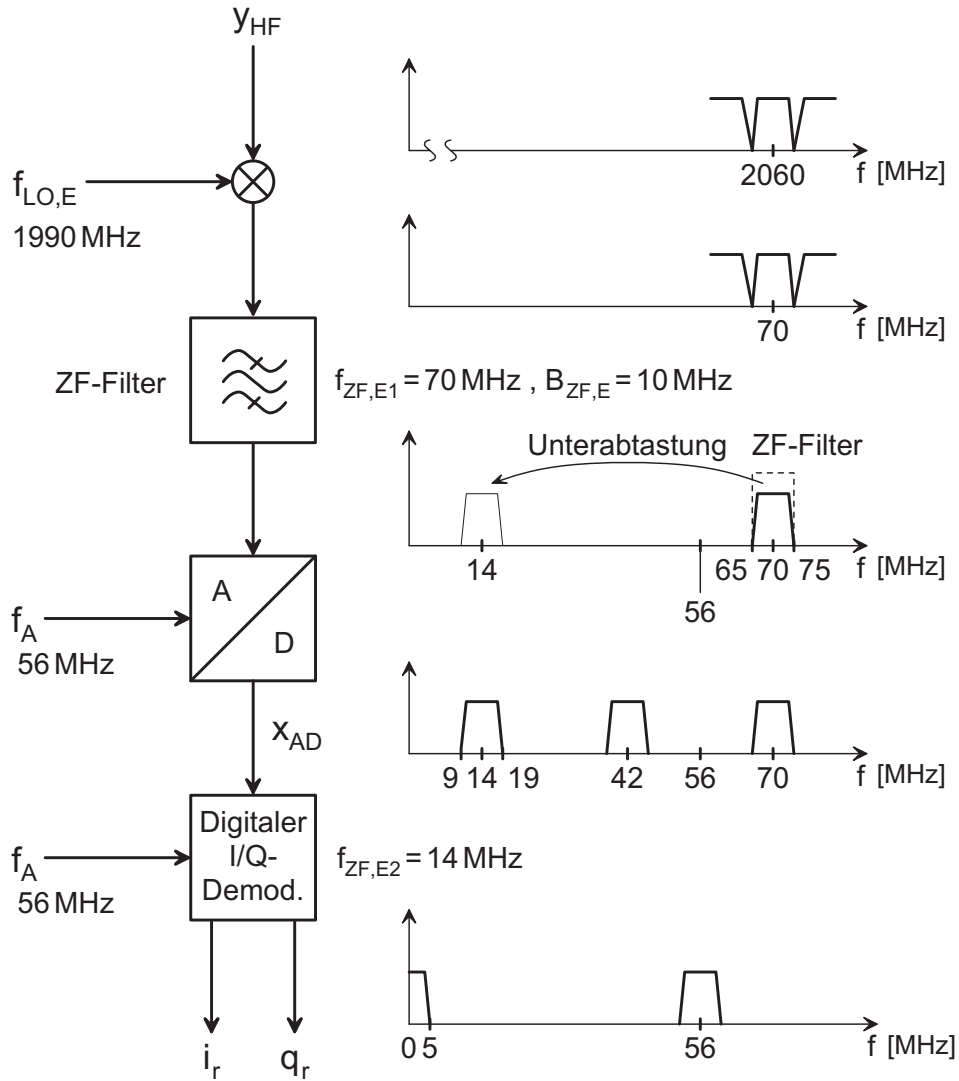


Abb. 4.12: Frequenzen im Messzweig

4.4.4 Digitaler I/Q-Demodulator

Durch die Unterabtastung im A/D-Umsetzer wird das Signal auf die ZF-Frequenz $f_{ZF,E2} = 14$ MHz umgesetzt. Für das Ausgangssignal x_{AD} des Umsetzers erhält man mit Bezug auf das zugehörige Basisbandsignal $\underline{x}_r = i_r + j q_r$ die Darstellung

$$\begin{aligned} x_{AD}[k] &= i_r[k] \cos(\omega_{ZF,E2} T_A k) - q_r[k] \sin(\omega_{ZF,E2} T_A k) \\ &= i_r[k] \cos(\Omega_{ZF,E2} k) - q_r[k] \sin(\Omega_{ZF,E2} k) \end{aligned}$$

mit der normierten ZF-Frequenz:

$$\Omega_{ZF,E2} = \omega_{ZF,E2} T_A = 2\pi \frac{f_{ZF,E2}}{f_A}$$

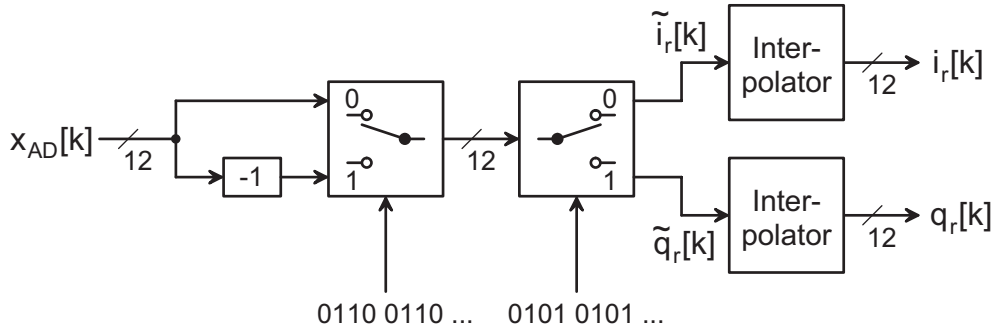


Abb. 4.13: Prinzip des digitalen I/Q-Demodulators mit $f_{ZF,E2} = f_A/4$

Auch hier gilt — wie beim I/Q-Modulator im Sendezweig — $\Omega_{ZF,E2} = \pi/2$ bzw. $f_{ZF,E2} = f_A/4$; daraus folgt:

$$x_{AD}[k] = \begin{cases} (-1)^{k/2} i_r[k] & k \text{ gerade} \\ (-1)^{(k+1)/2} q_r[k] & k \text{ ungerade} \end{cases}$$

Die I/Q-Demodulation, d.h. die Rückgewinnung von i_r und q_r aus x_{AD} , kann demnach in einem ersten Schritt durch einen Demultiplexer mit Vorzeichenumschaltung erfolgen; dabei erhält man die Signale:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_r[k] &= \begin{cases} i_r[k] = (-1)^{k/2} x_{AD}[k] & k \text{ gerade} \\ 0 & k \text{ ungerade} \end{cases} \\ \tilde{q}_r[k] &= \begin{cases} 0 & k \text{ gerade} \\ q_r[k] = (-1)^{(k+1)/2} x_{AD}[k] & k \text{ ungerade} \end{cases} \end{aligned}$$

In einem zweiten Schritt werden die fehlenden Werte mit zwei Interpolator-Filtern rekonstruiert. Abbildung 4.13 zeigt die Realisierung des I/Q-Demodulators.

Eine ideale Interpolation erhält man mit einem FIR-Filter, dessen Koeffizienten Abtastwerte der $\sin x/x$ -Funktion sind. Entspricht die zweiseitige Bandbreite des Interpolators der halben Abtastfrequenz, wird mit Ausnahme des Hauptkoeffizienten jeder zweite Koeffizient zu Null. In der Praxis muss man die Anzahl der Koeffizienten begrenzen und diese mit einer geeigneten Fensterfunktion bewerten; dadurch erhält man die sogenannten *Halbband-Filter* [55].

Für eine effiziente Realisierung mit einer minimalen Anzahl an Addierern benötigt man einen Koeffizientensatz, der in binärer Darstellung möglichst wenig Einsen enthält; dazu werden die Koeffizienten des Halbband-Filters systematisch variiert, bis ein Koeffizientensatz mit geeignetem Amplitudenfrequenzgang gefunden ist. Im vorliegenden Fall erhält man die Koeffizienten

$$5, 0, -30, 0, 153, 256, 153, 0, -30, 0, 5$$

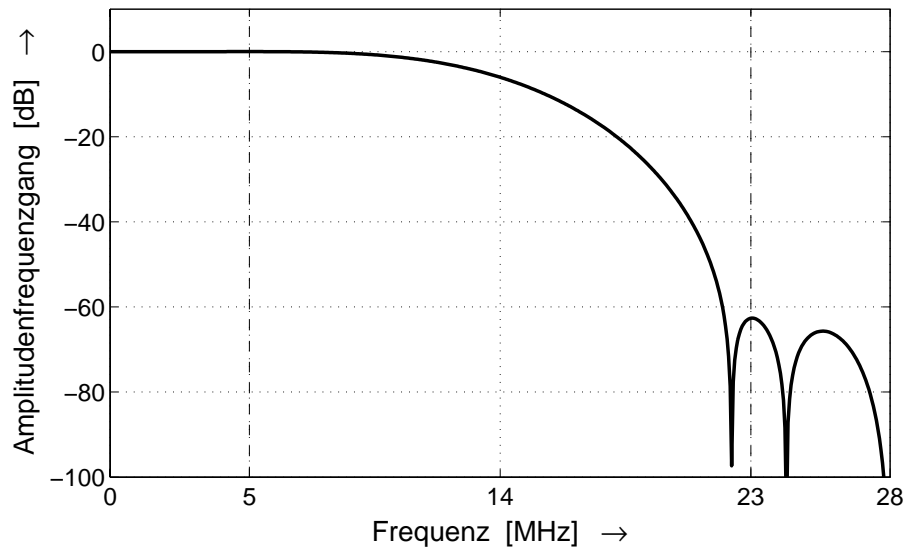


Abb. 4.14: Amplitudenfrequenzgang des Interpolators

mit insgesamt 11 Einsen in der binären Darstellung:

$$\begin{aligned} 256 &\rightarrow 100000000 & , & \quad 30 \rightarrow 000011110 \\ 153 &\rightarrow 010011001 & , & \quad 5 \rightarrow 000000101 \end{aligned}$$

Abbildung 4.14 zeigt den Amplitudenfrequenzgang des Interpolators. Im Durchlassbereich $0 \dots 5$ MHz ist der Amplitudenfrequenzgang ideal flach; im Sperrbereich $23 \dots 28$ MHz beträgt die Dämpfung mindestens 62 dB.

Bei der Realisierung nutzt man die Eigenschaft, dass die Werte von \tilde{i}_r und \tilde{q}_r alternierend Null sind; man kann in diesem Fall einen Interpolator für beide Signale verwenden. Abbildung 4.15 zeigt die prinzipielle Realisierung des I/Q-Demodulators als asynchrones Schaltnetz mit 11 Addierern. Man erkennt, dass eines der Ausgangssignale — in Abb. 4.15 ist es $\tilde{i}_r[k]$ — unverändert übernommen wird, während das andere vom Interpolator rekonstruiert wird. Für eine praktische, synchrone Ausführung, die mit der Abtastfrequenz f_A getaktet wird, muss man die Addierer in einer *pipeline*-Struktur anordnen; darauf wird hier nicht näher eingegangen.

4.5 Adaption

Die Adaption wird auf der Basis eines Vergleichs der Eingangssignale i und q mit den rückgeführten Signalen i_r und q_r durchgeführt; dazu werden mit dem in Abb. 4.4 auf Seite 89 gezeigten FIFO-Speicher Sequenzen dieser Signale aufgezeichnet. Für die weiteren Betrachtungen werden die reellen Signale zu den entsprechenden komplexen Basisbandsignalen zusammengefasst:

$$\underline{x}[k] = i[k] + j q[k] \quad , \quad \underline{x}_r[k] = i_r[k] + j q_r[k]$$

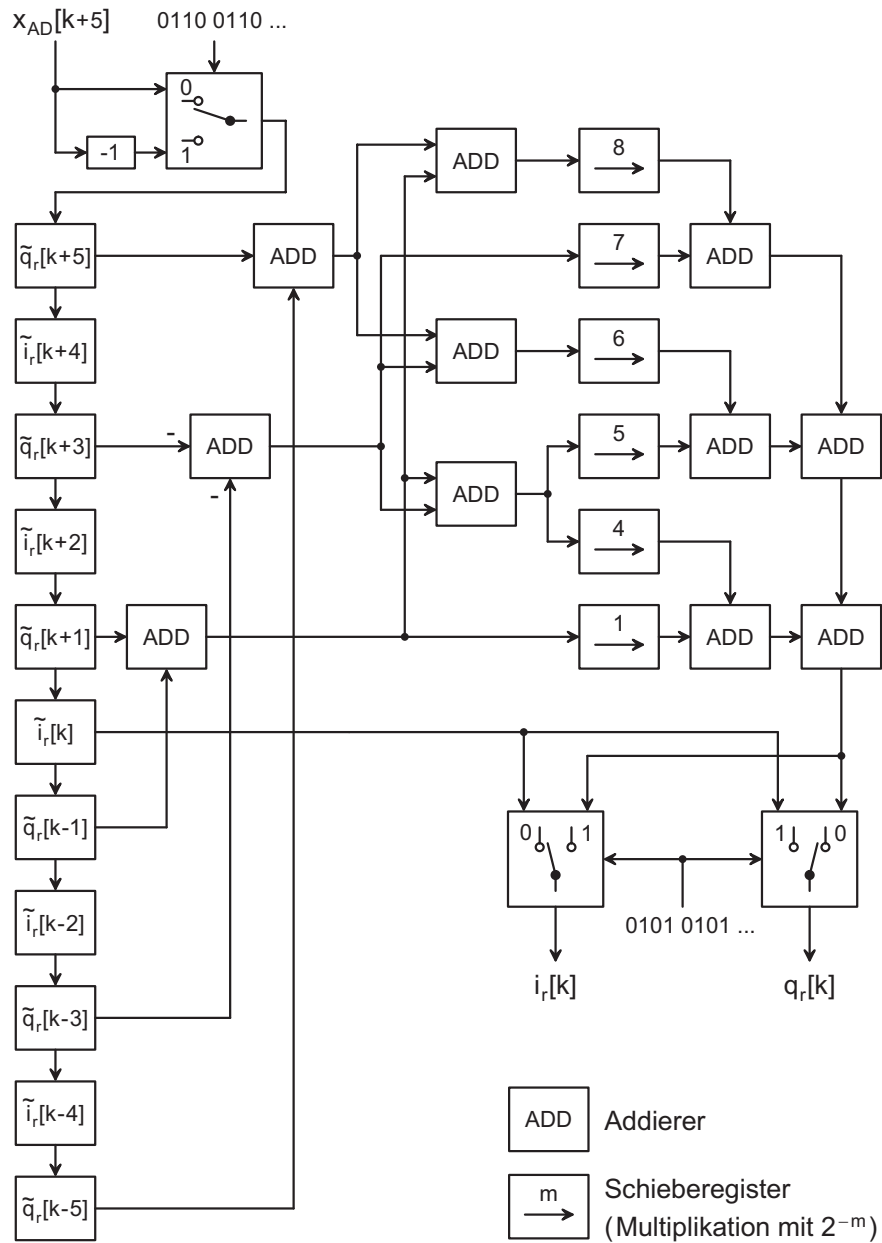


Abb. 4.15: Prinzipielle Realisierung des I/Q-Demodulators

4.5.1 Laufzeitausgleich

Aufgrund der Laufzeit im Sende- und im Messzweig sind korrespondierende Werte des gesendeten Signals $\underline{x}[k]$ am Eingang des Linearisierungssystems und des rückgeführten Signals $\underline{x}_r[k]$ am Ausgang des Messzweigs zeitlich gegeneinander verschoben. Zum Ausgleich der Laufzeit wird eine *Laufzeitregelung* eingesetzt, die im folgenden zunächst für den Fall zeitkontinuierlicher Signale $\underline{x}(t)$ und $\underline{x}_r(t)$ erläutert wird.

Nimmt man an, dass die nichtlinearen Verzerrungen im Sende- und im Messzweig nicht sehr gross sind und das lineare Übertragungsverhalten durch einen konstanten Faktor \underline{h} beschrieben wird — letzteres entspricht einem konstanten Amplituden- und Phasengang im Nutzband —, gilt näherungsweise

$$\underline{x}_r(t) = \underline{h} \underline{x}(t - T_D) \quad (4.4)$$

mit einer Laufzeit $T_D \approx 2 \dots 3 \mu\text{s}$. Die Laufzeit wird fast ausschliesslich durch die Oberflächenwellen-Filter in den ZF-Baugruppen verursacht. Nach (2.17)-(2.19) kann man die Laufzeit mit Hilfe der mittleren KKF $\underline{R}_{x_r x}(\tau)$ ermitteln:

$$\max \{ |\underline{R}_{x_r x}(\tau)| \} = |\underline{R}_{x_r x}(T_D)| = |\underline{h}| \underline{R}_x(0)$$

Die Auswertung dieses Kriteriums muss mit Hilfe einer geeigneten Näherung für $\underline{R}_{x_r x}(\tau)$ erfolgen, die für eine Laufzeitregelung geeignet ist. Man verwendet dazu die *Kurzzeit-KKF*

$$\underline{R}_{x_r x}^t(t, \tau) = \frac{1}{T_R} \int_{-\infty}^t \underline{x}_r(t_1) \underline{x}^*(t_1 - \tau) e^{\frac{t_1 - t}{T_R}} dt_1 \quad (4.5)$$

mit der Zeitkonstante T_R . Die Kurzzeit-KKF ist zeitabhängig und kann als Filterung des Signals $\underline{x}_r(t) \underline{x}^*(t - \tau)$ mit einem Tiefpass-Filter mit der Impulsantwort

$$h(t) = \frac{1}{T_R} e^{-\frac{t}{T_R}} \delta_{-1}(t)$$

aufgefasst werden. Für die *Kurzzeit-AKF* gilt entsprechend:

$$\underline{R}_x^t(t, \tau) = \frac{1}{T_R} \int_{-\infty}^t \underline{x}(t_1) \underline{x}^*(t_1 - \tau) e^{\frac{t_1 - t}{T_R}} dt_1 \quad (4.6)$$

Beide Korrelationsfunktionen sind für beliebige Werte von τ definiert, können aber nur für $\tau > 0$ durch ein kausales System realisiert werden. Durch Einsetzen von (4.4) in (4.5) erhält man den Zusammenhang:

$$\underline{R}_{x_r x}^t(t, \tau) = \underline{h} \underline{R}_x^t(t - T_D, \tau - T_D) \quad (4.7)$$

Bei ausreichend grosser Zeitkonstante T_R wird die Kurzzeit-AKF für $\tau \approx 0$ maximal; damit folgt aus (4.7):

$$\max_{\tau} \{ |\underline{R}_{x_r x}^t(t, \tau)| \} \approx |\underline{R}_{x_r x}^t(t, T_D)| = |\underline{h}| \underline{R}_x^t(t - T_D, 0) \quad (4.8)$$

Das Symmetrietheorem gilt für die Kurzzeit-AKF ebenfalls nur näherungsweise:

$$\underline{R}_x^t(t, -\tau) = \underline{R}_x^{t*}(t + \tau, \tau) e^{-\frac{\tau}{T_R}} \stackrel{\tau \ll T_R}{\approx} \underline{R}_x^{t*}(t, \tau) \quad (4.9)$$

Für die Laufzeitregelung nutzt man die aus (4.7) und (4.9) folgende näherungsweise Symmetrie des Betrags der Kurzzeit-KKF bezüglich der Laufzeit T_D — es gilt

$$|\underline{R}_{xx}^t(t, T_D - \Delta T)| \approx |\underline{R}_{xx}^t(t, T_D + \Delta T)|$$

—, indem man ausgehend von einem Schätzwert $\hat{T}_D(t)$ die Beträge der Kurzzeit-KKF für $\tau(t) = \hat{T}_D(t) - \Delta T$ und $\tau(t) = \hat{T}_D(t) + \Delta T$ ermittelt und die Differenz der Beträge zur Regelung des Schätzwerts mit Hilfe eines integrierenden Reglers verwendet. Damit die Dynamik des Regelkreises nicht von der mittleren Leistung der Signale und dem Faktor \underline{h} abhängt, wird die Differenz der Beträge vor der Integration mit dem Betrag der Kurzzeit-KKF für $\tau(t) = \hat{T}_D(t)$ normiert; dann gilt:

$$\hat{T}_D(t) = \hat{T}_D(0) + a_I \int_0^t \frac{|\underline{R}_{xx}^t(t_1, \hat{T}_D(t_1) + \Delta T)| - |\underline{R}_{xx}^t(t_1, \hat{T}_D(t_1) - \Delta T)|}{|\underline{R}_{xx}^t(t_1, \hat{T}_D(t_1))|} dt_1 \quad (4.10)$$

Der Faktor a_I entspricht dem Kehrwert der Zeitkonstante des Integrators; er ist hier dimensionslos, da \hat{T}_D eine Zeit ist. Auf die Ermittlung des Anfangswerts $\hat{T}_D(0)$ und die Wahl der Verschiebung ΔT wird später noch eingegangen.

Durch die Regelung und die daraus resultierende zeitabhängige Verschiebung $\tau(t)$ verliert die Kurzzeit-KKF streng genommen ihre ursprüngliche Bedeutung, da sie nun nicht mehr für eine konstante Verschiebung τ , sondern für ein Verschiebungsprofil $\tau(t)$ ermittelt wird, das seinerseits aus der Berechnung der Kurzzeit-KKF resultiert; nur im eingeschwungenen Zustand mit näherungsweise konstanten Werten für $\hat{T}_D(t)$ und $\tau(t)$ bleibt die ursprüngliche Bedeutung erhalten. Für die Funktion der Regelung ist dies jedoch unerheblich.

In der Praxis erfolgt die Regelung zeitdiskret mit dem Abtastintervall T_A ; dazu wird das Integral (4.5) mit Hilfe der Rechteckregel ausgewertet:

$$\underline{R}_{xx}^t(kT_A, \tau) \approx \tilde{\underline{R}}_{xx}^t(kT_A, \tau) = \frac{T_A}{T_R} \sum_{k_1=-\infty}^k \underline{x}_r(k_1T_A) \underline{x}^*(k_1T_A - \tau) e^{(k_1-k)\frac{T_A}{T_R}} \quad (4.11)$$

Die Berechnung kann rekursiv erfolgen:

$$\tilde{\underline{R}}_{xx}^t(kT_A, \tau) = \tilde{\underline{R}}_{xx}^t((k-1)T_A, \tau) e^{-\frac{T_A}{T_R}} + \frac{T_A}{T_R} \underline{x}_r(kT_A) \underline{x}^*(kT_A - \tau) \quad (4.12)$$

Auf die Wahl des Anfangswerts $\tilde{\underline{R}}_{xx}^t(0, \tau)$ wird später noch eingegangen. Da die Verschiebung τ im allgemeinen kein Vielfaches des Abtastintervalls T_A ist, muss $\underline{x}(kT_A - \tau)$ mittels Interpolation ermittelt werden; dazu wird τ gemäss

$$\tau = \kappa T_A + \epsilon T_A \quad \text{mit } \kappa \in \mathcal{Z}, \epsilon \in [0, 1[\quad (4.13)$$

in einen ganzzahligen und einen fraktionalen Anteil zerlegt. Aus der Darstellung

$$\underline{x}(t) = \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \underline{x}(k_1 T_A) \operatorname{si}\left(\frac{\pi}{T_A}(t - k_1 T_A)\right) \quad \text{mit } \operatorname{si}(x) = \begin{cases} \sin(x)/x & \text{für } x \neq 0 \\ 0 & \text{für } x = 0 \end{cases}$$

für ein bandbegrenztes Signal erhält man die ideale Interpolation:

$$\underline{x}(kT_A - \epsilon T_A) = \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \underline{x}(kT_A - k_1 T_A) \operatorname{si}(\pi(k_1 - \epsilon)) \quad (4.14)$$

Bei einem Linearisierungssystem ist das Abtastintervall im allgemeinen deutlich kleiner als der Kehrwert der Bandbreite des Nutzsignals; deshalb kann man ohne grossen Fehler eine lineare Interpolation verwenden:

$$\underline{x}(kT_A - \epsilon T_A) \approx (1 - \epsilon) \underline{x}(kT_A) + \epsilon \underline{x}((k - 1)T_A) \quad \text{für } \epsilon \in [0, 1[\quad (4.15)$$

Durch Einsetzen von (4.15) und

$$a_R = \frac{T_A}{T_R} \ll 1, \quad e^{-\frac{T_A}{T_R}} = e^{-a_R} \approx 1 - a_R \quad (4.16)$$

in (4.12) erhält man die zeitdiskrete Kurzzeit-KKF auf der Basis der zeitdiskreten Signale $\underline{x}_r[k] = \underline{x}_r(kT_A)$ und $\underline{x}[k] = \underline{x}(kT_A)$ und der gemäss (4.13) in $\kappa[k]$ und $\epsilon[k]$ zerlegten Verschiebung:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{x_r x}^t[k, \kappa[k], \epsilon[k]] &= (1 - a_R) \tilde{R}_{x_r x}^t[k - 1, \kappa[k - 1], \epsilon[k - 1]] \\ &\quad + a_R \underline{x}_r[k] ((1 - \epsilon[k]) \underline{x}^*[k - \kappa[k]] + \epsilon[k] \underline{x}^*[k - \kappa[k] - 1]) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Für die Verschiebung ΔT in (4.10) wählt man ein Vielfaches des Abtastintervalls:

$$\Delta k = \frac{\Delta T}{T_A} \in \mathcal{N} \quad (4.18)$$

Dann erhält man durch Auswertung des Integrals in (4.10) mit Hilfe der Rechteckregel unter Verwendung von

$$\hat{k}_D[k] = \frac{\hat{T}_D(kT_A)}{T_A} \quad (4.19)$$

die zeitdiskrete Ausführung der Laufzeitregelung:

$$\begin{aligned} \hat{k}_D[k + 1] &= \hat{k}_D[0] + a_I \sum_{k_1=0}^k \frac{|\tilde{R}_{x_r x}^t[k_1, \kappa[k_1] + \Delta k, \epsilon[k_1]]| - |\tilde{R}_{x_r x}^t[k_1, \kappa[k_1] - \Delta k, \epsilon[k_1]]|}{|\tilde{R}_{x_r x}^t[k_1, \kappa[k_1], \epsilon[k_1]]|} \\ &= \hat{k}_D[k] + a_I \frac{|\tilde{R}_{x_r x}^t[k, \kappa[k] + \Delta k, \epsilon[k]]| - |\tilde{R}_{x_r x}^t[k, \kappa[k] - \Delta k, \epsilon[k]]|}{|\tilde{R}_{x_r x}^t[k, \kappa[k], \epsilon[k]]|} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\text{mit } \hat{k}_D[k] = \kappa[k] + \epsilon[k], \quad \kappa[k] \in \mathcal{Z}, \epsilon[k] \in [0, 1[$$

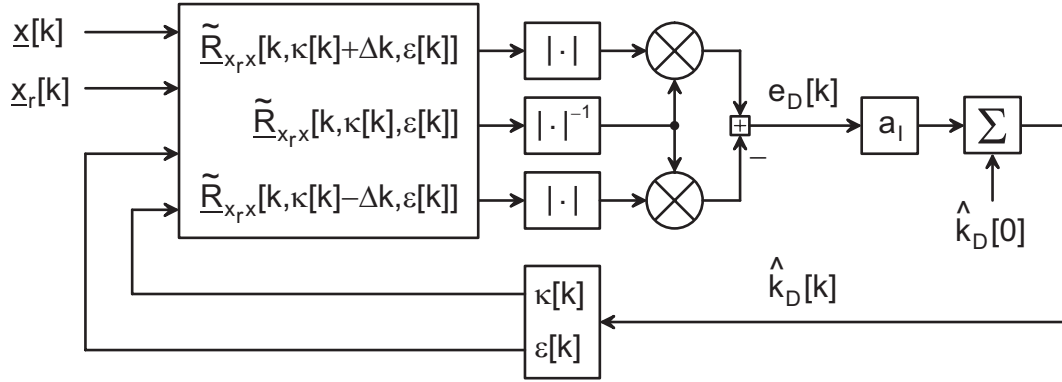


Abb. 4.16: Laufzeitregelung

Abbildung 4.16 zeigt das zugehörige Blockschaltbild.

Zur Auslegung der Regelung müssen die Parameter a_R , a_I und Δk ermittelt werden. Der Parameter a_R ist Bestandteil der Gleichung (4.17) zur Berechnung von $\tilde{\underline{R}}_{x_r x}^t$ und tritt deshalb in Abb. 4.16 nicht explizit in Erscheinung. Die Regelabweichung $e_D[k]$ ist ein Maß für die Differenz zwischen der tatsächlichen Laufzeit

$$k_D[k] = \frac{T_D(kT_A)}{T_A} \quad (4.21)$$

und dem Schätzwert $\hat{k}_D[k]$. Damit erhält man das in Abb. 4.17 oben gezeigte Modell der Laufzeitregelung, bei dem anstelle der Signale \underline{x} und \underline{x}_r nur noch die Laufzeit k_D eingeht. Die Eigenschaften der Signale und der Parameter a_R sind Parameter des nichtlinearen Operators R , der die Regelabweichung $e_D[k]$ ermittelt:

$$e_D[k] = R \left\{ k_D[k] - \hat{k}_D[k] \right\} = R \left\{ \frac{T_D(kT_A) - \hat{T}_D(kT_A)}{T_A} \right\}$$

Zur Berechnung der statischen Kennlinie des Operators R wird die Regelschleife aufgetrennt und die Regelabweichung e_D für konstante Werte k_D und \hat{k}_D bzw. T_D und \hat{T}_D ermittelt. Für die drei Kurzzeit-KKF's in (4.20) gilt in diesem Fall:

$$\begin{aligned}
 |\tilde{\underline{R}}_{x_r x}^t[k, \kappa + i\Delta k, \epsilon]| &\stackrel{(4.11)}{\approx} |\underline{R}_{x_r x}^t(kT_A, (\kappa + \epsilon + i\Delta k)T_A)| \\
 &= |\underline{R}_{x_r x}^t(kT_A, \hat{T}_D + i\Delta T)| \\
 &\stackrel{(4.7)}{=} |\underline{h}| |\underline{R}_x^t(kT_A - T_D, \hat{T}_D - T_D + i\Delta T)| \\
 &\approx |\underline{h}| |\underline{R}_x(\hat{T}_D - T_D + i\Delta T)| \quad (4.22) \\
 &\text{für } i \in [-1, 0, 1]
 \end{aligned}$$

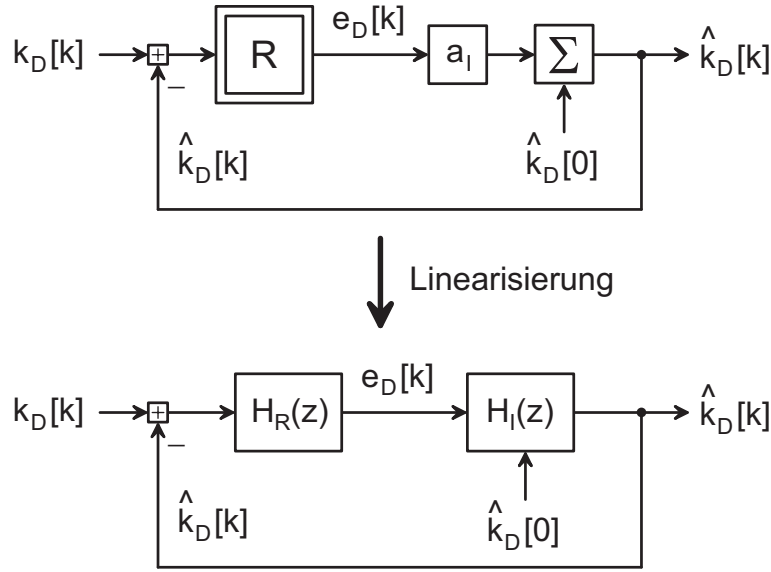


Abb. 4.17: Modell der Laufzeitregelung

Dabei wird zunächst verwendet, dass die diskrete Kurzzeit-KKF $\tilde{\underline{R}}_{x,x}^t$ gemäss (4.11) näherungsweise Abtastwerte der kontinuierlichen Kurzzeit-KKF $\underline{R}_{x,x}^t$ liefert. Anschliessend wird die Normierung der Verschiebung auf das Abtastintervall T_A rückgängig gemacht. Der Betrag der kontinuierlichen Kurzzeit-KKF $\underline{R}_{x,x}^t$ entspricht gemäss (4.7) dem Betrag der mit dem Faktor $|\underline{h}|$ bewerteten und um T_D verschobenen Kurzzeit-AKF \underline{R}_x^t , die ihrerseits eine Näherung für die wahre AKF \underline{R}_x darstellt. Daraus folgt, dass der Operator R im statischen Fall die Regelabweichung

$$e_D \approx \frac{|\underline{R}_x(\hat{T}_D - T_D + \Delta T)| - |\underline{R}_x(\hat{T}_D - T_D - \Delta T)|}{|\underline{R}_x(\hat{T}_D - T_D)|} \quad (4.23)$$

ermittelt. Die statische Kennlinie wird demnach aus dem Betrag der AKF $\underline{R}_x(\tau)$ des Modulationssignals berechnet. Die AKF erhält man durch inverse Fourier-Transformation aus dem Leistungsdichtespektrum:

$$\underline{R}_x(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{S_x(f)\}$$

Zur Berechnung der Kennlinie wird jedoch nur der Bereich in der Umgebung von $\tau = 0$ benötigt. In diesem Bereich hängt die AKF nur wenig vom konkreten Verlauf des Leistungsdichtespektrums ab; deshalb kann man bei digitalen Modulationsverfahren ohne grossen Fehler von einem rechteckförmigen Leistungsdichtespektrum mit der zweiseitigen Bandbreite B im komplexen Basisband ausgehen und die Näherung

$$\underline{R}_x(\tau) \approx P_x \operatorname{sinc} \pi B \tau = P_x \frac{\sin \pi B \tau}{\pi B \tau} \stackrel{\tau = \kappa_1 T_A}{=} P_x \frac{\sin \pi B T_A \kappa_1}{\pi B T_A \kappa_1} \quad (4.24)$$

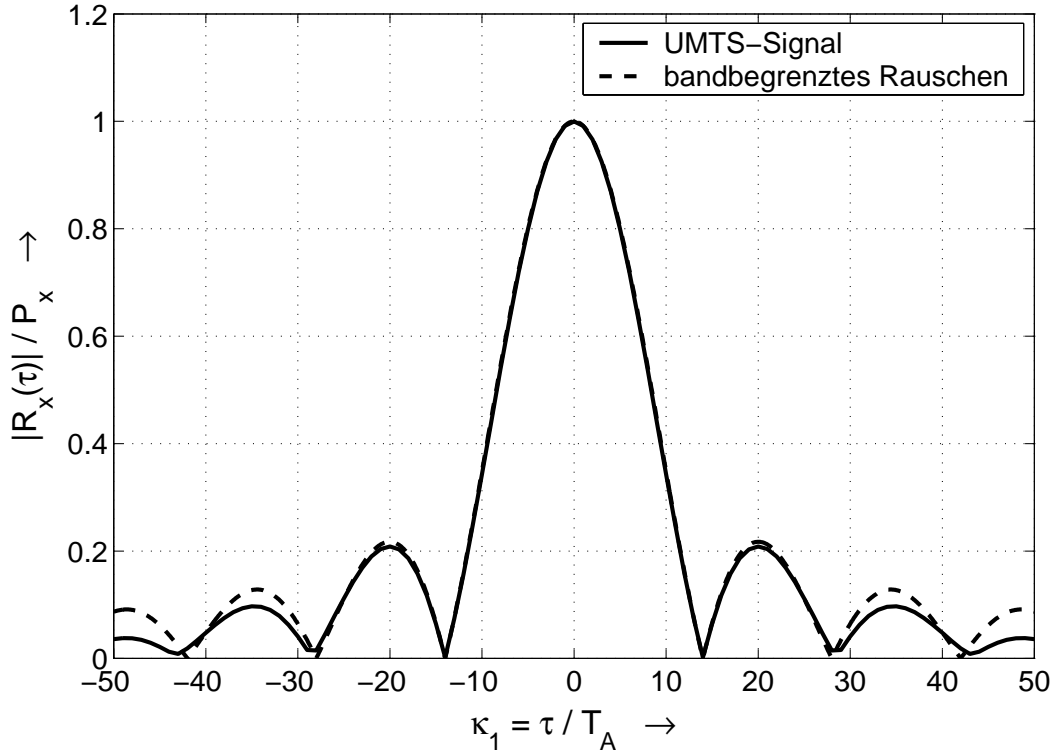


Abb. 4.18: Normierter Betrag der AKF eines UMTS-Signals und eines bandbegrenzten weißen Rauschsignals mit rechteckförmigem Leistungsdichtespektrum für $BT_A = 1/14$

verwenden. Abbildung 4.18 zeigt die AKF eines UMTS-Signals und eines bandbegrenzten weißen Rauschsignals mit rechteckförmigem Leistungsdichtespektrum für $BT_A = 1/14$ ($B = 4$ MHz, $f_A = 1/T_A = 56$ MHz); sie sind im Bereich $|\kappa_1| = |\tau|/T_A < 14$ praktisch identisch. Für die Kennlinie folgt:

$$e_D \approx \frac{|\operatorname{si}(\pi BT_A(\hat{k}_D - k_D + \Delta k))| - |\operatorname{si}(\pi BT_A(\hat{k}_D - k_D - \Delta k))|}{|\operatorname{si}(\pi BT_A(\hat{k}_D - k_D))|} \quad (4.25)$$

Die Verschiebung $\Delta k = \Delta T/T_A$ wird so gewählt, dass die Punkte $\kappa_1 = \pm\Delta k$ etwa in der Mitte der Flanken zu beiden Seiten des Hauptmaximums der AKF liegen:

$$\frac{|\underline{R}_x(\pm\Delta T)|}{\underline{R}_x(0)} = \frac{|\underline{R}_x(\pm\Delta k T_A)|}{\underline{R}_x(0)} \approx \frac{1}{2} \Rightarrow \Delta k \approx \frac{0,6 \dots 0,7}{BT_A} \text{ mit } \Delta k \in \mathcal{N}$$

Abbildung 4.19 zeigt die Kennlinie für $BT_A = 1/14$ und $\Delta k = 8$; sie ist im Bereich $|k_D - \hat{k}_D| < 10$ näherungsweise linear. Die Steigung im Nullpunkt beträgt:

$$m_R = \left. \frac{de_D}{d(k_D - \hat{k}_D)} \right|_{k_D - \hat{k}_D = 0} = \frac{2}{\Delta k} (\operatorname{si} \pi BT_A \Delta k - \cos \pi BT_A \Delta k) \quad (4.26)$$

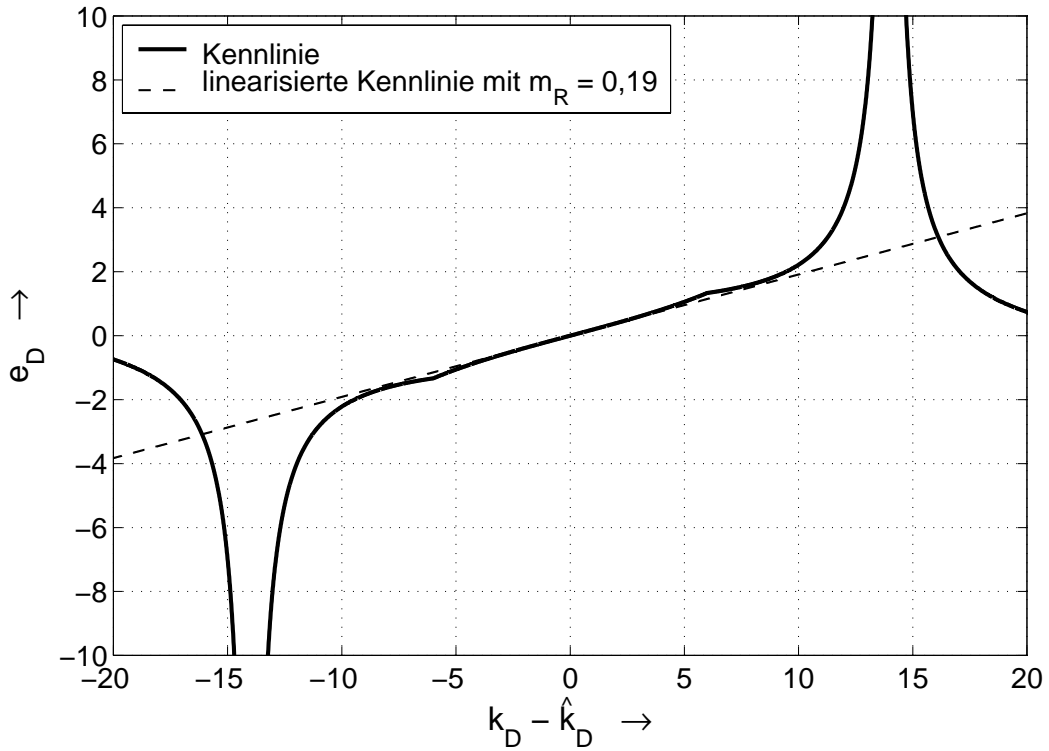


Abb. 4.19: Kennlinie der Regelabweichung e_D für $BT_A = 1/14$ und $\Delta k = 8$

Für $BT_A = 1/14$ und $\Delta k = 8$ erhält man $m_R \approx 0.19$.

Neben der statischen Kennlinie mit der Nullpunktsteigung m_R ist der Operator R gedächtnisbehaftet; aus der Berechnung der Kurzzeit-KKF's gemäss (4.17) folgt für $e_D[k]$ die Differenzengleichung

$$e_D[k] = (1 - a_R) e_D[k - 1] + a_R m_R (k_D[k] - \hat{k}_D[k]) \quad (4.27)$$

und die Übertragungsfunktion:

$$H_R(z) = \frac{E_D(z)}{K_D(z) - \hat{K}_D(z)} = \frac{a_R m_R z}{z - 1 + a_R} \quad (4.28)$$

Für den Integrator in Abb. 4.17 erhält man die Differenzengleichung

$$\hat{k}_D[k + 1] = \hat{k}_D[k] + a_I e_D[k] \quad (4.29)$$

und die Übertragungsfunktion:

$$H_I(z) = \frac{\hat{K}_D(z)}{E_D(z)} = \frac{a_I}{z - 1} \quad (4.30)$$

Daraus folgt das in Abb. 4.17 unten gezeigte lineare Modell der Laufzeitregelung mit der Übertragungsfunktion:

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{\hat{K}_D(z)}{K_D(z)} = \frac{H_R(z)H_I(z)}{1 + H_R(z)H_I(z)} \\ &= \frac{a_I a_R m_R z}{(a_I a_R m_R + 1) z^2 - (2 - a_R) z + 1 - a_R} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Die Pole liegen bei:

$$\begin{aligned} z_{\infty 1/2} &= \frac{2 - a_R \pm \sqrt{a_R^2 + 4 a_I a_R m_R (a_R - 1)}}{2 (a_I a_R m_R + 1)} \\ &\stackrel{m_R < 1}{\underset{a_I, a_R \ll 1}{\approx}} 1 - \frac{a_R}{2} \pm \sqrt{\frac{a_R^2}{4} - a_I a_R m_R} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Die kürzeste Einschwingdauer erhält man für $a_R \approx 3,1 a_I m_R$; dann gilt:

$$z_{\infty 1/2} \approx 1 - \frac{a_R}{2} \pm j \frac{a_R}{14}$$

Die Dimensionierung erfolgt durch Vorgabe der normierten Zeitkonstante $a_R = T_A/T_R$ der Kurzzeit-KKF; dadurch erstreckt sich die Zeitkonstante T_R über $1/a_R$ Abtastwerte und die Einschwingdauer der Regelung beträgt etwa $10/a_R$ Abtastwerte. Mit abnehmendem Wert für a_R nimmt die Varianz des Schätzwerts \hat{k}_D ab, die Einschwingdauer dagegen zu. Abbildung 4.20 zeigt die Sprungantwort der Laufzeitregelung für $a_R = 1/200$, $a_I = 1,7/200$ und $m_R = 0,19$. Die Einschwingdauer beträgt in diesem Fall etwa 2000 Abtastwerte.

Zum Aufsetzen der Regelung werden die Anfangswerte

$$\hat{k}_D[0] = \kappa[0] + \epsilon[0] = \frac{\hat{T}_D(0)}{T_A}, \quad \tilde{\underline{R}}_{x_r x}^t[0, \kappa[0] + i\Delta k, \epsilon[0]] \quad \text{für } i \in [-1, 0, 1]$$

benötigt. Der Anfangswert $\hat{k}_D[0]$ muss innerhalb des Fangbereichs der Regelung liegen, der sich aus der statischen Kennlinie für die Regelabweichung e_D ergibt; dazu wird eine Näherung für die mittlere KKF $\underline{R}_{x_r x}[\kappa_1]$ auf der Basis einer endlichen Anzahl M von Abtastwerten im Bereich $0 \leq \kappa_1 < M$ berechnet und die Verschiebung des Maximums des Betrags ermittelt:

$$\underline{\hat{R}}_{x_r x}[\kappa_1] = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \underline{x}_r[k + \kappa_1] \underline{x}^*[k] \Rightarrow \max \left\{ |\underline{\hat{R}}_{x_r x}[\kappa_1]| \right\} = |\underline{\hat{R}}_{x_r x}[\hat{k}_D[0]]| \quad (4.33)$$

Die Anfangswerte für die drei Kurzzeit-KKF's werden ebenfalls aus der Näherung entnommen; dabei gilt $\kappa[0] = \hat{k}_D[0]$ und $\epsilon[0] = 0$, da $\hat{k}_D[0]$ ganzzahlig ist:

$$\tilde{\underline{R}}_{x_r x}^t[0, \hat{k}_D[0] + i\Delta k, 0] = |\underline{\hat{R}}_{x_r x}[\hat{k}_D[0] + i\Delta k]| \quad \text{für } i \in [-1, 0, 1] \quad (4.34)$$

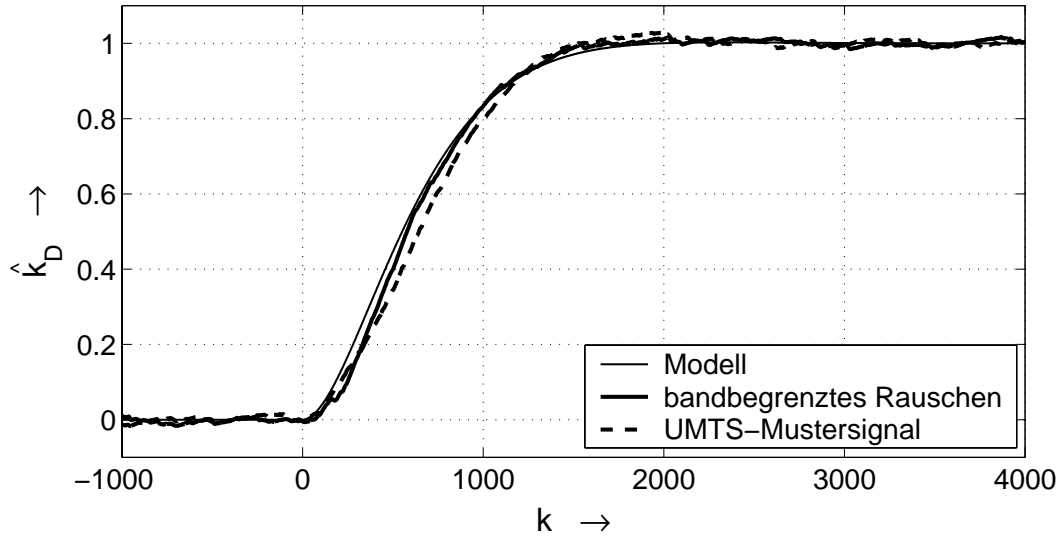


Abb. 4.20: Sprungantwort der Laufzeitregelung für $a_R = 1/200$, $a_I = 1,7/200$ und $m_R = 0, 19$

Da die mittlere KKF einer Faltung von $\underline{x}_r[k]$ mit $\underline{x}^*[-k]$ entspricht, kann man die Berechnung der Näherung $\hat{\underline{R}}_{x_r x}[\kappa_1]$ mit Hilfe der schnellen Fourier-Transformation (FFT) durchführen; mit den Vektoren

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{x}}_r &= [\underline{x}_r[0], \underline{x}_r[1], \dots, \underline{x}_r[2M-1]] \\ \underline{\mathbf{x}} &= [\underline{x}[0], \underline{x}[1], \dots, \underline{x}[M-1], 0, \dots, 0] \\ \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{x_r x} &= [\hat{\underline{R}}_{x_r x}[0], \hat{\underline{R}}_{x_r x}[1], \dots, \hat{\underline{R}}_{x_r x}[M], \mathbf{x}, \dots, \mathbf{x}]\end{aligned}$$

der Länge $2M$ erhält man:

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{x_r x} = \text{IFFT}_{2M} \{ \text{FFT}_{2M} \{ \underline{\mathbf{x}}_r \} \cdot (\text{FFT}_{2M} \{ \underline{\mathbf{x}} \})^* \} \quad (4.35)$$

Die ersten $M+1$ Werte des Vektors $\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{x_r x}$ entsprechen den Werten $\hat{\underline{R}}_{x_r x}[\kappa_1]$ aus (4.33) für $\kappa_1 = 0 \dots M$; in diesem Fall tritt bei der zyklischen Verschiebung des Vektors $\underline{\mathbf{x}}_r$ um κ Werte aufgrund der M Nullen im Vektor $\underline{\mathbf{x}}$ kein Überlappungsfehler auf. Die restlichen $M-1$ Werte des Vektors $\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{x_r x}$ sind ungültig.

Die erforderliche Länge M wurde durch Simulationen ermittelt; dabei zeigt sich, dass die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Betrag der Abweichung zwischen der wahren Verschiebung k_D und dem ermittelten Anfangswert $\hat{k}_D[0]$ näherungsweise einen exponentiellen Verlauf besitzt:

$$\mathbf{e}_k = |\hat{\mathbf{k}}_D[0] - k_D| \quad \Rightarrow \quad p_{e_k}(x) \approx p_{e_k}(0) \delta_0(x) + \alpha_k^2 \sum_{m=1}^{\infty} e^{-\alpha_k m} \delta_0(x - m) \quad (4.36)$$

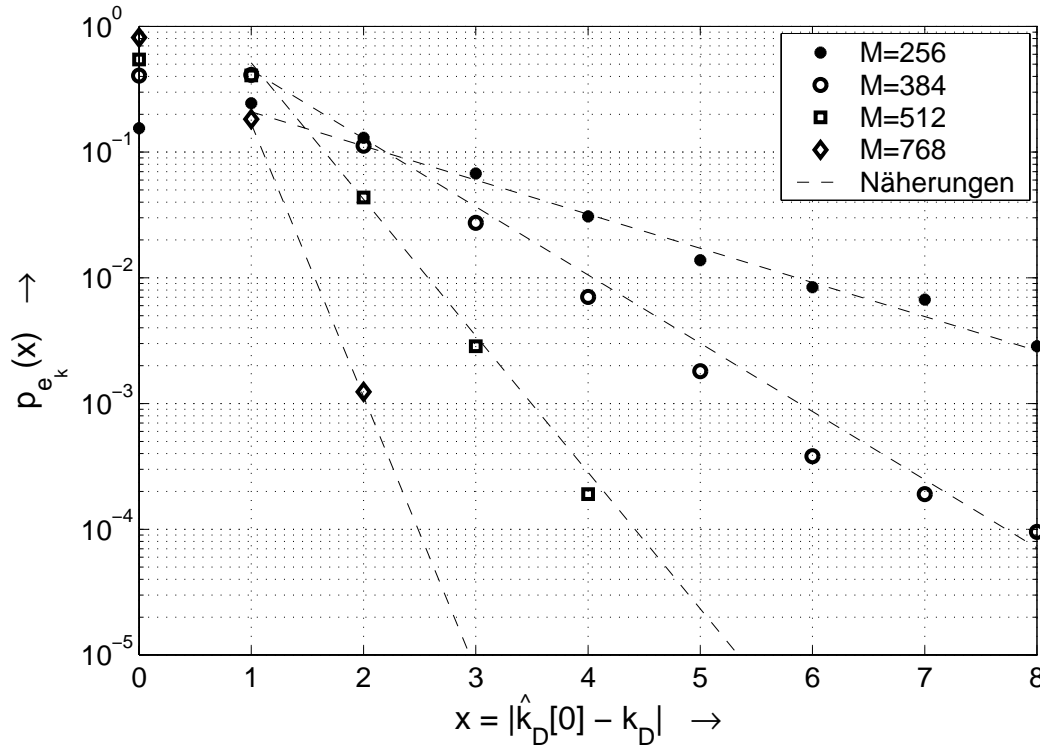


Abb. 4.21: Simulierte relative Häufigkeit als Näherung für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für den Betrag der Abweichung zwischen der wahren Verschiebung k_D und dem ermittelten Anfangswert $\hat{k}_D[0]$ im Vergleich zur Näherung (4.36) für ein bandbegrenztes Rauschsignal mit $BT_A = 1/14$ und α_k gemäß (4.37)

Dabei gilt $\alpha_k > 0$. Den Wert $p_{e_k}(0)$ erhält man aus der Normierungsbedingung:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_{e_k}(x) dx = 1 \quad \Rightarrow \quad p_{e_k}(0) \approx 1 - \frac{\alpha_k^2}{e^{\alpha_k} - 1}$$

Abbildung 4.21 zeigt die simulierten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen im Vergleich zur Näherung (4.36) für ein bandbegrenztes Rauschsignal mit $BT_A = 1/14$. Für andere Signale — UMTS-, QPSK- und $\pi/4$ -DQPSK-Signale — erhält man nahezu identische Verläufe. Für alle untersuchten Signale gilt näherungsweise:

$$\alpha_k \approx \left(\frac{M}{324} \right)^2 \quad (4.37)$$

Damit der Betrag der Abweichung den linearen Regelbereich von ± 10 Abtastwerten bei Signalen mit $BT_A = 1/14$ nur mit vernachlässigbar geringer Wahrscheinlichkeit übersteigt, muss $M \geq 512$ gewählt werden.

Der Laufzeitausgleich erfolgt durch eine Verzögerung des Eingangssignal $\underline{x}[k]$ um $\hat{k}_D[k]$ Abtastwerte; dabei wird der ganzzahlige Anteil $\kappa[k]$ durch eine Ver-

schiebung um $\kappa[k]$ Abtastwerte und der fraktionale Anteile $\epsilon[k] \in [0, 1[$ durch ein Interpolationsfilter realisiert. Als Interpolationsfilter werden im allgemeinen $\sin(x)/x$ -Interpolatoren mit einer geeignet gewählten Länge N_W eingesetzt, deren Koeffizienten mit einer Fensterfunktion $w[k]$ gewichtet werden; dann gilt:

$$\underline{x}((k - \hat{k}_D[k])T_A) \approx \sum_{k_1=-N_W/2+1}^{N_W/2} \underline{x}[k - \kappa[k] - k_1] \operatorname{si}(\pi(k_1 - \epsilon[k])) w[k_1]$$

Im vorliegenden Fall kann man aufgrund der hohen Überabtastung einen linearen Interpolator verwenden:

$$\underline{x}((k - \hat{k}_D[k])T_A) \approx (1 - \epsilon[k]) \underline{x}[k - \kappa[k]] + \epsilon[k] \underline{x}[k - \kappa[k] - 1] \quad (4.38)$$

Der dadurch verursachte Fehler im Betragsfrequenzgang wird für $\epsilon = 1/2$ maximal; in diesem Fall gilt für die Übertragungsfunktion des linearen Interpolators:

$$H(z) = \frac{1 + z^{-1}}{2} \Rightarrow |H(e^{j2\pi f T_A})| = |\cos \pi f T_A|$$

Bei einem Signal mit der normierten zweiseitigen Bandbreite $BT_A = 1/14$ ist der Bereich $-BT_A/2 < fT_A < BT_A/2$, d.h. $|fT_A| < 1/28$, von Interesse. In diesem Bereich ist der Fehler im Betragsfrequenzgang kleiner als 0,06 dB und damit vernachlässigbar. Der normierte Gruppenlaufzeitfehler wird für $\epsilon = 1/4$ und $\epsilon = 3/4$ maximal und ist ebenfalls vernachlässigbar: für $|fT_A| < 1/28$ gilt $|\Delta\tau_{Gr}/T_A| < 2,5 \cdot 10^{-3}$.

Die Laufzeitregelung in Abb. 4.16 muss streng genommen in Echtzeit erfolgen und alle Abtastwerte der Signale \underline{x} und \underline{x}_r verarbeiten; im Gegensatz dazu wird der Laufzeitausgleich nur für die Abtastwerte durchgeführt, die für die Adaption verwendet werden — im hier vorliegenden Fall ist dies grössenordnungsmässig etwa jeder tausendste Abtastwert. In der Praxis weist die Laufzeit jedoch nur sehr geringe Schwankungen auf; deshalb kann man auf eine kontinuierliche Laufzeitregelung in Echtzeit verzichten und statt dessen eine diskontinuierliche Regelung einsetzen, die in regelmässigen Abständen Proben der Signale \underline{x} und \underline{x}_r mit einer Länge entsprechend der Länge der FIFO-Speicher in Abb. 4.4 verarbeitet.

4.5.2 Modell für die Adaption

Zur Erläuterung der Adaption wird das in Abb. 4.22 gezeigte Modell des Linearisierungssystems verwendet. Dabei wird davon ausgegangen, dass alle Laufzeiten bereits kompensiert wurden, so dass im Modell keine Laufzeiten mehr auftreten und die Signale \underline{x} , \underline{x}_v und \underline{x}_r eine korrespondierende Zeitbasis besitzen.

Die Adaption kann \underline{x} oder \underline{x}_v verwenden. Bei der im Kapitel 4.3.2 beschriebenen Realisierung von Vorverzerrer und I/Q-Modulator kann jedoch nur \underline{x} direkt zugeführt werden, da \underline{x}_v in diesem Fall nicht explizit berechnet wird. Bei Bedarf

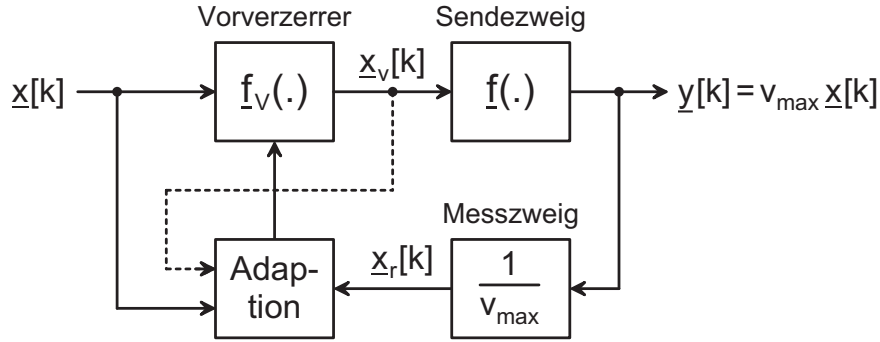


Abb. 4.22: Modell für die Adaption

wird \underline{x}_v innerhalb der Adaption mit Hilfe der zuletzt berechneten Vorverzerrer-Tabelle aus \underline{x} berechnet. Demnach muss man bei der Adaption zwischen zugeführten und für die Adaption verwendeten Größen unterscheiden.

Der Vorverzerrer hat die Kennlinie

$$\underline{x}_v = \underline{f}_V(\underline{x}) = \underline{v}_v(|\underline{x}|) \underline{x} \quad (4.39)$$

mit der Verstärkung:

$$\underline{v}_v(|\underline{x}|) = \frac{\underline{f}_V(\underline{x})}{\underline{x}} \quad (4.40)$$

Die Komponenten des Sendezeit werden zusammengefasst und durch eine Kennlinie

$$\underline{y} = \underline{f}(\underline{x}_v) \quad (4.41)$$

mit der maximalen Verstärkung

$$v_{max} = \max \left\{ \left| \frac{\underline{y}}{\underline{x}_v} \right| \right\} \quad (4.42)$$

beschrieben. Die Komponenten des Messzeit werden ebenfalls zusammengefasst und durch ein lineares Dämpfungsglied beschrieben:

$$\underline{x}_r = \frac{\underline{y}}{v_{max}} \quad (4.43)$$

Für die Adaption kann man den Sende- und den Messzeit zu einer Kennlinie

$$\underline{x}_r = \underline{f}_R(\underline{x}_v) = \frac{\underline{f}(\underline{x}_v)}{v_{max}} \quad (4.44)$$

mit der maximalen Verstärkung Eins zusammenfassen. Dadurch kann man die Bedingung für die Linearisierung in besonders einfacher Form darstellen:

$$\underline{x}_r = \underline{f}_R(\underline{f}_V(\underline{x})) = \underline{f}_R(\underline{v}_v(|\underline{x}|)\underline{x}) \stackrel{!}{=} \underline{x} \quad (4.45)$$

Ziel der Adaption ist die Bestimmung der Verstärkung $\underline{v}_v(|\underline{x}|)$ des Vorverzerrers, die in der Vorverzerrer-Tabelle abgelegt wird.

4.5.3 Adaption durch Identifikation

Bei der Adaption durch Identifikation wird in einem ersten Schritt die Kennlinie des Sendezweigs identifiziert; dazu werden die Koeffizienten eines zur Beschreibung der Kennlinie geeigneten Polynoms mit Hilfe einer Orthogonalprojektion (*Methode der kleinsten Fehlerquadrate, least squares, LS*) ermittelt. In einem zweiten Schritt wird aus den Koeffizienten des Polynoms die Vorverzerrer-Tabelle berechnet.

Die Kennlinie des Sendezweigs einschliesslich der linearen Dämpfung im Messzweig wird durch ein Polynom der Form

$$\underline{x}_r = \underline{f}_R(\underline{x}_v) \approx \sum_{m=1}^M \underline{c}_m |\underline{x}_v|^{m-1} \underline{x}_v \quad (4.46)$$

beschrieben; dabei werden alle ganzzahligen Potenzen im Bereich $1 \dots M$ verwendet. Damit unterscheidet sich diese Beschreibung von der bisher üblichen Beschreibung, bei der nur ungeradzahlige Potenzen verwendet werden, siehe (2.23) auf Seite 20. Die Beschränkung auf ungeradzahlige Potenzen ist dadurch motiviert, dass bei der Umrechnung einer Polynom-Übertragungskennlinie in die zugehörige AM/AM-Kennlinie nur die Koeffizienten der ungeradzahligen Potenzen eingehen; in [55] wird dies gezeigt. Allerdings kann man die Kennlinien von Senderverstärkern mit Klasse-AB-Arbeitspunkt oft besser durch ein Polynom mit allen ganzzahligen Potenzen beschreiben. Das liegt daran, dass die Übertragungskennlinien dieser Verstärker oft nur sehr schlecht mit Polynomen beschrieben werden können, womit der Beschränkung auf ungeradzahlige Potenzen gewissermaßen die Grundlage entzogen ist. Der Ansatz (4.46) ist jedoch universell und enthält die Beschränkung auf ungeradzahlige Potenzen als Spezialfall. Wenn entsprechende Vorkenntnisse über die Kennlinie vorliegen, kann man die Menge der verwendeten Potenzen beliebig anpassen.

Zur Ermittlung der Koeffizienten \underline{c}_m wird (4.46) mit \underline{x}_v^* erweitert, damit \underline{x}_v auf der rechten Seite reellwertig eingeht:

$$\underline{x}_r \underline{x}_v^* \approx \sum_{m=1}^M \underline{c}_m |\underline{x}_v|^{m+1}$$

Mit $N \gg M$ Wertepaaren $(\underline{x}_r[k_n], \underline{x}_v[k_n])$ mit $n = 1 \dots N$ erhält man das überbestimmte Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} |\underline{x}_v[k_1]|^2 & |\underline{x}_v[k_1]|^3 & \cdots & |\underline{x}_v[k_1]|^{M+1} \\ |\underline{x}_v[k_2]|^2 & |\underline{x}_v[k_2]|^3 & \cdots & |\underline{x}_v[k_2]|^{M+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |\underline{x}_v[k_N]|^2 & |\underline{x}_v[k_N]|^3 & \cdots & |\underline{x}_v[k_N]|^{M+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{c}_1 \\ \underline{c}_2 \\ \vdots \\ \underline{c}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{x}_r[k_1] \underline{x}_v^*[k_1] \\ \underline{x}_r[k_2] \underline{x}_v^*[k_2] \\ \vdots \\ \underline{x}_r[k_N] \underline{x}_v^*[k_N] \end{bmatrix}$$

Ein derartiges Gleichungssystem der Form

$$\begin{matrix} \mathbf{X}_v & \underline{\mathbf{c}} & = & \underline{\mathbf{x}}_{rv} & \text{mit } N \gg M \\ N \times M & M \times 1 & & N \times 1 \end{matrix} \quad (4.47)$$

löst man mit einer Orthogonalprojektion [19]; die Lösung im Sinne eines minimalen quadratischen Fehlers lautet:

$$\begin{matrix} \underline{\mathbf{c}} & = & (\mathbf{X}_v^T \mathbf{X}_v)^{-1} \mathbf{X}_v^T \underline{\mathbf{x}}_{rv} \\ M \times 1 & & M \times M & M \times N & N \times 1 \end{matrix} \quad (4.48)$$

Da sich die Kennlinie im allgemeinen zeitlich ändert, benötigt man eine Möglichkeit, weiter zurückliegende Wertepaare zu *vergessen*, da sie nicht mehr repräsentativ für die aktuelle Kennlinie sind. Man erreicht dies, indem man die Gleichungen mit einem exponentiellen Faktor bewertet, der mit zunehmendem zeitlichen Abstand abnimmt; damit erhält man das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} |\underline{x}_v[k_1]|^2 e^{-\lambda(N-1)} & \dots & |\underline{x}_v[k_1]|^{M+1} e^{-\lambda(N-1)} \\ |\underline{x}_v[k_2]|^2 e^{-\lambda(N-2)} & \dots & |\underline{x}_v[k_2]|^{M+1} e^{-\lambda(N-2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |\underline{x}_v[k_{N-1}]|^2 e^{-\lambda} & \dots & |\underline{x}_v[k_{N-1}]|^{M+1} e^{-\lambda} \\ |\underline{x}_v[k_N]|^2 & \dots & |\underline{x}_v[k_N]|^{M+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{c}_1 \\ \vdots \\ \underline{c}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{x}_r[k_1] \underline{x}_v^*[k_1] e^{-\lambda(N-1)} \\ \underline{x}_r[k_2] \underline{x}_v^*[k_2] e^{-\lambda(N-2)} \\ \vdots \\ \underline{x}_r[k_{N-1}] \underline{x}_v^*[k_{N-1}] e^{-\lambda} \\ \underline{x}_r[k_N] \underline{x}_v^*[k_N] \end{bmatrix}$$

mit $\lambda > 0$. Mit der $N \times N$ -Bewertungsmatrix

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}^T = \begin{bmatrix} e^{-\lambda(N-1)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\lambda(N-2)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & e^{-\lambda} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

erhält man ausgehend von (4.47) die Gleichung

$$\mathbf{L} \mathbf{X}_v \underline{\mathbf{c}} = \mathbf{L} \underline{\mathbf{x}}_{rv} \quad (4.50)$$

mit der Lösung:

$$\underline{\mathbf{c}} = (\mathbf{X}_v^T \mathbf{L}^2 \mathbf{X}_v)^{-1} \mathbf{X}_v^T \mathbf{L}^2 \underline{\mathbf{x}}_{rv} \quad (4.51)$$

Man beachte in diesem Zusammenhang, dass die Bewertung von Gleichungen bei einem vollbestimmten Gleichungssystem keinen Einfluss auf die Lösung hat. Bei der Orthogonalprojektion ist dies nicht der Fall, da hier für ein stark überbestimmtes Gleichungssystem eine Näherungslösung mit minimalem quadratischem Fehler ermittelt wird und der Fehlerbeitrag einer Gleichung von ihrer Bewertung abhängt. Das *Vergessen* beruht demnach auf einer exponentiellen Abnahme des Fehlerbeitrags der Gleichungen für zeitlich weiter zurückliegende Wertepaare, wodurch die Lösung immer weniger durch diese Wertepaare beeinflusst wird. Mit dem Parameter λ wird die Geschwindigkeit des Vergessens festgelegt: $\lambda = 0$ bedeutet kein Vergessen; mit zunehmendem Wert für λ nimmt die Geschwindigkeit des Vergessens zu. Typische Werte liegen im Bereich $\lambda = 10^{-2} \dots 10^{-4}$, d. h. der Bewertungsfaktor für eine um $10^2 \dots 10^4$ Wertepaare zurückliegende Gleichung hat auf $e^{-1} \approx 0,37$ abgenommen.

Die Lösung von (4.47) bzw. (4.50) nach (4.48) bzw. (4.51) hat zwei gravierende Nachteile:

- Sie erfordert die Inversion der $M \times M$ -Matrix $\mathbf{X}_v^T \mathbf{X}_v$ bzw. $\mathbf{X}_v^T \mathbf{L}^2 \mathbf{X}_v$.
- Sie wird für eine bestimmte Anzahl N an Wertepaaren ermittelt; will man neue Wertepaare hinzufügen, muss man das entsprechend erweiterte Gleichungssystem erneut lösen.

Beide Nachteile kann man umgehen, indem man das Gleichungssystem rekursiv löst. Das entsprechende Verfahren wird *recursive least squares (RLS)* genannt und ist in [33] ausführlich beschrieben; man erhält die folgenden Rekursionsgleichungen:

$$\mathbf{m}_{N+1} = \frac{\mathbf{P}_N \mathbf{x}_{v,N+1}}{e^{-2\lambda} + \mathbf{x}_{v,N+1}^T \mathbf{P}_N \mathbf{x}_{v,N+1}} \quad (4.52)$$

$$\underline{\mathbf{c}}_{N+1} = \underline{\mathbf{c}}_N + \mathbf{m}_{N+1} (\underline{\mathbf{x}}_{rv,N+1} - \mathbf{x}_{v,N+1}^T \underline{\mathbf{c}}_N) \quad (4.53)$$

$$\mathbf{P}_{N+1} = e^{2\lambda} (\mathbf{P}_N - \mathbf{m}_{N+1} \mathbf{x}_{v,N+1}^T \mathbf{P}_N) \quad (4.54)$$

Bei jedem Schritt werden mit Hilfe des neuen Wertepaares $(\underline{\mathbf{x}}_v[k_{N+1}], \underline{\mathbf{x}}_r[k_{N+1}])$ und der daraus resultierenden neuen Gleichung

$$\mathbf{x}_{v,N+1}^T \underline{\mathbf{c}}_N = \underline{\mathbf{x}}_{rv,N+1} \quad (4.55)$$

mit

$$\mathbf{x}_{v,N+1}^T = [|\underline{\mathbf{x}}_v[k_{N+1}]|^2, |\underline{\mathbf{x}}_v[k_{N+1}]|^3, \dots, |\underline{\mathbf{x}}_v[k_{N+1}]|^{M+1}] \quad (4.56)$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{c}}_N &= [\underline{\mathbf{c}}_{1,N}, \underline{\mathbf{c}}_{2,N}, \dots, \underline{\mathbf{c}}_{M,N}]^T \\ \underline{\mathbf{x}}_{rv,N+1} &= \underline{\mathbf{x}}_r[k_{N+1}] \underline{\mathbf{x}}_v^*[k_{N+1}] \end{aligned} \quad (4.57)$$

neue Werte für den Koeffizientenvektor $\underline{\mathbf{c}}_N$ und die Verstärkungsmatrix \mathbf{P}_N gebildet:

$$\underline{\mathbf{c}}_N \rightarrow \underline{\mathbf{c}}_{N+1} \quad , \quad \mathbf{P}_N \rightarrow \mathbf{P}_{N+1}$$

Der Vektor \mathbf{m}_{N+1} ist nur eine Zwischengrösse, die zur Berechnung von $\underline{\mathbf{c}}_{N+1}$ und \mathbf{P}_{N+1} benötigt wird. Der Parameter λ steuert das Vergessen; er kann fest oder variabel sein. Das Verfahren startet mit den Anfangswerten $\underline{\mathbf{c}}_0$ und \mathbf{P}_0 , die geeignet gewählt werden müssen; hier wird

$$\underline{\mathbf{c}}_0 = [\underline{c}_{1,0}, \underline{c}_{2,0}, \dots, \underline{c}_{M,0}] = [1, 0, \dots, 0]$$

— damit wird von einer linearen Kennlinie mit $\underline{x}_r = \underline{x}_v$ ausgegangen, siehe (4.46)
— und

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \alpha_{M-1} & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \alpha_M \end{bmatrix}$$

mit geeigneten, durch eine Simulation des Einschwingverhaltens ermittelten Werten für $\alpha_1, \dots, \alpha_M$ verwendet.

Der Koeffizientenvektor $\underline{\mathbf{c}}_N$ und der Wert $\underline{x}_{rv,N+1}$ sind komplex; deshalb erfolgt die Berechnung von $\underline{\mathbf{c}}_{N+1}$ nach (4.53) getrennt nach Real- und Imaginärteil:

$$\operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{c}}_{N+1} \} = \operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{c}}_N \} + \mathbf{m}_{N+1} (\operatorname{Re} \{ \underline{x}_{rv,N+1} \} - \mathbf{x}_{v,N+1}^T \operatorname{Re} \{ \underline{\mathbf{c}}_N \})$$

$$\operatorname{Im} \{ \underline{\mathbf{c}}_{N+1} \} = \operatorname{Im} \{ \underline{\mathbf{c}}_N \} + \mathbf{m}_{N+1} (\operatorname{Im} \{ \underline{x}_{rv,N+1} \} - \mathbf{x}_{v,N+1}^T \operatorname{Im} \{ \underline{\mathbf{c}}_N \})$$

Alle anderen Grössen sind reell. Die Verstärkungsmatrix \mathbf{P}_N ist symmetrisch — es gilt $\mathbf{P}_N = \mathbf{P}_N^T$ —, wenn die Vorgabe \mathbf{P}_0 symmetrisch ist; deshalb wird grundsätzlich eine symmetrische Vorgabe verwendet. Der Rechenaufwand pro Adaptionsschritt setzt sich wie folgt zusammen:

- vier reelle Multiplikationen zur Berechnung von $\underline{x}_{rv,N+1}$ gemäss (4.57);
- zwei reelle Multiplikationen zur Berechnung von $|\underline{x}_v[k_{N+1}]|^2$;
- eine noch näher zu spezifizierende Anzahl w reeller Multiplikationen zur Berechnung von $|\underline{x}_v[k_{N+1}]|$ durch Ziehen der Wurzel von $|\underline{x}_v[k_{N+1}]|^2$;
- $M-1$ reelle Multiplikationen zur sukzessiven Berechnung von $\mathbf{x}_{v,N+1}$ gemäss (4.56) unter Verwendung von $|\underline{x}_v[k_{N+1}]|$ und $|\underline{x}_v[k_{N+1}]|^2$;
- M^2 reelle Multiplikationen zur Berechnung von $\mathbf{P}_N \mathbf{x}_{v,N+1} = (\mathbf{x}_{v,N+1}^T \mathbf{P}_N)^T$;
- M reelle Multiplikationen zur Berechnung von $\mathbf{x}_{v,N+1}^T \mathbf{P}_N \mathbf{x}_{v,N+1}$;

Anzahl Koeffizienten M	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Anzahl Multiplikationen	34	47	64	85	110	139	172	209	250	295

Tabelle 4.1: Anzahl Multiplikationen für einen RLS-Adaptionsschritt bei der Adaption durch Identifikation (Annahme: $w = 20$ Multiplikationen zum Ziehen der Wurzel)

- eine reelle Division zur Berechnung von \mathbf{m}_{N+1} gemäss (4.52);
- $4M$ reelle Multiplikationen zur Berechnung von $\underline{\mathbf{c}}_{N+1}$ gemäss (4.53), getrennt nach Real- und Imaginärteil;
- $M(M+1)$ reelle Multiplikationen zur Berechnung von \mathbf{P}_{N+1} gemäss (4.54), davon je die Hälfte zur Berechnung des Terms in den Klammern und zur Skalierung mit dem Faktor $e^{2\lambda}$.

Zum Ziehen der Wurzel wird das Wägeverfahren verwendet. Dabei werden die Bits der binären Darstellung des Ergebnisses beginnend mit dem höchstwertigen Bit testweise gesetzt; anschliessend wird das Quadrat des Ergebnisses gebildet und ein Vergleich mit dem Argument durchgeführt. Daraus folgt, dass das Wägeverfahren für eine Genauigkeit des Ergebnisses von w Bit w reelle Multiplikation benötigt.

Insgesamt werden $2M^2 + 7M + 5 + w$ reelle Multiplikationen und eine reelle Division benötigt. Der Rechenaufwand hängt demnach stark von der Anzahl M der Koeffizienten ab; Tabelle 4.1 zeigt die Anzahl der Multiplikationen für den Fall $w = 20$ in Abhängigkeit von M . Wenn der Parameter λ zur Steuerung des Vergessens variabel sein soll, nimmt der Rechenaufwand weiter zu.

4.5.4 Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle

Nach einer vorgegebenen Anzahl an Adaptionsschritten wird aus den vorliegenden Koeffizienten eine neue Vorverzerrer-Tabelle berechnet; dazu muss die Verstärkung $\underline{v}(|\underline{x}|)$ des Vorverzerrers an den Stützstellen $|\underline{x}| \in \{x_1, x_2, \dots, x_{N_T}\}$ der Vorverzerrer-Tabelle ermittelt werden. Aus (4.45) erhält man die Forderung:

$$\underline{f}_R(\underline{v}_v(x_i) x_i) \stackrel{!}{=} x_i \quad \text{für } i = 1, \dots, N_T$$

Die Berechnung erfolgt iterativ, indem die Verstärkung $\underline{v}_v(x_i)$ bei jedem Schritt $N \rightarrow N+1$ entsprechend dem Quotienten aus Soll- und Istwert skaliert wird:

$$\underline{v}_{v,N+1}(x_i) = \underline{v}_{v,N}(x_i) \frac{x_i}{\underline{f}_R(\underline{v}_{v,N}(x_i) x_i)} = \underline{v}_{v,N}(x_i) \frac{x_i \underline{f}_R^*(\underline{v}_{v,N}(x_i) x_i)}{\left| \underline{f}_R(\underline{v}_{v,N}(x_i) x_i) \right|^2} \quad (4.58)$$

Dabei gilt:

$$\underline{v}_v(x_i) = \lim_{N \rightarrow \infty} \underline{v}_{v,N}(x_i)$$

Die Berechnung von \underline{f}_R erfolgt gemäss (4.46) mit Hilfe der adaptierten Koeffizienten:

$$\underline{f}_R(\underline{v}_{v,N}(x_i) x_i) = \sum_{m=1}^M \underline{c}_m |\underline{v}_{v,N}(x_i)|^{m-1} \underline{v}_{v,N}(x_i) x_i^m \quad (4.59)$$

Auf die Wahl der Anfangswerte $\underline{v}_{v,0}(x_i)$ wird im folgenden noch eingegangen. Die Iteration wird abgebrochen, wenn der Faktor zur Anpassung der Verstärkung $\underline{v}_{v,N}(x_i)$ sehr nahe bei Eins liegt oder — bei Festkomma-Rechnung mit entsprechend endlicher Auflösung — zu Eins wird.

Die Verstärkung des Vorverzerrers an der Stützstelle $x_1 = 0$ kann direkt berechnet werden:

$$\underline{v}_v(0) = \frac{1}{\underline{c}_1} = \frac{\underline{c}_1^*}{|\underline{c}_1|^2} \quad (4.60)$$

Bei der Berechnung der anderen Stützstellen kann man aufgrund der Stetigkeit der Kennlinie die Verstärkung $\underline{v}_v(x_{i-1})$ der zuletzt berechneten Stützstelle als Anfangswert $\underline{v}_{v,0}(x_i)$ verwenden; dadurch wird die Anzahl der erforderlichen Iterationen erheblich reduziert. Bei der Berechnung von (4.59) ist zu beachten, dass sich bei der Iteration nur der Wert für $\underline{v}_{v,N}(x_i)$ ändert; deshalb muss man die Faktoren $\underline{c}_m x_i^m$ für $m = 1, \dots, M$ nur einmal pro Stützstelle berechnen. Die Stützstellen x_i und die zugehörigen Potenzen x_i^m werden für $i = 2, \dots, N_T$ einer zweidimensionalen Tabelle

$$\begin{bmatrix} x_2 & x_2^2 & \cdots & x_2^M \\ x_3 & x_3^2 & \cdots & x_3^M \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_{N_T} & x_{N_T}^2 & \cdots & x_{N_T}^M \end{bmatrix}$$

entnommen; diese Tabelle berücksichtigt auch den Einfluss einer ggf. vorhandenen Adress-Kennlinie im Vorverzerrer.

Der Rechenaufwand für eine Iteration setzt sich wie folgt zusammen:

- 2 reelle Multiplikationen zur Berechnung von $|\underline{v}_{v,N}(x_i)|^2$ aus $\underline{v}_{v,N}(x_i)$;
- w reelle Multiplikationen zur Berechnung von $|\underline{v}_{v,N}(x_i)|$ durch Ziehen der Wurzel von $|\underline{v}_{v,N}(x_i)|^2$ mit Hilfe des Wägeverfahrens mit einer Genauigkeit von w Bit;
- $M - 3$ reelle Multiplikationen zur sukzessiven Berechnung der weiteren, in (4.59) benötigten Potenzen von $|\underline{v}_{v,N}(x_i)|$;
- $2(M - 1)$ reelle Multiplikation zur Multiplikation dieser Werte mit $\underline{v}_{v,N}(x_i)$;

- $4M$ reelle Multiplikationen zur Multiplikation mit den Faktoren $\underline{c}_m x_i^m$ — damit ist die Berechnung von (4.59) abgeschlossen — ;
- 8 reelle Multiplikationen sowie eine reelle Division zur Berechnung von $\underline{v}_{v,N+1}(x_i)$ gemäss (4.58).

Insgesamt werden $7M + 5 + w$ reelle Multiplikationen und eine reelle Division pro Iteration benötigt.

Auf der Basis der im Abschnitt 4.7 beschriebenen Systemsimulationen kann man davon ausgehen, dass im Mittel etwa 2 Iterationen pro Stützstelle benötigt werden. Demnach benötigt man $14M + 10 + 2w$ reelle Multiplikationen und 2 reelle Divisionen für die Iterationen selbst und $2M$ reelle Multiplikationen zur Bereitstellung der Faktoren $\underline{c}_m x_i^m$. Bei einer Tabelle mit N_T Stützstellen beträgt der Rechenaufwand $N_T(16M + 10 + 2w)$ reelle Multiplikationen und $2N_T$ reelle Divisionen; mit $N_T = 256$, $M = 5$ und $w = 20$ werden etwa 33000 Multiplikationen und etwa 500 Divisionen benötigt. Da ein Adaptionsschritt bei $M = 5$ gemäss Tabelle 4.1 110 Multiplikationen benötigt, ist der Rechenaufwand zur Berechnung der Tabelle in diesem Fall etwa so hoch wie der Rechenaufwand für 300 Adaptionsschritte. In diesem Zusammenhang erweisen sich die im Abschnitt 4.2.2 beschriebenen Adress-Kennlinien als hilfreich, da sie eine Reduktion der Stützstellenanzahl etwa um den Faktor vier erlauben, wie die Systemsimulationen im Abschnitt 4.7 zeigen; dadurch reduziert sich der Rechenaufwand ebenfalls um den Faktor vier.

4.5.5 Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie

Alternativ zur Adaption durch Identifikation mit anschliessender, iterativer Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle kann man eine direkte Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie vornehmen. Dabei werden die Wertepaare $(\underline{x}_v[k_n], \underline{x}_r[k_n])$ nicht zur Identifikation der Kennlinie des Sendezweigs verwendet, sondern über

$$\left. \begin{aligned} \underline{x}_r &= \underline{f}_R(\underline{x}_v) \stackrel{!}{=} \underline{x} \\ \underline{x}_v &= \underline{v}_v(|\underline{x}|) \underline{x} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \underline{v}_v(|\underline{x}_r|) = \frac{\underline{x}_v}{\underline{x}_r} = \frac{\underline{x}_v \underline{x}_r^*}{|\underline{x}_r|^2} \quad (4.61)$$

in Wertepaare $(\underline{x}_r[k_n], \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_n]|))$ zur direkten Identifikation der Verstärkung des Vorverzerrers umgerechnet.

Die Kennlinie des Vorverzerrers wird durch ein Polynom der Form

$$\underline{x}_v = \underline{f}_V(x) \approx \sum_{m=1}^M \underline{c}_{v,m} x^m$$

beschrieben; daraus folgt für die Verstärkung:

$$\underline{v}_v(x) = \frac{\underline{f}_V(x)}{x} \approx \sum_{m=1}^M \underline{c}_{v,m} x^{m-1} \quad (4.62)$$

Mit $N \gg M$ Wertepaaren $(\underline{x}_r[k_n], \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_n]|))$ erhält man unter Verwendung von (4.61) das überbestimmte Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} 1 & |\underline{x}_r[k_1]| & \cdots & |\underline{x}_r[k_1]|^{M-1} \\ 1 & |\underline{x}_r[k_2]| & \cdots & |\underline{x}_r[k_2]|^{M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & |\underline{x}_r[k_N]| & \cdots & |\underline{x}_r[k_N]|^{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{c}_{v,1} \\ \underline{c}_{v,2} \\ \vdots \\ \underline{c}_{v,M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_1]|) \\ \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_2]|) \\ \vdots \\ \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_N]|) \end{bmatrix}$$

bzw.

$$\mathbf{X}_r \underline{\mathbf{c}}_v = \underline{\mathbf{v}}_v \quad (4.63)$$

zur Ermittlung der Koeffizienten $\underline{c}_{v,m}$. Auch dieses Gleichungssystem wird mit Hilfe des RLS-Verfahrens rekursiv gelöst, indem man in jedem Schritt mit Hilfe des neuen Wertepaares $(\underline{x}_r[k_{N+1}], \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_{N+1}]|))$ eine neue Gleichung mit der linken Seite

$$\mathbf{x}_{r,N+1} = [1, |\underline{x}_r[k_{N+1}]|, \dots, |\underline{x}_r[k_{N+1}]|^{M-1}]^T \quad (4.64)$$

und der rechten Seite

$$\underline{v}_{v,N+1} = \underline{v}_v(|\underline{x}_r[k_{N+1}]|) \quad (4.65)$$

bildet und anschliessend die Rekursionsgleichungen (4.52)–(4.54) auf Seite 116 auswertet; dabei werden $\mathbf{x}_{v,N+1}$ durch $\mathbf{x}_{r,N+1}$, $\underline{x}_{rv,N+1}$ durch $\underline{v}_{v,N+1}$ sowie $\underline{\mathbf{c}}_N$ und $\underline{\mathbf{c}}_{N+1}$ durch $\underline{\mathbf{c}}_{v,N}$ und $\underline{\mathbf{c}}_{v,N+1}$ ersetzt. Bezüglich der Wahl der Anfangswerte $\underline{\mathbf{c}}_{v,0}$ und \mathbf{P}_0 sowie des Parameters λ zur Steuerung des Vergessens gelten die im Abschnitt 4.5.3 angestellten Überlegungen in gleicher Weise; auch der Rechenaufwand ist bis auf geringfügige Unterschiede bei der Berechnung von $\mathbf{x}_{r,N+1}$ und $\underline{v}_{v,N+1}$ gleich.

Zur Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle muss das Vorverzerrer-Polynom aus (4.62) an den Stützstellen der Tabelle ausgewertet werden. Der Rechenaufwand pro Stützstelle ist mit $2(M-1)$ reellen Multiplikationen gering; dabei wird wieder angenommen, dass die Stützstellen und die benötigten Potenzen in einer zweidimensionalen Tabelle abgelegt sind. Bei einer Tabelle mit N_T Stützstellen werden $2N_T(M-1)$ Multiplikationen benötigt, d.h. bei $N_T = 256$ und $M = 5$ etwa 2000 Multiplikationen. Da ein Adaptionsschritt in diesem Fall 110 Multiplikationen benötigt, ist der Rechenaufwand zur Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle etwa so hoch wie der für 18 Adaptionsschritte.

4.5.6 Vergleich der Verfahren

Vom Rechenaufwand her gesehen ist die Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie wesentlich günstiger als die Adaption durch Identifikation, auch wenn man berücksichtigt, dass dabei normalerweise mehr Koeffizienten benötigt werden als bei der Adaption durch Identifikation. Letzteres liegt daran, dass das Sättigungsverhalten des Sendezweigs sehr gut mit einem Polynom mit relativ niedrigem Grad

beschrieben werden kann, während der zum Ausgleich des Sättigungsverhaltens benötigte steile Anstieg der Vorverzerrer-Kennlinie höhere Potenzen erfordert. In dieser Eigenschaft liegt der Nachteil der Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie: mit zunehmendem Grad des Polynoms wird die numerische Stabilität und das Extrapolationsverhalten schlechter. Aus diesem Grund wird in den Systemsimulationen im Abschnitt 4.7 fast ausschliesslich die Adaption durch Identifikation verwendet. Im Abschnitt 4.7.6 wird darauf noch näher eingegangen.

4.6 Simulation und Modellbildung

Die Spezifikation der Komponenten des Linearisierungssystems erfolgt mit Hilfe von Systemsimulationen; eine analytische Spezifikation ist aufgrund der komplexen Wechselwirkung der Parameter im Sende- und Messzweig mit der Adaption nicht möglich. Für die Simulationen müssen ein Simulator ausgewählt und Modelle für die Komponenten bereitgestellt werden. Die zu modellierenden Komponenten ergeben sich aus dem Blockschaltbild des Systems.

4.6.1 Simulator und Simulationsmethode

Zur Simulation des Linearisierungssystems wird das numerische Mathematikprogramm MATLAB verwendet. Die Simulation erfolgt zeitdiskret im komplexen Basisband, d.h. alle Signale werden durch Vektoren mit Abtastwerten des jeweiligen Basisbandsignals dargestellt. Dadurch entfallen die Mischer im Sende- und Messzweig und die Abtastrate kann entsprechend der erforderlichen Basisband-Bandbreite gewählt werden; ferner gehen alle ZF-Bandpassfilter in äquivalente Tiefpassfilter über.

Die Simulation im Basisband berücksichtigt allerdings nicht alle Störeinflüsse; die endliche Lokaloszillator- und Spiegelfrequenz-Unterdrückung der Mischer und die daraus resultierenden Alias-Störungen im unterabtastenden A/D-Umsetzer des Messzweigs werden nicht berücksichtigt.

4.6.2 Modulationssignale

Für die Systemsimulationen wird ein $\pi/4$ -DQPSK-Signal mit einem Rolloff-Faktor von $r = 1/2$ als Beispiel für ein Signal mit geringem Spitzenwertfaktor und „kompakter“ Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Betrags und ein bandbegrenztes weisses Rauschsignal als Beispiel für ein Signal mit einem hohen Spitzenwertfaktor und einer „auslaufenden“ Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Betrags verwendet. Tabelle 4.2 zeigt die Daten der Signale.

Signal	Symbolrate [MHz]	Rolloff- faktor	Bandbreite [MHz]	Spitzenwertfaktor $C_{dB}^{(pr)}$ [dB]
$\pi/4$ -DQPSK	3,5	0,5	5,25	3,3
Rauschen	-	-	5	11,1

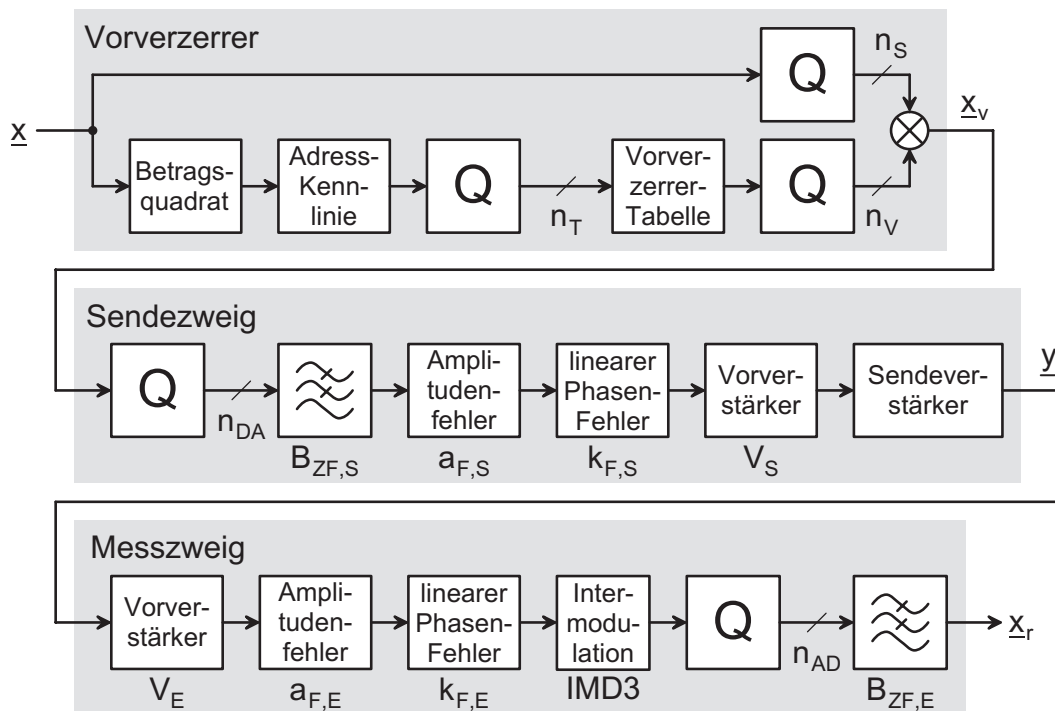
Tabelle 4.2: Daten der verwendeten Modulationssignale

4.6.3 Blockschaltbild des Simulationsmodells

Abbildung 4.23 zeigt das Blockschaltbild des Simulationsmodells mit den Blöcken *Vorverzerrer*, *Sendezweig* und *Messzweig*; die Komponenten für die Adaption sind nicht dargestellt.

An mehreren Stellen wird eine Quantisierung der Signale vorgenommen. Die entsprechenden Blöcke sind mit Q bezeichnet, und die Auflösung ist am Ausgang in der Form n_{xy} angegeben. Im Sende- und Messzweig dienen diese Blöcke zur Modellierung der Umsetzer.

Im Sende- und Messzweig ist jeweils ein linearer *Vorverstärker* mit den Verstärkungen V_S bzw. V_E enthalten. Mit diesen Komponenten wird die Aussteuerung des Sendeverstärkers entsprechend der gewünschten Restübersteuerung \ddot{u} sowie die korrekte Aussteuerung des Messzweigs sichergestellt.

**Abb. 4.23:** Blockschaltbild des Simulationsmodells

4.6.4 Vorverzerrer

Das Modell des Vorverzerrers entspricht der Anordnung in Abb. 4.2 auf Seite 85 und enthält drei Quantisierer. Der Quantisierer im Adressierungspfad ergibt sich aus der endlichen Anzahl an Stützstellen in der Vorverzerrer-Tabelle; bei N_T Stützstellen beträgt die Auflösung $n_T = \lg N_T$ bit. Die beiden anderen Quantisierer modellieren die Auflösung des Multiplizierers; dabei beträgt die Auflösung im Signalpfad n_S bit und im Vorverstärkungspfad n_V bit. Das Ausgangssignal wird im nachfolgenden Sendezweig entsprechend der Auflösung des D/A-Umsetzers quantisiert.

4.6.5 Kennlinien

Die AM/AM- und AM/PM-Kennlinien des Sendeverstärkers werden tabellarisch gespeichert. Zur Berechnung von Zwischenwerten wird eine Interpolation mit kubischen Splines verwendet. Die Kennlinien wurden mit dem im Kapitel 5 beschriebenen Messaufbau ermittelt und beinhalten die Nichtlinearität des gesamten Sendezweigs; deshalb sind im Sendezweig keine weiteren Nichtlinearitäten modelliert.

Im Messzweig werden hochwertige Komponenten eingesetzt; die nichtlinearen Verzerrungen sind entsprechend gering. In der Systemsimulation wird im Messzweig im Block *Intermodulation* eine kubische AM/AM-Kennlinie entsprechend der Modellverstärker-Kennlinie (3.14) auf Seite 67 mit $p_{AM} = 3$ verwendet; sie wird auf einen vorgegebenen Zweiton-Intermodulationsabstand skaliert, d.h. für ein Zweitonsignal mit einer Leistung entsprechend dem Modulationssignal wird der vorgegebene Intermodulationsabstand $IMD3$ erzielt.

4.6.6 Filter

Im ZF-Teil des Sende- und Messzweigs werden Oberflächenwellen-Filter eingesetzt. Diese Filter sind linearphasig und zeichnen sich durch einen sehr steilen Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich aus. In der Systemsimulation werden äquivalente transversale Tiefpassfilter (*FIR-Filter, finite impulse response*) eingesetzt, deren Koeffizienten mit Hilfe des *Remez-Algorithmus* bestimmt werden [36]; dabei werden je nach Bandbreite 130 ... 850 Koeffizienten benötigt, um bei nahezu verschwindender Welligkeit im Durchlassbereich eine Sperrdämpfung von mindestens 60 dB zu erreichen.

4.6.7 Amplituden- und Phasenfehler

Zur Modellierung einfacher Frequenzgangfehler im Sende- und Messzweig werden die Blöcke *Amplitudenfehler* und *linearer Phasenfehler* eingesetzt. Mit dem

Block *Amplitudenfehler* wird ein in Dezibel linearer Fehler des Betragsfrequenzgangs mit $a_{F,S}$ dB bzw. $a_{F,E}$ dB erzeugt: in der Kanalmitte ist der Fehler Null, an den Kanalrändern $(\pm a_{F,S}/2)$ dB bzw. $(\pm a_{F,E}/2)$ dB. Mit dem Block *linearer Phasenfehler* wird ein linearer Phasenfehler erzeugt, der einer Verzögerung um $k_{F,S}$ bzw. $k_{F,E}$ Abtastintervalle entspricht.

4.7 Systemsimulation

Der Einfluss der verschiedenen Parameter auf die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung wurde mit Hilfe von Systemsimulationen untersucht; dabei werden je zwei Parameter variiert und die Nachbarkanalunterdrückung U in Form von Höhenlinien dargestellt. Die Parameter ergeben sich aus dem Blockschaltbild des Linearisierungssystems in Abb. 4.23 auf Seite 123; sie sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Zur Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle wird die Adaption durch Identifikation nach Abschnitt 4.5.3 mit fünf Koeffizienten und den Potenzen $1 \dots 5$ verwendet.

Bei den einzelnen Simulationen werden für die nicht variierten Parameter die in Tabelle 4.3 genannten Standardwerte verwendet. Sie geben — mit Ausnahme der Anzahl der Stützstellen in der Vorverzerrer-Tabelle und den ZF-Bandbreiten im Sende- und Messzweig — den Idealzustand wieder. Diese Vorgehensweise wurde gewählt, um den Einfluss der Parameter auch im Bereich besserer Werte voll zur Geltung kommen zu lassen. Im Gegensatz dazu wird man bei einer konkreten Systemauslegung die Parameter um einen vorläufigen Arbeitspunkt mit realistischen Werten für alle Parameter variieren, um einen Parametersatz mit der benötigten Nachbarkanalunterdrückung *und* akzeptablem Realisierungsaufwand zu finden.

Einige Parameter sind praktisch unabhängig voneinander; in diesem Fall sind die Höhenlinien der Nachbarkanalunterdrückung nahezu rechteckförmig, da mit Ausnahme der Eckpunkte immer einer der Parameter dominiert. Es gibt aber auch Parameter, die sich gegenseitig beeinflussen, was einen Querverlauf der Höhenlinien zur Folge hat. Abbildung 4.24 verdeutlicht diesen Zusammenhang schematisch.

Die Ergebnisse der Systemsimulation hängen natürlich stark von den Kennlinien des Sendeverstärkers ab. Hier wurden die Kennlinien eines Sendeverstärkers mit einem LDMOS-Feldeffekttransistor im AB-Betrieb [16] verwendet; sie sind in Abb. 2.7 auf Seite 21 dargestellt und gelten für einen Betrieb bei einer HF-Trägerfrequenz von $f_{HF} = 1470$ MHz mit einem Ruhestrom von $I_{D0} = 65$ mA. Die HF-Trägerfrequenz $f_{HF} = 1470$ MHz wurde gewählt, da der vorliegende Sendeverstärker nicht für die für UMTS vorgesehene Sendefrequenz im Bereich von 2060 MHz geeignet ist; aus diesem Grund arbeitet auch der im Kapitel 5 beschriebene Demonstrator mit dieser HF-Trägerfrequenz.

Parameter	Symbol	Standardwert	Einheit
allgemeine Parameter			
Abtastrate	f_A	56	MHz
Aussteuerung			
Unteraussteuerung	$B_{e,dB}$	3,8 / 11,6 ^{*)}	dB
bzw. Restübersteuerung	\ddot{u}_{dB}	- 0,5	dB
Vorverzerrer			
Stützstellenanzahl	N_T	1024	-
Adress-Kennlinie	-	keine ^{+))}	-
Auflösung im Signalpfad	n_S	∞	bit
Auflösung im Vorverstärkungspfad	n_V	∞	bit
Sendezeit			
Auflösung des D/A-Umsetzers	n_{DA}	∞	bit
ZF-Bandbreite	$B_{ZF,S}$	20	MHz
Amplitudenfehler	$a_{F,S}$	0	dB
linearer Phasenfehler	$k_{F,S}$	0	Abtastwerte
Messzeit			
Amplitudenfehler	$a_{F,E}$	0	dB
linearer Phasenfehler	$k_{F,E}$	0	Abtastwerte
Intermodulationsabstand	IMD_{3dB}	∞	dB
Auflösung des A/D-Umsetzers	n_{AD}	∞	bit
ZF-Bandbreite	$B_{ZF,E}$	10	MHz

^{*)} Werte für $\pi/4$ -DQPSK und Rauschen / ^{+))} d.h. Betragsquadrat

Tabelle 4.3: Systemparameter

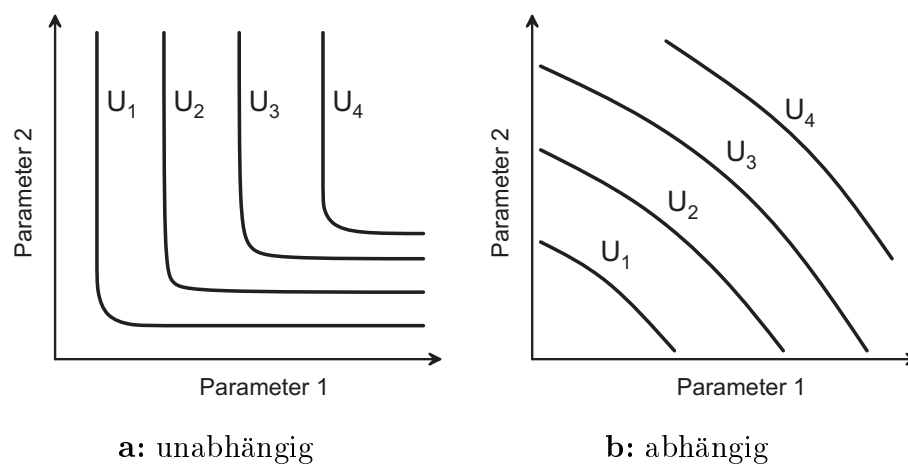


Abb. 4.24: Abhängigkeit der Parameter

4.7.1 Aussteuerung

Die Aussteuerung bezieht sich in erster Linie auf den Sendeverstärker; charakteristische Grösse ist die Restübersteuerung \ddot{u} , die aus der Unteraussteuerung B_e und dem praktischen Spitzenwertfaktor $C^{(pr)}$ des Modulationssignals berechnet wird:

$$\ddot{u}^2 \stackrel{(3.13)}{=} \frac{(C^{(pr)})^2}{B_e}, \quad \ddot{u}_{dB} = C_{dB}^{(pr)} - B_{e,dB}$$

Die Restübersteuerung ist demnach ein Maß für die Aussteuerung des Sendezweigs. Die Aussteuerung des Messzweigs wird durch Vorgabe des Intermodulationsabstands $IMD3$ für ein Zweitonsignal mit gleicher Leistung angegeben.

Die Abbildungen 4.25 und 4.26 zeigen die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} bei $\pi/4$ -DQPSK und Rauschen. Man beachte, dass ein „optischer“ Vergleich der Verläufe nicht möglich ist, da sich die Wertebereiche für die Restübersteuerung unterscheiden: $-0,6 \dots +0,6$ dB bei $\pi/4$ -DQPSK und $-2 \dots +3$ dB bei Rauschen. Am rechten Rand der Abbildungen ist die Nachbarkanalunterdrückung $U_{oL,dB}$ ohne Linearisierung als Funktion der Restübersteuerung angegeben; sie ist aufgrund der AB-Charakteristik des Sendeverstärkers nicht monoton.

Bei einer Restübersteuerung $\ddot{u}_{dB} = 0$ dB — in diesem Fall ist eine ideale Linearisierung theoretisch möglich — und ausreichend hohem Intermodulationsabstand wird bei beiden Signalen eine Nachbarkanalunterdrückung $U_{dB} \approx 62$ dB erzielt. Die bei der vorgegebenen Stützstellenanzahl $N_T = 1024$ maximal erzielbare Nachbarkanalunterdrückung von etwa 73 dB wird bei $\pi/4$ -DQPSK mit $\ddot{u}_{dB} \approx -0,5$ dB, bei Rauschen dagegen erst mit $\ddot{u}_{dB} \approx -1,5$ dB erreicht.

Bezüglich des erforderlichen Intermodulationsabstands bestehen deutliche Unterschiede zwischen den Signalen: während bei Rauschen bei einer ausreichend geringen Restübersteuerung eine Nachbarkanalunterdrückung entsprechend dem Intermodulationsabstand erzielt wird — für $\ddot{u}_{dB} = -2$ dB erhält man $U_{dB} \approx IMD3_{dB}$ —, ist die Nachbarkanalunterdrückung bei $\pi/4$ -DQPSK mindestens um 10 dB grösser als der Intermodulationsabstand. Demnach stellt ein rauschartiges Modulationssignal höhere Anforderungen an die Linearität des Messzweigs.

Für die weiteren Simulationen wird $\ddot{u}_{dB} = -0,5$ dB verwendet, siehe Tabelle 4.3; die Intermodulation wird deaktiviert. Daraus folgt für beide Modulationssignale eine maximal mögliche Nachbarkanalunterdrückung von etwa 73 dB.

4.7.2 Vorverzerrer-Tabelle

Die Abbildungen 4.27 und 4.28 zeigen den Einfluss der Stützstellenanzahl N_T in der Vorverzerrer-Tabelle und der Auflösung n_V im Tabellenpfad des komplexen Multiplizierers auf die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} . Die Anforderungen bezüglich der Auflösung n_V sind bei $\pi/4$ -DQPSK und Rauschen etwa gleich; bei Rauschen wird jedoch eine um den Faktor $1,5 \dots 2$ höhere Stützstellenanzahl benötigt, um dieselbe Nachbarkanalunterdrückung zu erzielen.

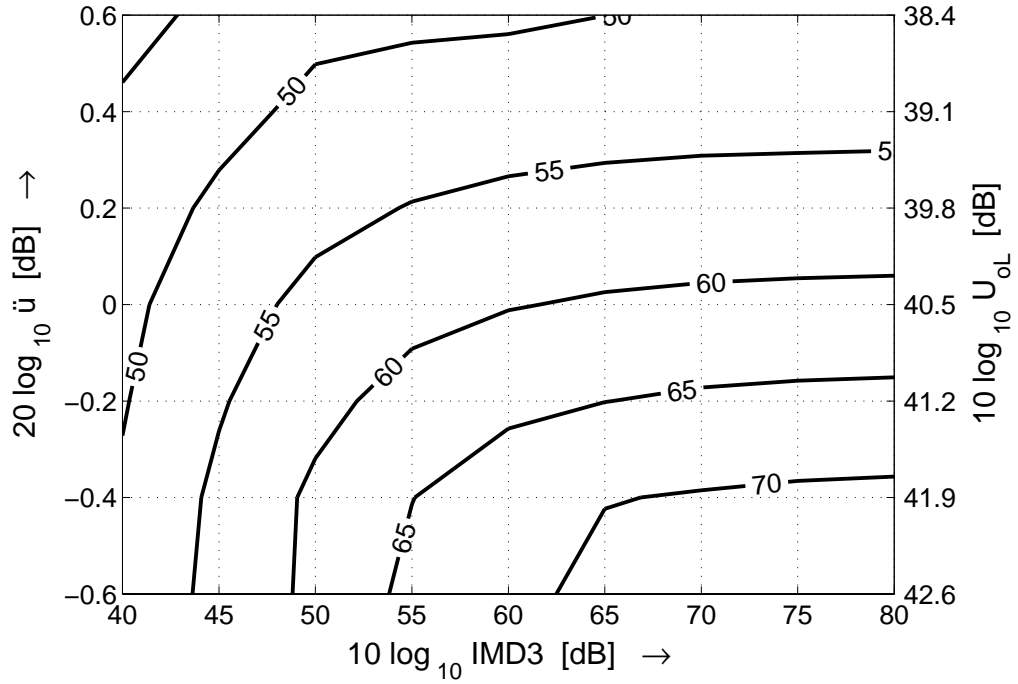


Abb. 4.25: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von der Intermodulation IMD3 und der Restübersteuerung \ddot{u} bei $\pi/4$ -DQPSK

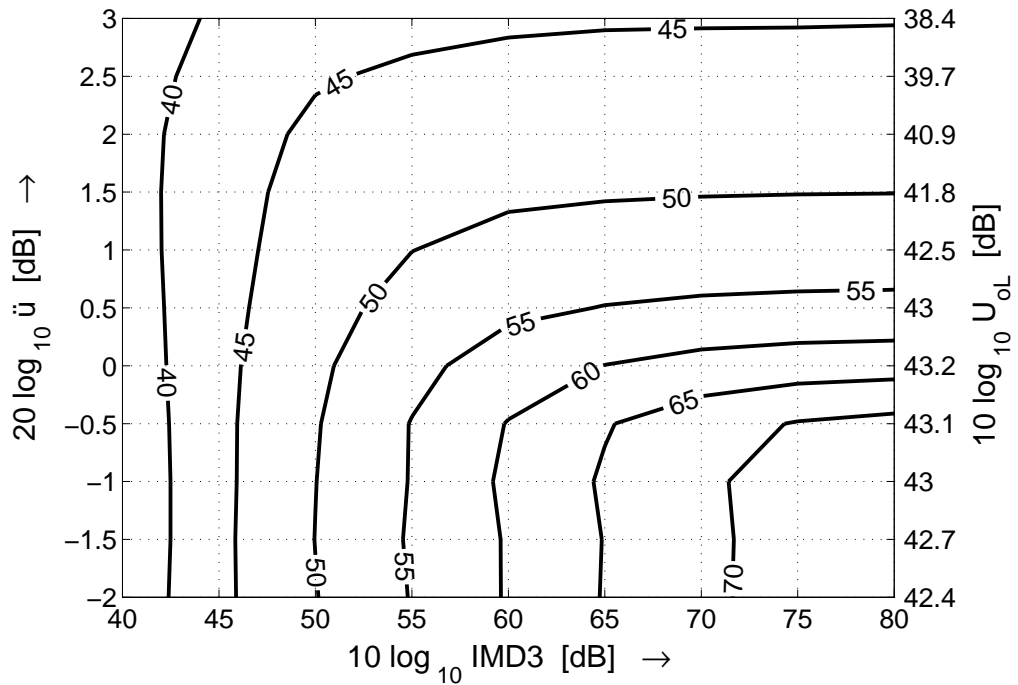


Abb. 4.26: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von der Intermodulation IMD3 und der Restübersteuerung \ddot{u} bei Rauschen

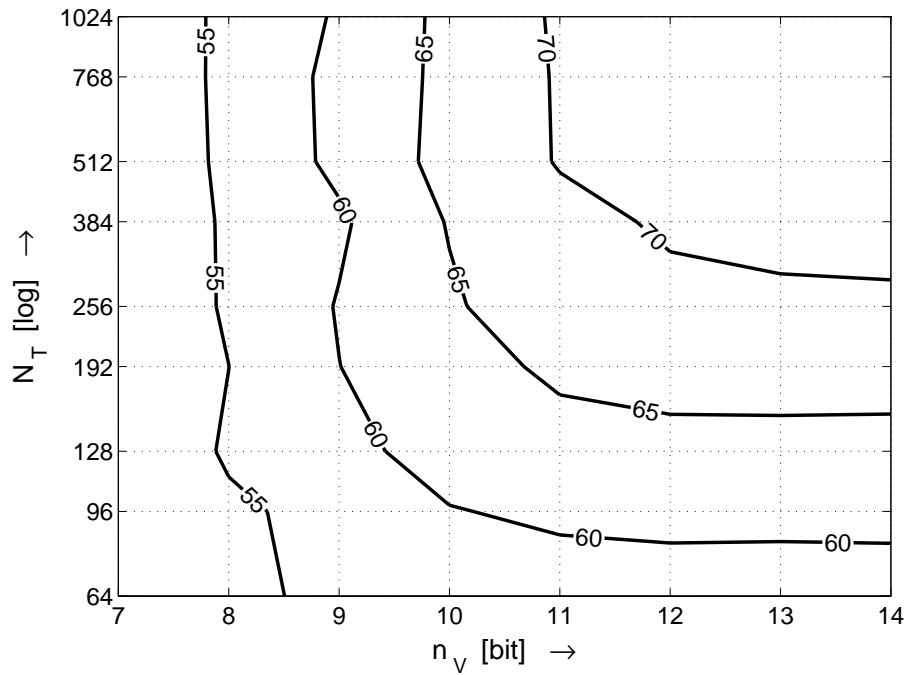


Abb. 4.27: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von der Auflösung n_V im Tabellenpfad und der Stützstellenanzahl N_T bei $\pi/4$ -DQPSK

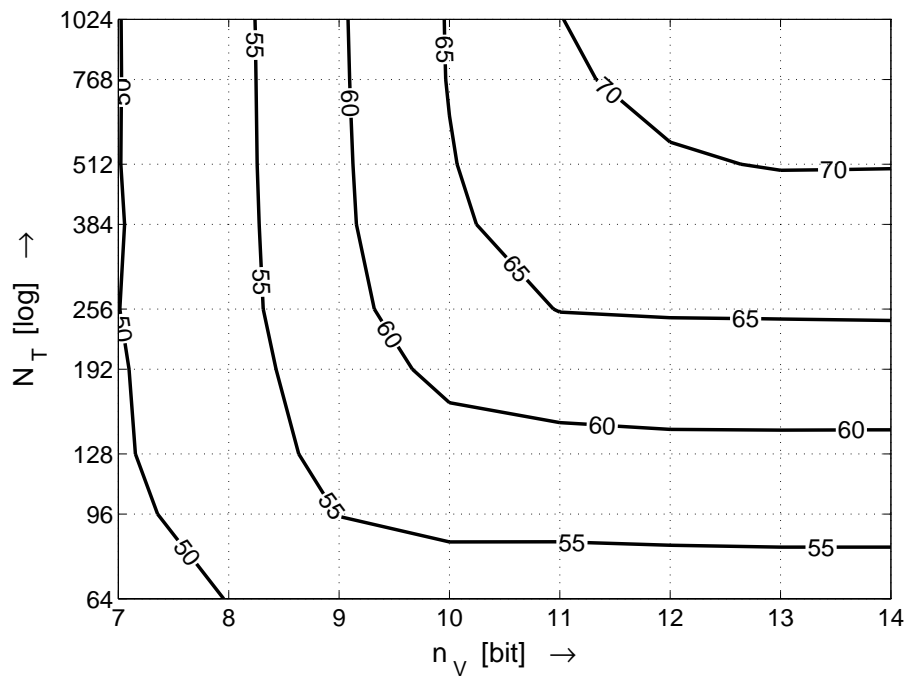


Abb. 4.28: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von der Auflösung n_V im Tabellenpfad und der Stützstellenanzahl N_T bei Rauschen

4.7.3 Auflösungen der Umsetzer

Die Abbildungen 4.29 und 4.30 zeigen den Einfluss der Auflösungen der Umsetzer auf die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} . Bezüglich des D/A-Umsetzers sind die Anforderungen bei Rauschen um etwa 1,3 bit höher als bei $\pi/4$ -DQPSK; dies entspricht der Differenz der Spitzenwertfaktoren: $\Delta C^{(pr)} \approx 8 \text{ dB} \rightarrow 1,3 \text{ bit}$. Bezüglich des A/D-Umsetzers sind die Anforderungen etwa gleich.

Die Anforderungen an den A/D-Umsetzer sind gering — für eine Nachbarkanalunterdrückung $U_{dB} = 65 \text{ dB}$ ist eine Auflösung von 6 bit ausreichend —, da weisses Rauschen durch die Mittelung der Adaption weitgehend unterdrückt wird. Bei Auflösungen unter 6 bit erhält man eine nicht mehr zu vernachlässigende Korrelation zwischen Nutzsignal und Quantisierungsfehler, die eine Verfälschung der identifizierten Kennlinie und damit eine Verringerung der Nachbarkanalunterdrückung zur Folge hat.

4.7.4 Bandbreiten der ZF-Filter

Die Abbildungen 4.31 und 4.32 zeigen den Einfluss der ZF-Bandbreiten auf die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} . In Abb. 4.31 verläuft die Höhenlinie mit $U_{dB} = 70 \text{ dB}$ aufgrund des flachen Verlaufs von U_{dB} und Ungenauigkeiten bei der Berechnung der Filter im Bereich $B_{ZF,E} \approx 5 \dots 6 \text{ MHz}$ ungleichmässig. Bei beiden Modulationssignalen gilt:

- Im Sendezeitweig wird die dreifache Bandbreite des Modulationssignals — hier etwa 15 MHz — benötigt, um die Intermodulation im ersten Nebenband ($2f_1 - f_2$, $3f_1 - 2f_2$, $4f_1 - 3f_2$, usw.) ausgleichen zu können.
- Im Messzeitweig wird nur die einfache Bandbreite — hier etwa 5 MHz — benötigt, da die nichtlinearen Verzerrungen im Nutzband (*in-band distortion*) zur Identifikation der Kennlinie ausreichen.

Demnach kann im Messzeitweig ein normales Kanalfilter eingesetzt werden.

4.7.5 Frequenzgangfehler

Die Abbildungen 4.33 bis 4.36 zeigen den Einfluss von Frequenzgangfehlern im Sende- und im Messzeitweig. Als Frequenzgangfehler wird ein linearer Phasenfehler und ein in Dezibel linearer Amplitudenfehler angenommen, siehe Abschnitt 4.6.7. Der lineare Phasenfehler entspricht einem Verzögerungsfehler und wird in Abtastintervallen angegeben. Beim Verzögerungsfehler ist es unerheblich, ob er im Sende- oder Messzeitweig lokalisiert ist, da eine zeitliche Verschiebung die Wirkung der nichtlinearen Komponenten nicht beeinflusst; für andere Phasenfehler gilt dies nicht. Man erkennt, dass die zulässigen Fehler bei $\pi/4$ -DQPSK deutlich geringer sind als bei Rauschen.

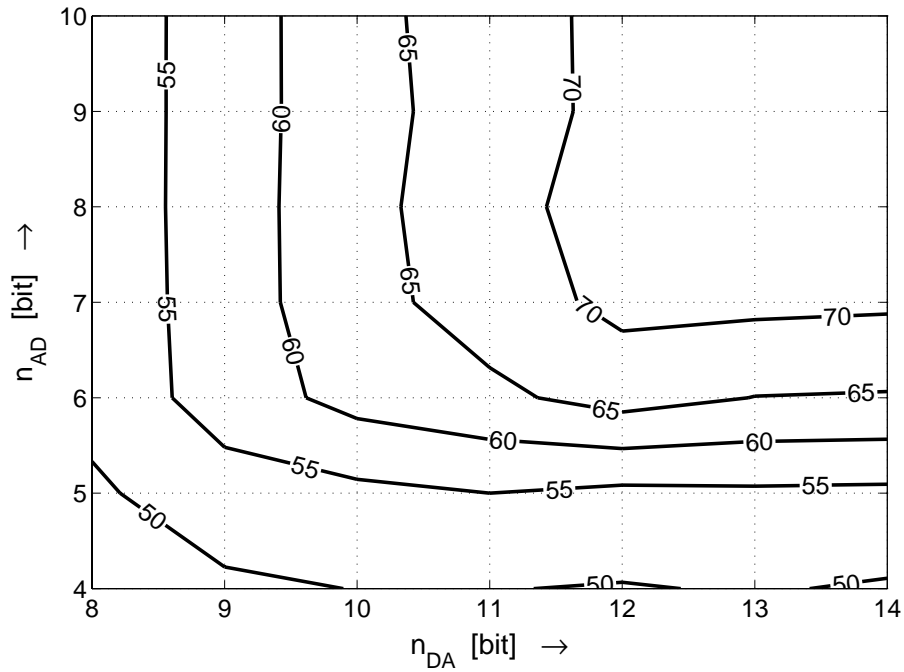


Abb. 4.29: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von den Auflösungen n_{DA} und n_{AD} des D/A- und des A/D-Umsetzers bei $\pi/4$ -DQPSK

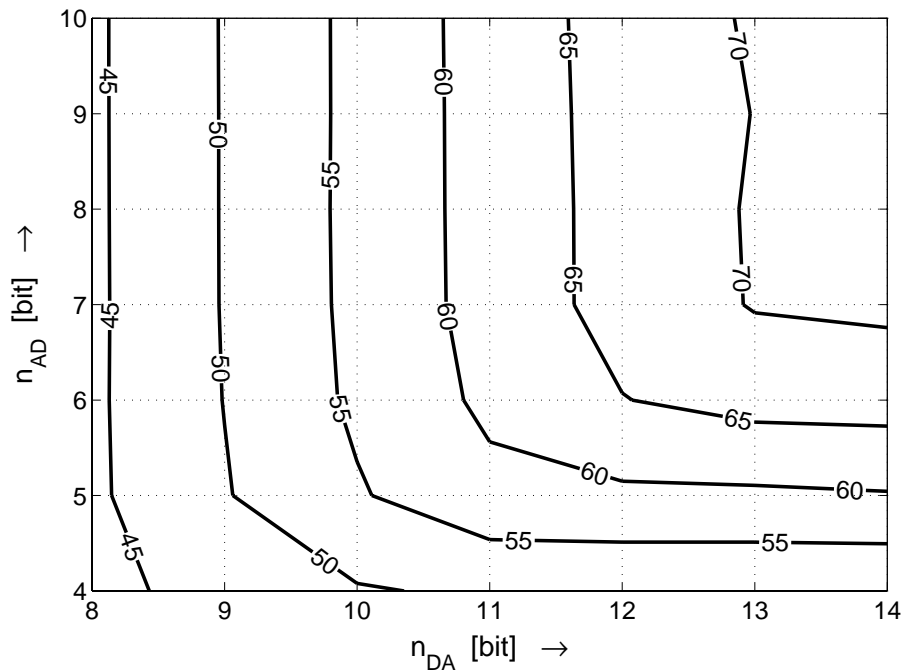


Abb. 4.30: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von den Auflösungen n_{DA} und n_{AD} des D/A- und des A/D-Umsetzers bei Rauschen

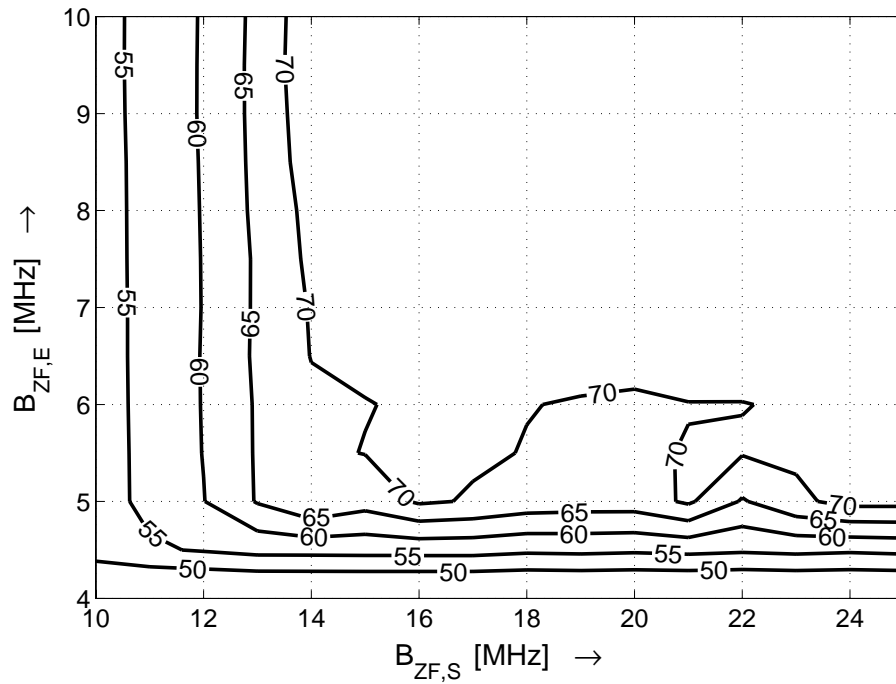


Abb. 4.31: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von den Bandbreiten $B_{ZF,S}$ und $B_{ZF,E}$ der ZF-Filter bei $\pi/4$ -DQPSK

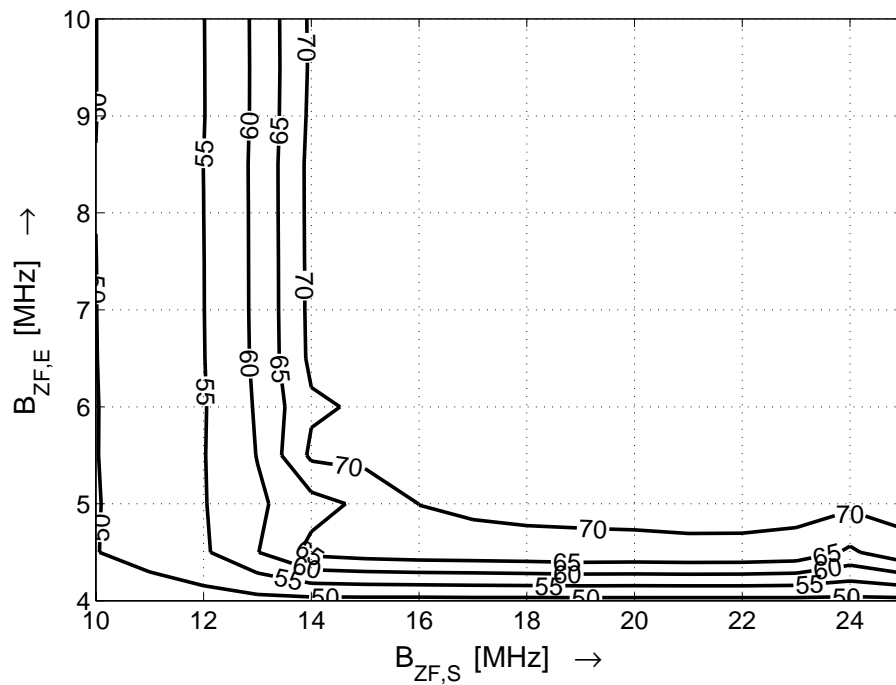


Abb. 4.32: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von den Bandbreiten $B_{ZF,S}$ und $B_{ZF,E}$ der ZF-Filter bei Rauschen

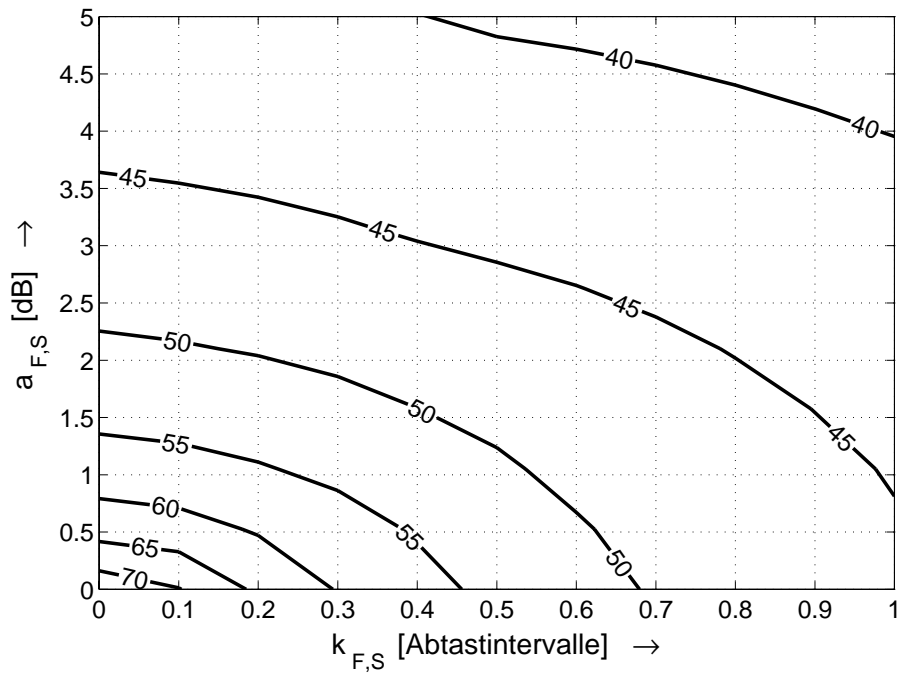


Abb. 4.33: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit vom Frequenzgangfehler im Sendezweig bei $\pi/4$ -DQPSK

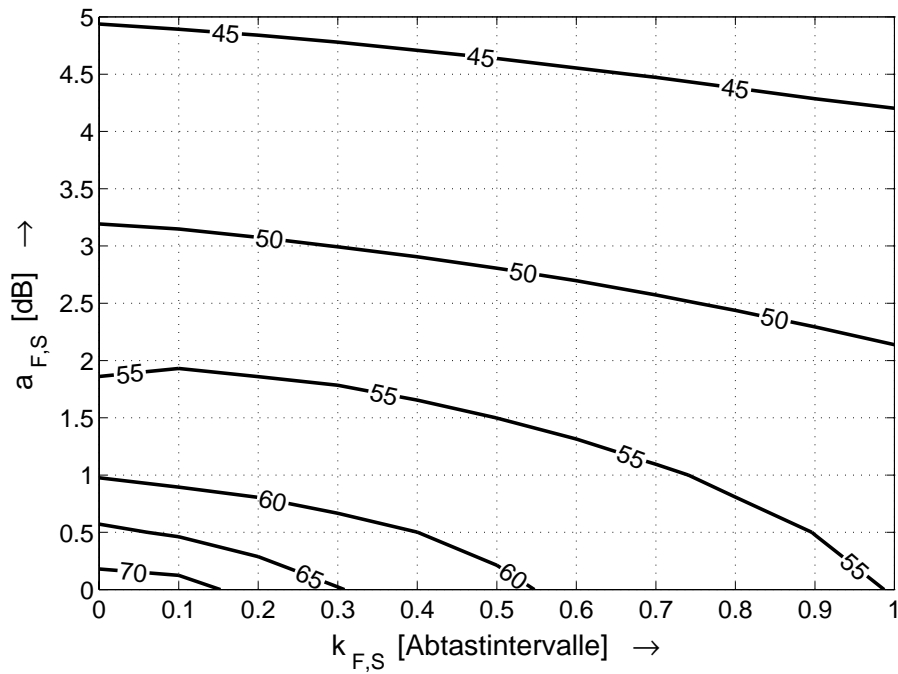


Abb. 4.34: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit vom Frequenzgangfehler im Sendezweig bei Rauschen

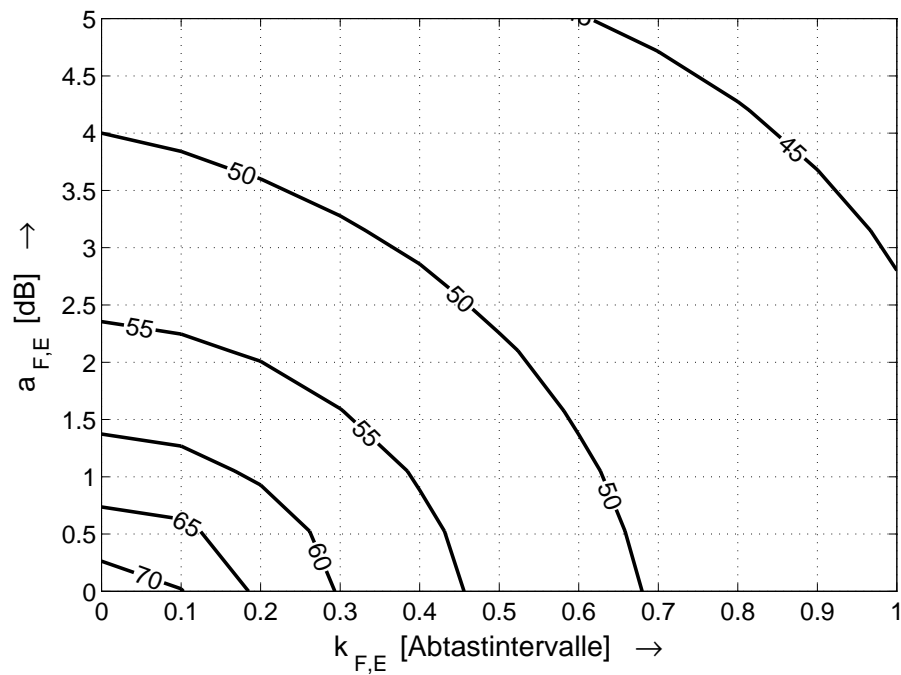


Abb. 4.35: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit vom Frequenzgangfehler im Messzweig bei $\pi/4$ -DQPSK

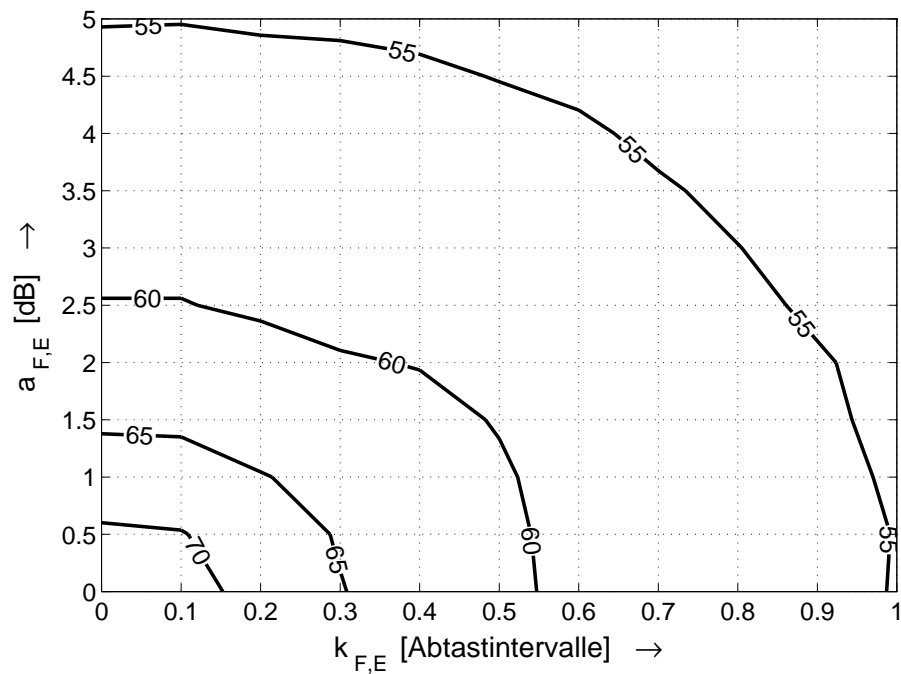


Abb. 4.36: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit vom Frequenzgangfehler im Messzweig bei Rauschen

4.7.6 Adaptionverfahren

Bei den in den letzten Abschnitten beschriebenen Systemsimulationen wurde zur Berechnung der Vorverzerrer-Tabelle die Adaption durch Identifikation (*AI*) aus Abschnitt 4.5.3 mit fünf Koeffizienten und den Potenzen $1 \dots 5$ verwendet, die im folgenden mit $AI-1(1)5$ bezeichnet wird. Dieses Verfahren liefert bezogen auf die Anzahl der Koeffizienten die besten Ergebnisse. Nachteilig ist der hohe Rechenaufwand bei der numerischen Inversion der identifizierten Kennlinien. Alternativ kann man die Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie (*AV*) aus Abschnitt 4.5.5 verwenden; dabei werden sieben Koeffizienten mit den Potenzen $1 \dots 7$ benötigt, um vergleichbare Ergebnisse zu erzielen. Dieses Verfahren wird im folgenden mit $AV-1(1)7$ bezeichnet. Eine Verwendung nur ungerader Potenzen ($1, 3, 5, \dots$) bei Verfahren des Typs $AI-1(2)x$ oder $AV-1(2)x$ scheidet in beiden Fällen aus, da die erzielten Ergebnisse erheblich schlechter sind.

Abbildung 4.37 zeigt einen Vergleich der erzielten Nebkanalunterdrückung U bei den Verfahren $AI-1(1)5$ und $AV-1(1)7$. Als Modulationssignal wird Rauschen verwendet. Zum Vergleich sind die besten, mit ungeraden Potenzen erzielten Ergebnisse ($AI-1(2)13$ und $AV-1(2)11$) angegeben; in diesem Fall sind die Ergebnisse der Adaption der Vorverzerrer-Kennlinie trotz geringerer Koeffizientenzahl ($AV-1(2)11 \rightarrow 6$ Koeffizienten; $AI-1(2)13 \rightarrow 7$ Koeffizienten) besser

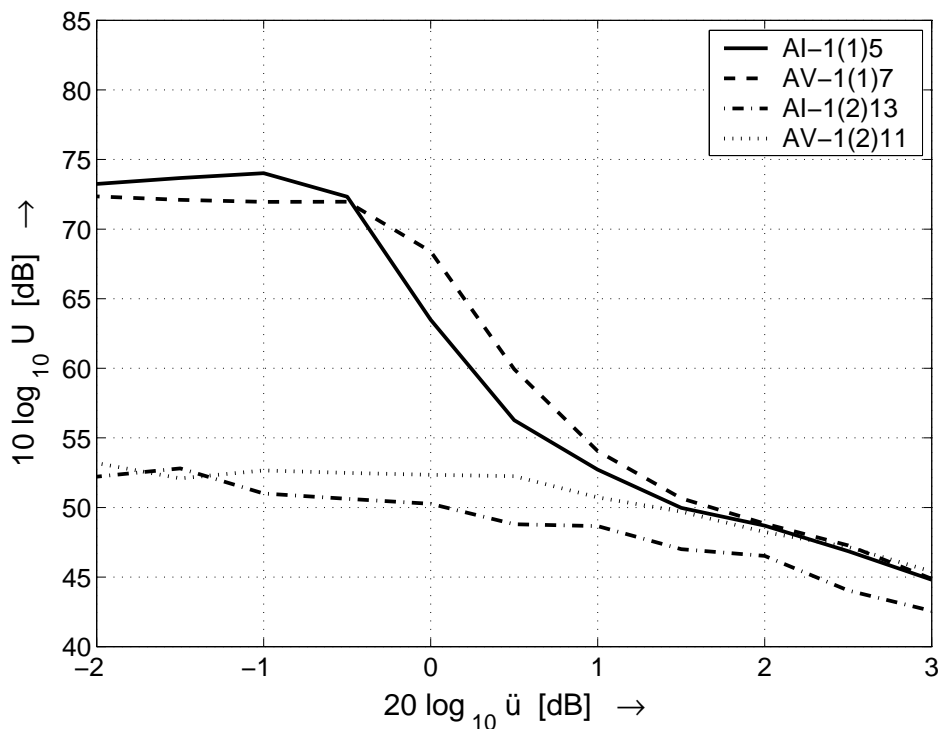


Abb. 4.37: Nebkanalunterdrückung U bei Rauschen in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} für verschiedene Adaptionverfahren

als die der Adaption durch Identifikation, da die Verwendung höherer Potenzen dieses Verfahren begünstigt.

In diesem Zusammenhang muss noch einmal darauf hingewiesen werden, dass die Ergebnisse stark von den Kennlinien des Sendeverstärkers abhängen. So ist das schlechte Abschneiden der Adaptionverfahren mit ungeraden Potenzen eine Folge der zwar schwachen, bezüglich der Adaptionverfahren aber signifikanten Klasse-AB-Charakteristik des verwendeten LDMOS-Leistungsverstärkers. Der bei Verwendung ungerader Potenzen zu verzeichnende Verlust an Nachbarkanalunterdrückung nimmt mit zunehmender Klasse-AB-Charakteristik weiter zu. Bei Klasse-A-Sendeverstärkern ist der Verlust am geringsten, verschwindet aber nicht ganz, wie diverse Versuche, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden, gezeigt haben.

4.7.7 Vergleich mit idealisiertem System

Zur Bewertung der erzielten Ergebnisse wird ein Vergleich mit einem idealisierten System vorgenommen. Dieses idealisierte System verwendet eine durch numerischer Inversion der tatsächlichen — also nicht der per Adaption identifizierten — Kennlinien des Sendeverstärkers berechnete Vorverzerrer-Tabelle und besitzt keine Bandbreitenbegrenzung im Sende- und Messzweig; die Stützstellenanzahl in der Vorverzerrer-Tabelle beträgt $N_T = 1024$. Abbildung 4.38 zeigt einen Vergleich der Nachbarkanalunterdrückung U des adaptiven und des idealisierten Systems in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} für ein rauschartiges Modulations-signal. Man erkennt, dass das idealisierte System die theoretische Grenze nach Gleichung (3.12) erreicht; die Begrenzung auf $U_{dB} \approx 80$ dB ist eine Folge der endlichen Stützstellenanzahl. Die Nachbarkanalunterdrückung des Systems mit Adaption ist deutlich geringer. In der Praxis ist der Verlust an Restübersteuerung bei gleicher Nachbarkanalunterdrückung von Interesse. Dieser Verlust entspricht dem Verlust an Sendeleistung bei gleicher Nachbarkanalunterdrückung und beträgt im vorliegenden Fall $\Delta \ddot{u}_{dB} \approx 1 \dots 1,2$ dB.

Abbildung 4.38 zeigt ferner, dass bei einer Erhöhung der Koeffizientenanzahl von 5 auf 8 ($AI-1(1)5 \rightarrow AI-1(1)8$) die maximal erzielbare Nachbarkanalunterdrückung zwar zunimmt, der Gewinn an Restübersteuerung im Bereich $U_{dB} < 70$ dB jedoch sehr gering ist. Da die numerische Stabilität und das Extrapolationsverhalten mit zunehmender Koeffizientenanzahl schlechter werden, wird man in der Praxis möglichst wenig Koeffizienten verwenden; im konkreten Fall ist deshalb das Verfahren $AI-1(1)5$ als günstiger einzustufen. In diesem Zusammenhang wird auch deutlich, dass als Hauptursache für den Verlust an Restübersteuerung im Vergleich zum idealisierten System die prinzipielle Schwierigkeit, eine typische Klasse-AB-Kennlinie mit einem Polynom zu beschreiben, angesehen werden muss.

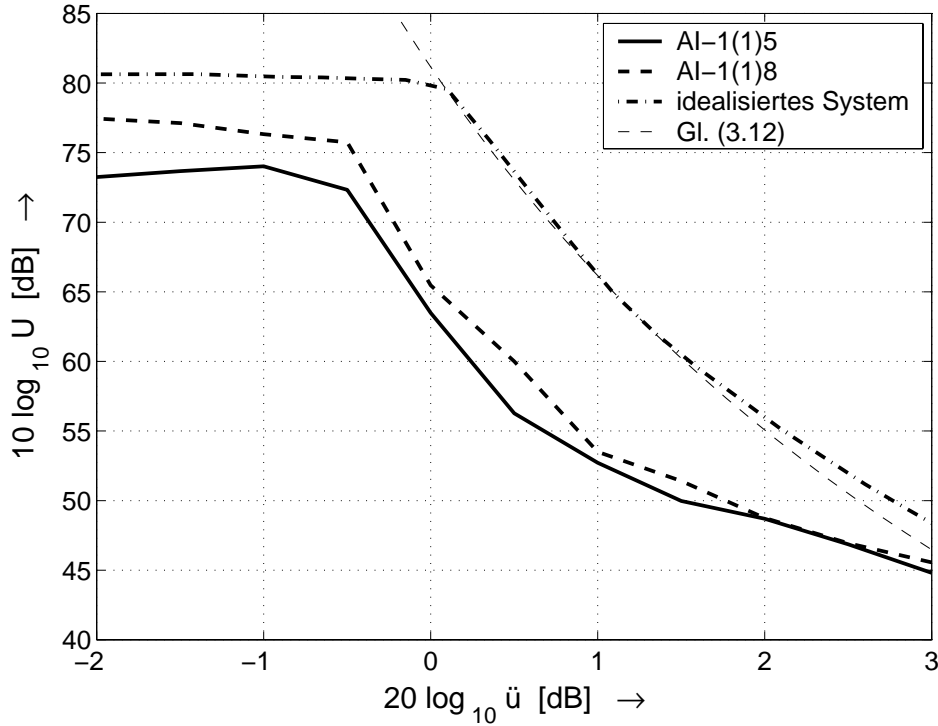


Abb. 4.38: Vergleich der Nachbarkanalunterdrückung U des adaptiven und des idealisierten Systems in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} für ein rauschartiges Modulationssignal

4.7.8 Verwendung verschiedener Adress-Kennlinien

Bei den Simulationen in den vorausgehenden Abschnitten wurde die Vorverzerrer-Tabelle ausschliesslich über das Betragsquadrat des Modulationssignals adressiert. Auf die damit verbundene, vor allem bei Sendeverstärkern mit Klasse-AB-Charakteristik ungünstige Häufung der Stützstellen im Bereich grosser Beträge des Modulationssignals wurde bereits im Abschnitt 2.3.3 hingewiesen, siehe Abb. 2.23 auf Seite 43. Eine günstigere Verteilung der Stützstellen erhält man durch den Einsatz einer der im Abschnitt 4.2.2 beschriebenen Adress-Kennlinien; dadurch wird bei gleicher Stützstellenanzahl N_T eine höhere Nachbarkanalunterdrückung U erzielt. Abbildung 4.39 zeigt dies am Beispiel des idealisierten Systems aus Abschnitt 4.7.7 für ein rauschartiges Modulationssignal. Man erkennt, dass die Stützstellenanzahl bei einer Adressierung über den Betrag um den Faktor 4 (Betragsquadrat mit $N_T = 1024 \rightarrow$ Betrag mit $N_T = 256$) reduziert werden kann. Bei den Adress-Kennlinien 1 und 2 hat eine entsprechende Reduktion der Stützstellenanzahl einen Verlust an maximaler Nachbarkanalunterdrückung von $3 \dots 5$ dB zur Folge; der Verlust an Restübersteuerung im Bereich $U_{dB} < 75$ dB ist jedoch vernachlässigbar gering. Zum Vergleich ist die Adressierung über das Betragsquadrat mit $N_T = 256$ Stützstellen dargestellt; hier beträgt der Verlust

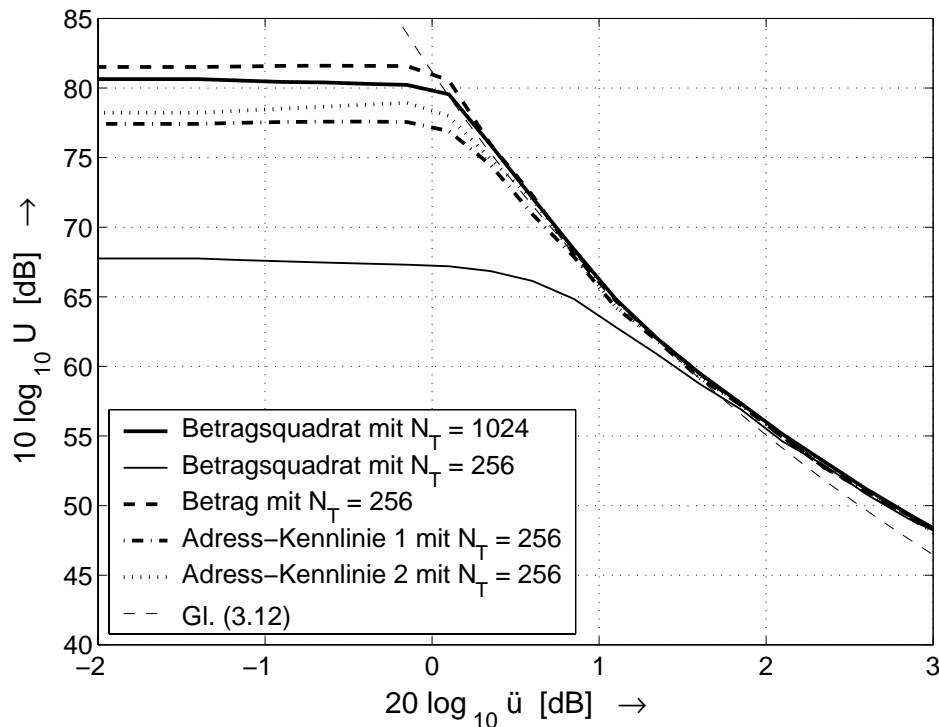


Abb. 4.39: Nachbarkanalunterdrückung U des idealisierten Systems in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} bei Verwendung verschiedener Adress-Kennlinien für ein rauschartiges Modulationssignal

an Nachbarkanalunterdrückung erwartungsgemäss etwa 12 dB, da die Reduktion der Stützstellenanzahl um den Faktor 4 einer Reduktion der Auflösung um 2 bit entspricht und das Quantisierungsgeräusch dadurch um 12 dB zunimmt.

4.7.9 Adaptionsverhalten

Die Simulation des Adaptionsverhaltens, ausgedrückt durch den zeitlichen Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung, kann nur beispielhaft erfolgen, da eine starke Abhängigkeit vom verwendeten Modulationssignal und von der Auswahl der Wertepaare für die Adaption besteht. Im folgenden wird der Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung für ein rauschartiges Modulationssignal in Abhängigkeit von der Rate des Vergessens, ausgedrückt durch den Parameter λ , simuliert; dabei wird die Adaption durch Identifikation mit fünf Koeffizienten und den Potenzen $1 \dots 5$ ($AI-1(1)5$) verwendet. Zur Auswahl der Wertepaare für die Adaption wird das Modulationssignal in Blöcke der Länge 1024 aufgeteilt, aus denen jeweils das erste und das betragsmässig grösste Wertepaar ausgewählt wird; dadurch wird im Mittel jedes 512-te Wertepaar verarbeitet und die Wahrscheinlichkeit für Wertepaare mit grossem Betrag erhöht. Nach jeweils 10 Adaptionsschritten wird die Vorverzerrer-Tabelle berechnet und die zugehörige Nachbarkanalunterdrückung

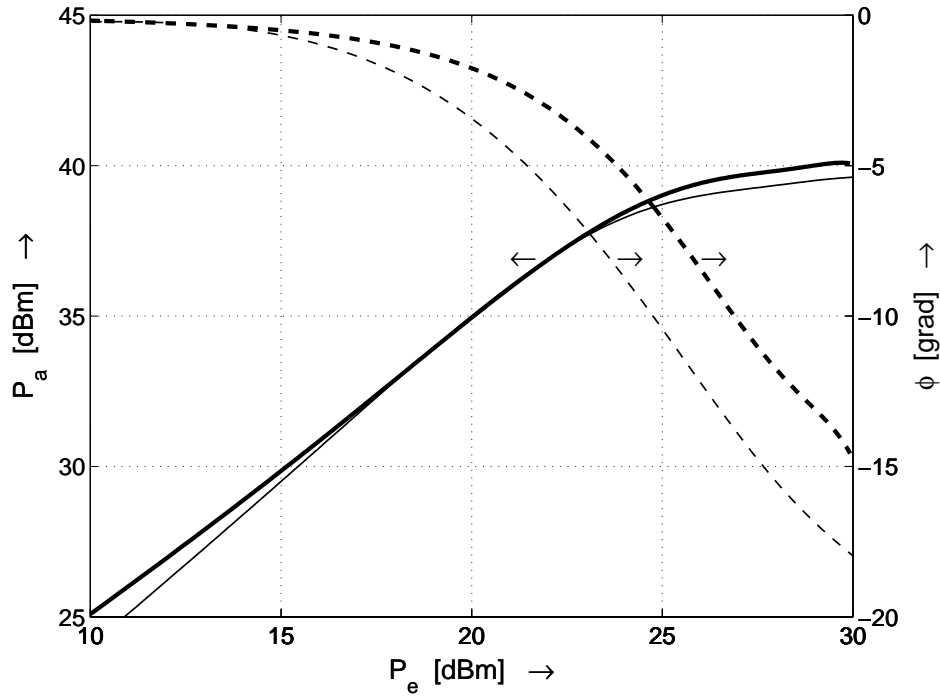


Abb. 4.40: Kennlinien des LDMOS-Verstärkers PTE10011 mit $I_{D0} = 65$ mA (dicke Linien) und $I_{D0} = 36$ mA (dünne Linien)

unter Verwendung des gesamten Modulationssignals in einer separaten Simulation ermittelt.

Die Simulation des Adaptionungsverhaltens umfasst 5000 Adaptionsschritte, d.h. es werden 500 Vorverzerrer-Tabellen berechnet und 500 separate Simulationen zur Ermittlung der zugehörigen Nachbarkanalunterdrückung durchgeführt. Für die ersten 2000 Adaptionsschritte werden die Kennlinien des LDMOS-Verstärkers PTE10011 bei einem Ruhestrom $I_{D0} = 65$ mA verwendet; anschliessend wird auf die Kennlinien für den Ruhestrom $I_{D0} = 36$ mA umgeschaltet. Abbildung 4.40 zeigt die Kennlinien im Vergleich. Durch die Reduktion des Ruhestroms wird die AB-Charakteristik des Verstärkers ausgeprägter; gleichzeitig nimmt die Sättigungsleistung um etwa 0,2 dB ab. Letzteres ist von besonderer Bedeutung, da dadurch die Unteraussteuerung $B_{e,dB}$ entsprechend ab-, die Restübersteuerung \ddot{u}_{dB} entsprechend zunimmt.

Abbildung 4.41 zeigt den Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung für $\lambda = 0$, d.h. ohne Vergessen, und $\lambda \in \{0,001; 0,003; 0,01\}$; Abb. 4.42 zeigt eine Vergrößerung des Verlaufs im Bereich der ersten 200 Adaptionsschritte. Man erkennt, dass die Vorverzerrer-Tabelle nach etwa 80 Adaptionsschritten eingeschwungen ist; die weitere Zunahme der Nachbarkanalunterdrückung nach 750 bzw. 1900 Adaptionsschritten wird durch zusätzliche Wertepaare mit grossem Betrag verursacht, die zwar eine Verbesserung bewirken, jedoch nicht mehr zum Einschwingvorgang

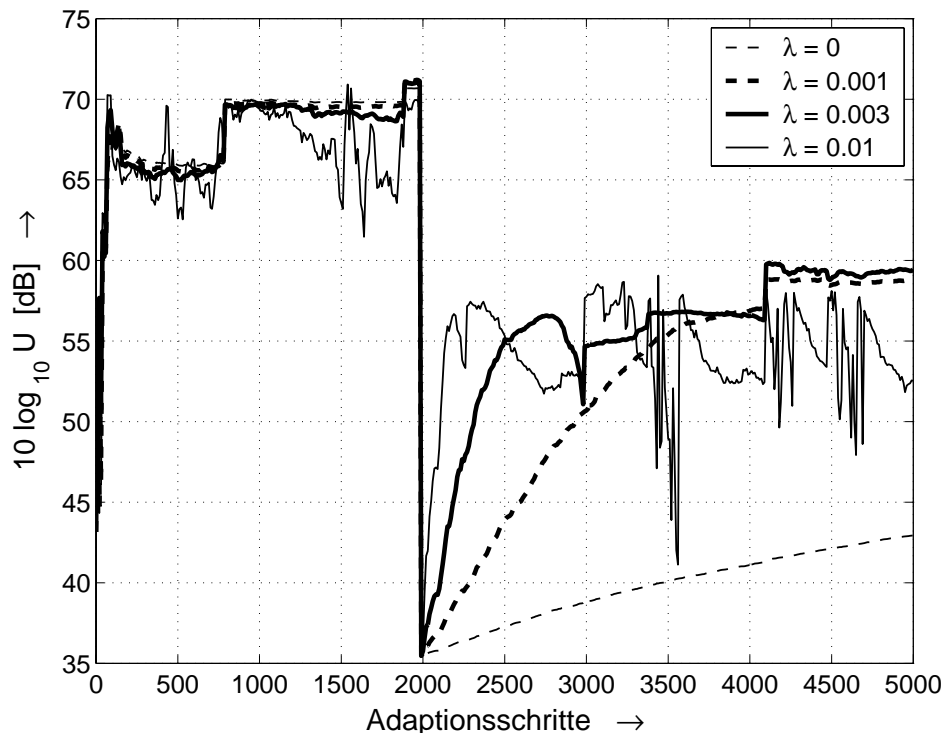


Abb. 4.41: Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung U für ein rauschartiges Modulationssignal in Abhängigkeit von der Rate des Vergessens (Parameter λ)

zu zählen sind. Die Rate des Vergessens hat nur geringen Einfluss auf den Einschwingvorgang.

Das Folgeverhalten der Adaption nach der Umschaltung der Kennlinien hängt erwartungsgemäss stark von der Rate des Vergessens ab. Als günstig erweist sich $\lambda = 0,003$; in diesem Fall werden etwa 700 Adaptionsschritte benötigt. Für $\lambda = 0,01$ werden zwar nur 200 Schritte benötigt, allerdings wirkt sich diese höhere Rate negativ auf das Verhalten im eingeschwungenen Zustand aus. Nach der Umschaltung wird nur noch eine Nachbarkanalunterdrückung von knapp 60 dB erzielt. Ursache hierfür ist die ausgeprägtere Klasse-AB-Charakteristik des Verstärkers bei reduziertem Ruhestrom und die Zunahme der Restübersteuerung aufgrund der Abnahme der Sättigungsleistung; dadurch reduziert sich die maximal erzielbare Nachbarkanalunterdrückung von 72,5 dB auf 61 dB.

Man erkennt, dass der Einschwingvorgang zu Beginn der Simulation deutlich schneller abläuft als der Folgevorgang nach dem Umschalten der Kennlinien: für ersteren werden etwa 80, für letzteren etwa 700 Adaptionsschritte benötigt. Da sich für den eingeschwungenen Zustand ein Wert von $\lambda \leq 0,003$ empfiehlt, kann man den Folgevorgang nur durch einen vorübergehend höheren Wert für λ beschleunigen. Als Kriterium bietet sich der Approximationsfehler der letzten

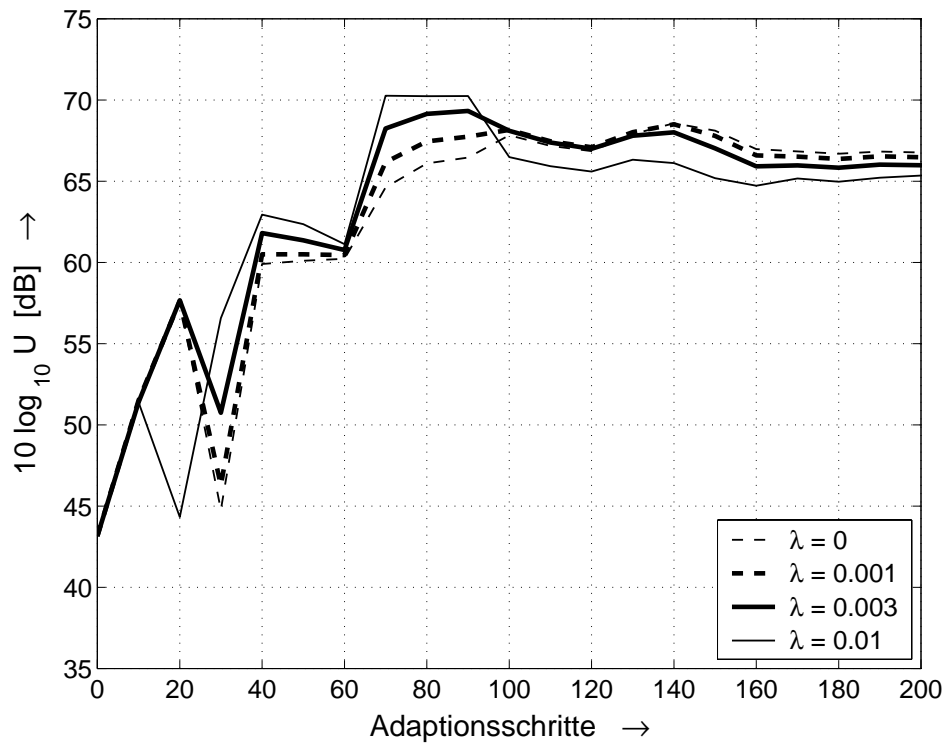


Abb. 4.42: Verlauf des Einschwingvorgangs der Nachbarkanalunterdrückung U für ein rauschartiges Modulationssignal in Abhängigkeit von der Rate des Vergessens (Parameter λ)

Adaptionsschritte an: tritt in mehreren, aufeinanderfolgenden Adaptionsschritten ein Fehler oberhalb einer geeignet gewählten Schranke auf, wird λ erhöht, um eine schnelle Anpassung der Kennlinie zu ermöglichen; bleibt der Fehler anschliessend für mehrere Schritte unterhalb der Schranke, wird λ wieder reduziert. Versuche hierzu wurden im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt.

Kapitel 5

Messaufbau und Messergebnisse

Zur Verifikation der im Abschnitt 4.7 beschriebenen Systemsimulation wurde in Kooperation mit dem Institut für Integrierte Schaltungen der Fraunhofer-Gesellschaft (FhG-IIS) ein Messaufbau erstellt, der im folgenden als *Demonstrator* bezeichnet wird. In diesem Zusammenhang waren die Aktivitäten im Rahmen der vorliegenden Arbeit zeitweise mit dem BMBF-Projekt *GALILEI*¹ verknüpft [40],[41].

5.1 Aufbau des Demonstrators

Abbildung 5.1 zeigt den Aufbau des Demonstrators; er entspricht — abgesehen von einigen zusätzlichen Komponenten — dem Blockschaltbild des Linearisierungssystems in Abb. 4.1 auf Seite 84.

Der Demonstrator ist hybrid aufgebaut, d.h. die Komponenten werden zum Teil durch Hardware, zum Teil durch Software realisiert:

- Alle digitalen Komponenten des Linearisierungssystems — darunter fallen die Komponenten des Vorverzerrers, der digitale I/Q-Modulator im Sendezweig und der digitale I/Q-Demodulator im Messzweig — werden durch Software-Komponenten im Mathematikprogramm MATLAB realisiert, siehe Abb. 5.1; hinzu kommen weitere Software-Komponenten zur Steuerung des Demonstrators.
- Alle analogen Komponenten einschliesslich der Umsetzer sind Hardware-Komponenten. Im Sendezweig dient ein programmierbarer Funktionsgenerator (AWG, *arbitrary waveform generator*) SONY/TEK AWG 2021 als D/A-Umsetzer. Die A/D-Umsetzung im Messzweig erfolgt mit einer PC-Einschubkarte (ISA-Karte) mit A/D-Umsetzer und Pufferspeicher. Beide Umsetzer haben eine Auflösung von 12 bit.

¹Leitprojekt *Mobile Kommunikationssysteme*, Teilvorhaben *Linearisierung von HF-Leistungsverstärkern: GALILEI* — GaAs / Lineare Leistungsverstärker.

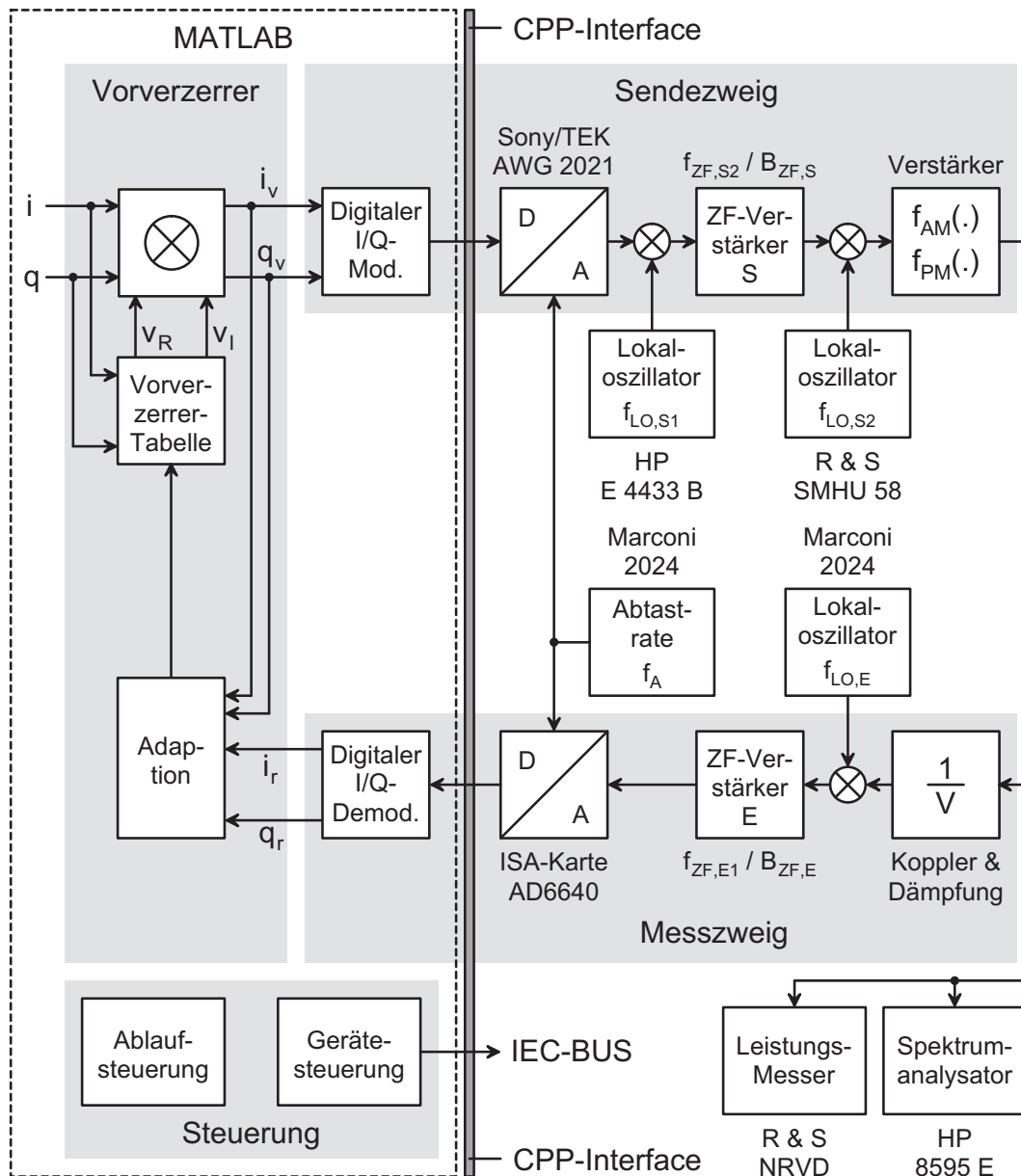


Abb. 5.1: Aufbau des Demonstrators. Das CPP-Interface trennt die Software-Komponenten (links) von den Hardware-Komponenten (rechts).

- Die Kommunikation zwischen den Software-Komponenten in MATLAB und den programmierbaren Hardware-Komponenten erfolgt über ein CPP-Interface, das aus mehreren, in *C++* erstellten Bibliotheken — sogenannten *dynamic link libraries* (DLLs) — besteht. Die Kommunikation umfasst das Konfigurieren der Geräte über den IEC-Bus (GPIB, *general purpose interface bus*) und die Übertragung von Daten von und zu den Pufferspeichern der Umsetzer.

5.1.1 Ablauf

Aufgrund des hybriden Aufbaus und der begrenzten Speichertiefe der Pufferspeicher können im Hardware-Teil des Demonstrators nur Sequenzen mit einer maximalen Länge von 262144 Abtastwerten (256 kWorte) in Echtzeit verarbeiten werden; ein kontinuierlicher Echtzeit-Betrieb ist nicht möglich. Bei einer Abtastrate $f_A = 56$ MHz beträgt die maximale Sequenzdauer 4,7 Millisekunden.

Die Verarbeitung einer Sequenz besteht aus folgenden Schritten:

- Vorverzerrung und digitale I/Q-Modulation der Sequenz in MATLAB;
- Laden der resultierenden Sequenz in den Pufferspeicher des programmierbaren Funktionsgenerators (AWG);
- Übertragung über die Hardware-Komponenten;
- Lesen des rückgeführten ZF-Signals aus dem Pufferspeicher der ISA-Karte;
- digitale I/Q-Demodulation und Adaption der Vorverzerrer-Tabelle in MATLAB.

Anschliessend wird die Sequenz erneut verarbeitet.

5.1.2 Takt- und Frequenzerzeugung

Zur Erzeugung der Abtastrate f_A und den drei Lokaloszillator-Frequenzen — $f_{LO,S1}$ und $f_{LO,S2}$ im Sendezweig und $f_{LO,E}$ im Messzweig — werden Signalgeneratoren von Hewlett-Packard (HP), Rohde & Schwarz (R&S) und Marconi eingesetzt; sie sind auf der Referenzebene (10 MHz) synchronisiert, d.h. phasensarr gekoppelt.

5.1.3 Mischer und ZF-Verstärker

Als Mischer werden handelsübliche gehäuste Dioden-Ringmischer mit SMA-Anschlüssen eingesetzt. Bei den ZF-Verstärkern konnte auf bereits vorhandene, im Rahmen des Projektes *GALILEI* konzipierte Verstärker zurückgegriffen werden.

5.1.4 Messung der Sendeleistung und der Nachbarkanalunterdrückung

Die Messung der Nachbarkanalunterdrückung erfolgt mit einem Spektrumanalysator HP 8595 E. Da die erzielbare Dynamik von der Leistung am Eingang des Spektrumanalysators abhängt, muss eine Abschwächung des Sendesignals auf den optimalen Leistungspegel erfolgen und — als Folge — ein zusätzlicher Leistungsmesser zur Messung der tatsächlichen Ausgangsleistung eingesetzt werden.

5.1.5 Steuerung

Die Software-Komponenten zur Steuerung setzen sich aus Komponenten zur Steuerung der Geräte über den IEC-Bus — den *Geräte-Treibern* — und der Ablaufsteuerung zusammen. Letztere entspricht der Ablaufsteuerung der im Abschnitt 4.7 beschriebenen Systemsimulation, so dass Simulation und Messung auf oberster Ebene von identischen Komponenten gesteuert werden; dabei legt eine Systemvariable fest, ob die Sequenz über die Hardware-Komponenten übertragen oder die Übertragung simuliert wird.

5.1.6 Weitere Komponenten des Demonstrators

Zwei Komponenten des Demonstrators sind in Abb. 5.1 nicht explizit dargestellt:

- Im Sendezweig befindet sich zwischen I/Q-Modulator und D/A-Umsetzer der im Abschnitt 4.3.3 beschriebene Sinc-Entzerrer zur Entzerrung der $\sin x/x$ -Amplitudenbewertung durch den D/A-Umsetzer; er wird im Demonstrator durch eine Software-Komponente in MATLAB realisiert.
- Im Messzweig findet nach der I/Q-Demodulation ein Laufzeitausgleich mit der im Abschnitt 4.5.1 beschriebenen Laufzeitregelung statt.

Auf der Steuerungsebene sind neben der Komponente zur Ablaufsteuerung einer normalen Messung weitere Komponenten zur Messung von Verstärker-Kennlinien, Frequenz- und Phasengängen vorhanden.

5.2 Messungen

Die Messungen wurden — soweit möglich — entsprechend den Systemsimulationen im Abschnitt 4.7 durchgeführt; als Modulationssignal wird jedoch nur Rauschen verwendet. Die Messungen werden mit parallel, unter Annahme gleicher Systemparameter ermittelten Ergebnissen der Systemsimulation unterlegt, um einen direkten Vergleich zu ermöglichen. Die Ergebnisse aus Abschnitt 4.7 sind für einen Vergleich nicht geeignet, da sie unter Annahme idealisierter Werte für die nicht variierten Parameter ermittelt wurden. Die Standardwerte der Systemparameter sind in Tabelle 5.1, die Frequenzen in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Bei den Umsetzern wird in der Systemsimulation anstelle der nominalen Auflösung von 12 bit die effektive Auflösung entsprechend den Herstellerangaben verwendet: $n_{DA} = 11$ bit beim D/A-Umsetzer und $n_{AD} = 10$ bit beim A/D-Umsetzer, siehe Tabelle 5.1.

Bei den Messungen werden jeweils ein oder zwei Systemparameter variiert und die zugehörigen Werte für Nachbarkanalunterdrückung ermittelt. Die Messungen sind weniger umfangreich als die Systemsimulationen im Abschnitt 4.7,

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
allgemeine Parameter			
Abtastrate	f_A	56	MHz
Aussteuerung			
Unteraussteuerung	B_e	12	dB
bzw. Restübersteuerung	\ddot{u}	- 0,9	dB
Vorverzerrer			
Stützstellenanzahl	N_T	256	-
Adress-Kennlinie	-	keine ⁺⁾	-
Auflösung im Signalpfad	n_S	12	bit
Auflösung im Vorverstärkungspfad	n_V	12	bit
Sendezeit			
Auflösung des D/A-Umsetzers	n_{DA}	11	bit (effektiv)
ZF-Bandbreite	$B_{ZF,S}$	20	MHz
Amplitudenfehler	$a_{F,S}$	0	dB
linearer Phasenfehler	$k_{F,S}$	0	Abtastintervalle
Messzeit			
Amplitudenfehler	$a_{F,E}$	0	dB
linearer Phasenfehler	$k_{F,E}$	0	Abtastintervalle
Intermodulationsabstand	$IMD3$	80	dB
Auflösung des A/D-Umsetzers	n_{AD}	10	bit (effektiv)
ZF-Bandbreite	$B_{ZF,E}$	10	MHz

⁺⁾ d.h. Betragsquadrat

Tabelle 5.1: Systemparameter für die Messungen

da im Demonstrator nicht alle Systemparameter auf einfache Weise variiert werden können; darauf wird bei der Beschreibung der einzelnen Messungen näher eingegangen.

5.2.1 Aussteuerung

Abbildung 5.2 zeigt die gemessene und simulierte Nachbarkanalunterdrückung U mit und ohne Linearisierung in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} . Im Bereich hoher Restübersteuerung wird mit Linearisierung die theoretische Grenze nach Gl.(3.12) erreicht. Mit abnehmender Restübersteuerung beobachtet man einen zunehmenden Abstand zur theoretischen Grenze, der bei $U_{dB} \approx 54$ dB auf $\Delta \ddot{u}_{dB} \approx 2$ dB zunimmt. Bei $U \approx 54$ dB wird die Messgrenze des Demonstrators erreicht.

Frequenz	Symbol	Wert	Einheit
Sendezeit			
erste ZF-Frequenz	$f_{ZF,S1}$	14	MHz
erste Lokaloszillator-Frequenz	$f_{LO,S1}$	126	MHz
zweite ZF-Frequenz	$f_{ZF,S2}$	140	MHz
zweite Lokaloszillator-Frequenz	$f_{LO,S2}$	1330	MHz
Sendefrequenz	f_{HF}	1470	MHz
Messzeit			
Lokaloszillator-Frequenz	$f_{LO,E}$	1400	MHz
erste ZF-Frequenz	$f_{ZF,E1}$	70	MHz
Abtastrate ⁺⁾	f_A	56	MHz
zweite ZF-Frequenz	$f_{ZF,E2}$	14	MHz

⁺⁾ wirkt aufgrund der Unterabtastung als Lokaloszillator-Frequenz

Tabelle 5.2: Frequenzen für die Messungen

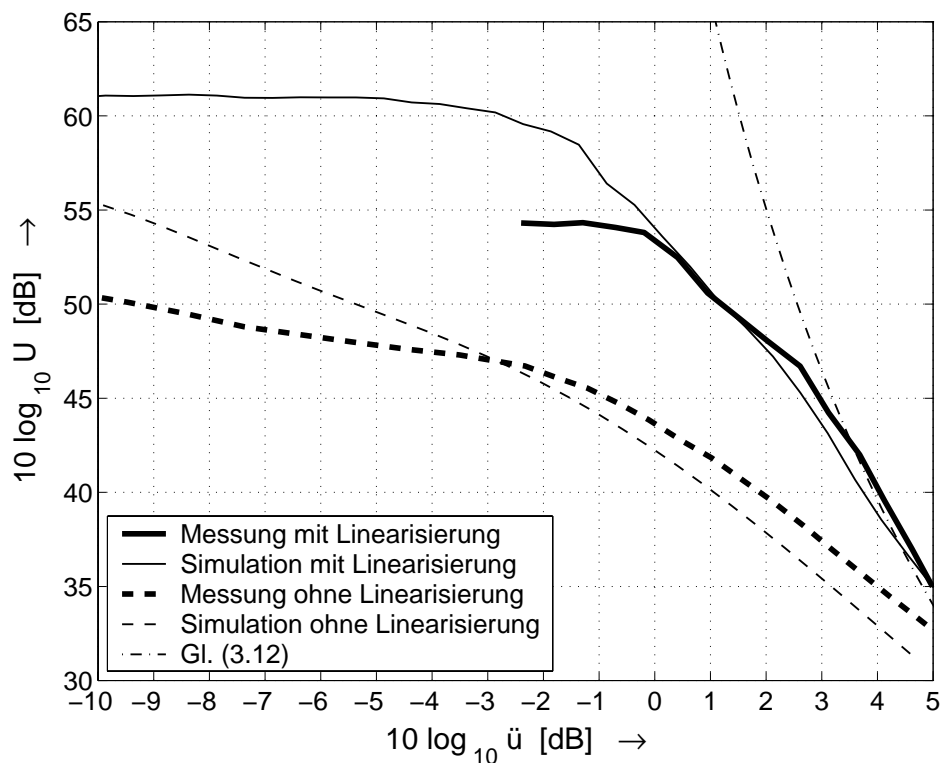


Abb. 5.2: Nachbarkanalunterdrückung U mit und ohne Linearisierung in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} (Signal: Rauschen)

Auffällig sind die Differenzen zwischen Simulation und Messung ohne Linearisierung; sie werden in erster Linie durch die Temperaturabhängigkeit der Kennlinien des Verstärkers verursacht, da die thermische Belastung im jeweiligen Betriebsfall je nach Aussteuerung mehr oder weniger stark von der thermischen Belastung bei der Messung der Kennlinien differiert. Deshalb müsste man streng genommen für jede Simulation Kennlinien mit der jeweils entsprechenden thermischen Belastung des Verstärkers verwenden. Darüber hinaus erwies sich der Verstärker als nicht langzeitstabil: die am Ende der Messkampagne gemessenen Kennlinien wiesen Unterschiede zu den am Anfang gemessenen Kennlinien auf, besonders bezüglich der Klasse-AB-Charakteristik. Deshalb ist der simulierte Verlauf der Nachbarkanalunterdrückung ohne Linearisierung in Abb. 5.2 monoton, während die entsprechende Simulation im Abschnitt 4.7 einen nichtmonotonen Verlauf ergab, wie die Werte für U_{oL} am rechten Rand von Abb. 4.26 auf Seite 128 zeigen. Im linearisierten Fall wirkt sich eine Ungenauigkeit bei der Modellierung der Kennlinien nicht aus, solange eine Beschreibung der mit der gewählten Anzahl an Koeffizienten möglich ist; deshalb stimmen Messung und Simulation mit Linearisierung bis zur Messgrenze des Demonstrators sehr gut überein.

5.2.2 Vorverzerrer-Tabelle

Abbildung 5.3 zeigt die Abhängigkeit der Nachbarkanalunterdrückung U von der Aussteuerung und der Stützstellenanzahl N_T in der Vorverzerrer-Tabelle. Man erhält — abgesehen von der Begrenzung der gemessenen Werte durch die Messgrenze — eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation. Es zeigt sich, dass eine Stützstellenanzahl von 256 in dem durch die Systemparameter in Tabelle 5.1 gegebenen Umfeld ausreichend ist.

5.2.3 Auflösungen der Umsetzer

Zur Messung der Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit von den Auflösungen der Umsetzer wurde das Signal vor der Übertragung zum programmierbaren Funktionsgenerator entsprechend der Auflösung n_{DA} des D/A-Umsetzers vorquantisiert und nach dem Auslesen aus der ISA-Karte entsprechend der Auflösung n_{AD} des A/D-Umsetzers nachquantisiert. Aus den Verläufen in Abb. 5.4 folgt, dass die Nachbarkanalunterdrückung unter den gegebenen Bedingungen durch die Auflösung n_{DA} des D/A-Umsetzers begrenzt wird. Eine Simulation ohne die entsprechende Quantisierung ergibt eine Nachbarkanalunterdrückung von 58 dB; mit $n_{AD} = 12$ bit werden 57 dB, mit $n_{DA} = 11$ bit 56,4 dB erzielt. Die erforderliche Auflösung n_{AD} des A/D-Umsetzers ist entsprechend den Ergebnissen der Systemsimulation im Abschnitt 4.7 deutlich geringer und liegt laut Simulation für $U_{dB} < 60$ dB unter 6 bit. Die Messungen bestätigen dies, soweit dies angesichts der Messgrenze von $U_{dB} = 54$ dB möglich ist.

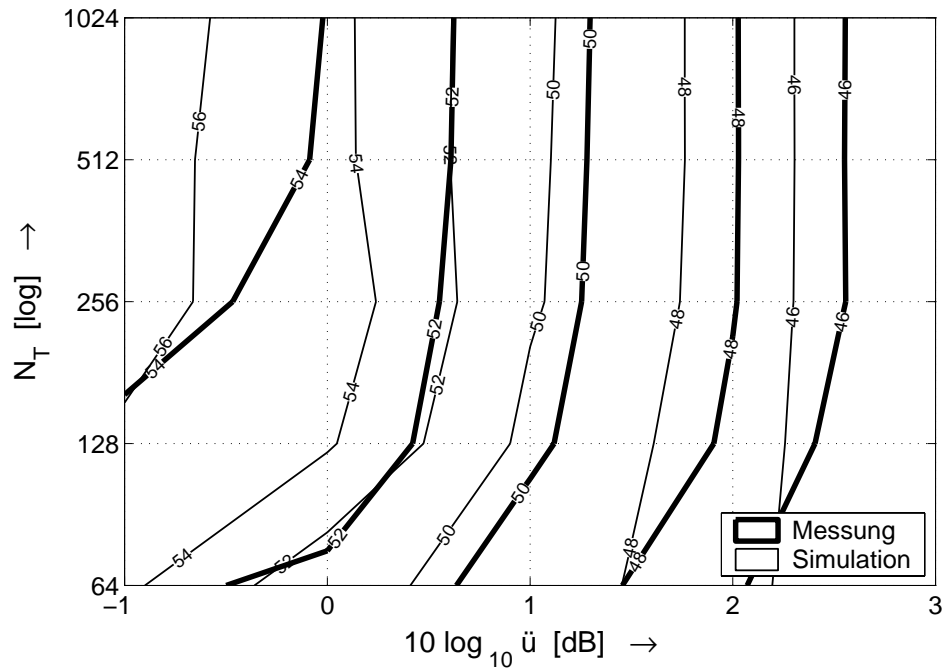


Abb. 5.3: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von der Restübersteuerung \ddot{u} und der Stützstellenanzahl N_T (Signal: Rauschen)

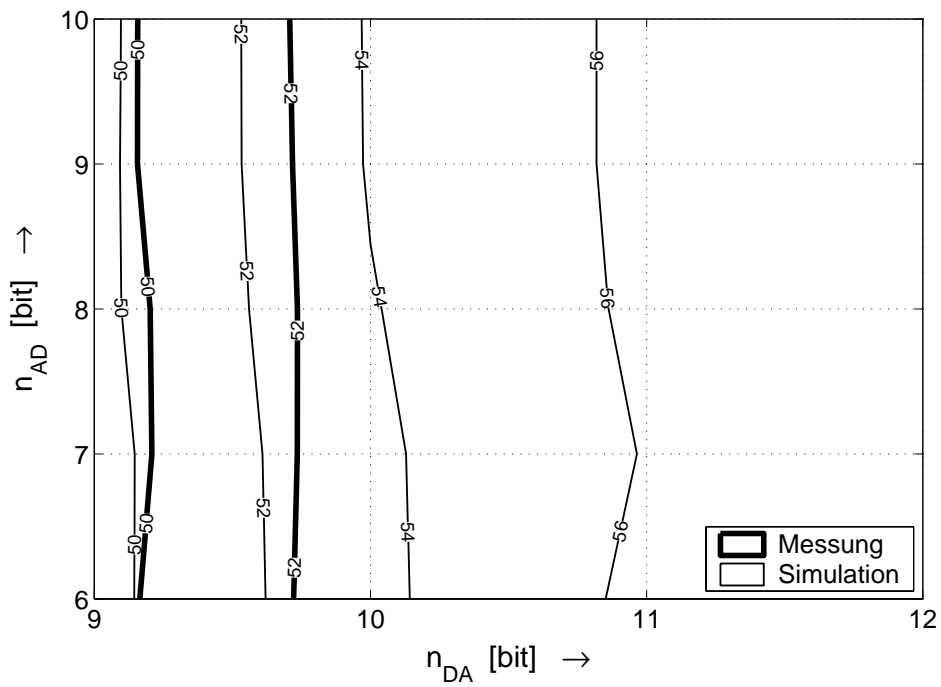


Abb. 5.4: Nachbarkanalunterdrückung U_{dB} in Abhängigkeit von den Auflösungen n_{DA} und n_{AD} des D/A- bzw. A/D-Umsetzers (Signal: Rauschen)

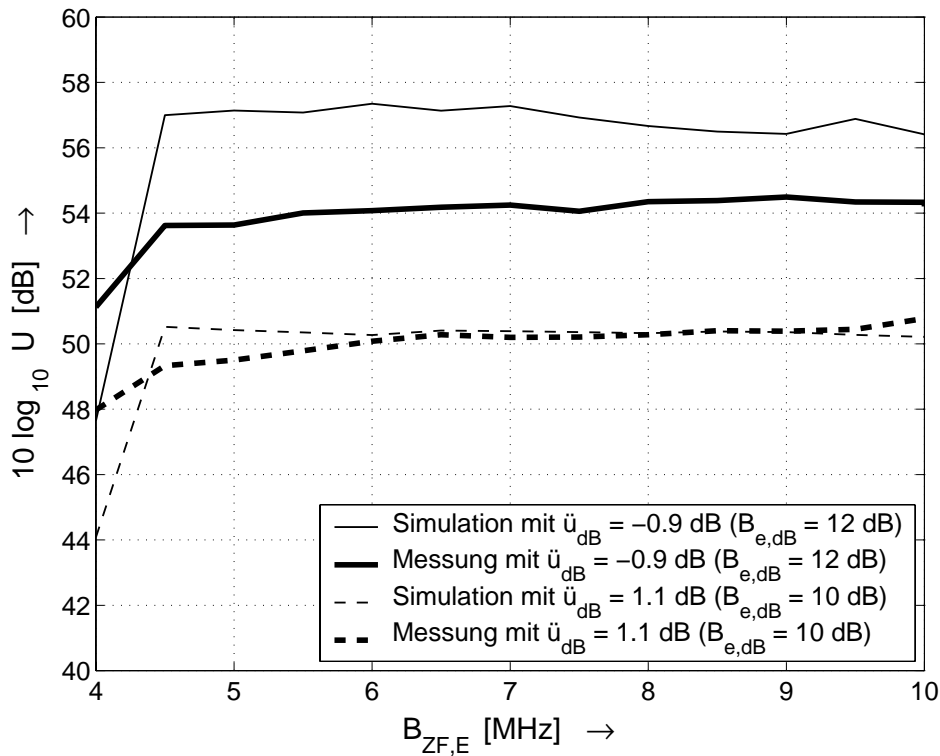


Abb. 5.5: Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit von der ZF-Bandbreite $B_{ZF,E}$ im Messzweig für je einen Betriebsfall unterhalb und oberhalb der Messgrenze des Demonstrators (Signal: Rauschen)

5.2.4 ZF-Bandbreite

Die Messungen beschränken sich auf die Abhängigkeit der Nachbarkanalunterdrückung U in Abhängigkeit von der ZF-Bandbreite im Messzweig. Die maximale Bandbreite beträgt 10 MHz entsprechend der Bandbreite des OFW-Filters im ZF-Verstärker. Kleinere Bandbreiten wurden durch eine Nachfilterung in MATLAB erzeugt. Dieses Verfahren ist streng genommen nicht korrekt, da es bezüglich der wirksamen Quantisierungsrauschleistung des A/D-Umsetzers nicht äquivalent ist. Ein Austausch des OFW-Filters kam jedoch aus Aufwands- und Reproduktionsgründen nicht in Frage. Die Ergebnisse in Abb. 5.5 bestätigen die Ergebnisse der Systemsimulation im Abschnitt 4.7: im Messzweig ist eine Bandbreite entsprechend der Bandbreite des Modulationssignals — hier 5 MHz — ausreichend. Bei grösserer Bandbreite — hier bis 10 MHz — erhält man gleichbleibende Werte.

5.2.5 Wirkungsgrad

Abbildung. 5.6 zeigt den Wirkungsgrad des Verstärkers für zwei verschiedene Ruhestrome bei Betrieb mit Rauschen und mit einem Einton-Signal. Bei redu-

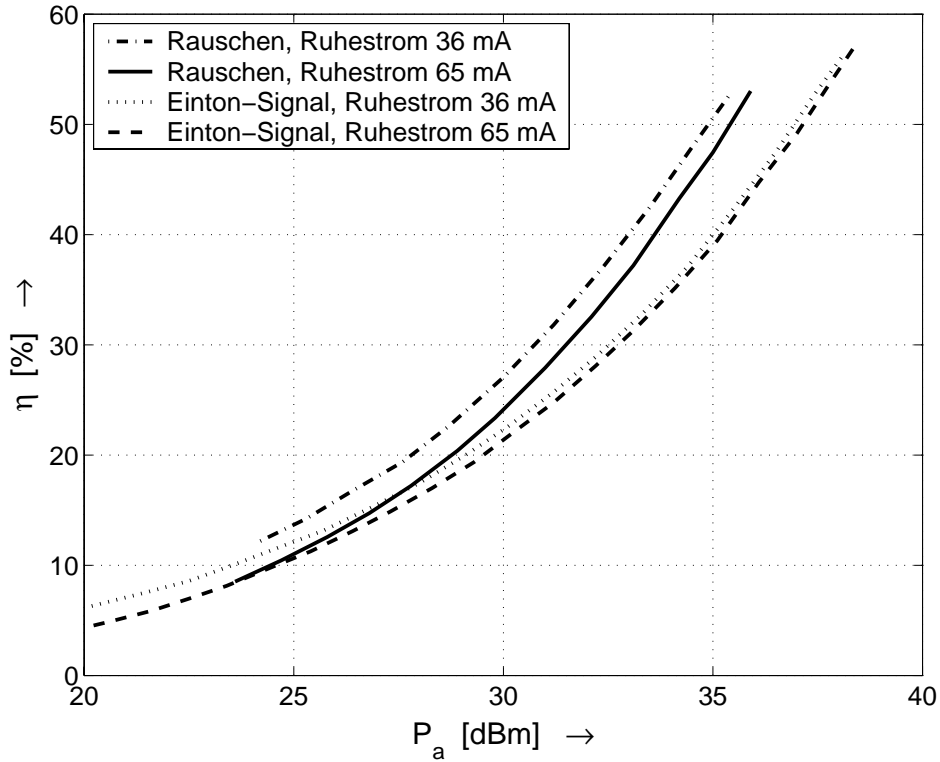


Abb. 5.6: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a bei Betrieb mit Rauschen und mit einem Einton-Signal

ziertem Ruhestrom — 36 mA anstelle von 65 mA — ist der Wirkungsgrad bei beiden Signalen höher, da die ruhestrombedingten Verluste geringer sind.

Bei Rauschen ist der Wirkungsgrad höher als bei einem Einton-Signal gleicher Leistung. Dieses Verhalten kann man durch eine Berechnung des Betriebswirkungsgrads η_B nach (3.29) veranschaulichen. Dabei wird verwendet, dass der Einton-Wirkungsgrad etwa proportional zum Effektivwert der Ausgangsspannung ist, siehe Abb. 5.7; im Basisband gilt demnach mit $x = |\underline{x}|$ und $y = |\underline{y}|$:

$$\eta(x) \sim y = f_{AM}(x)$$

Setzt man diesen Zusammenhang in (3.29) ein und unterstellt eine lineare Kennlinie mit Verstärkung Eins — also $f_{AM}(x) = x$ —, erhält man:

$$\eta_B \sim \frac{\int_0^\infty x^2 p(x) dx}{\int_0^\infty x p(x) dx} = \frac{x_{eff}^2}{\bar{x}}$$

Bei einem Einton-Signal gilt $x_{eff} = \bar{x}$ — der Betrag des Basisbandsignals ist in diesem Fall konstant — ; bei allen anderen Signalen gilt $x_{eff} > \bar{x}$. Daraus folgt,

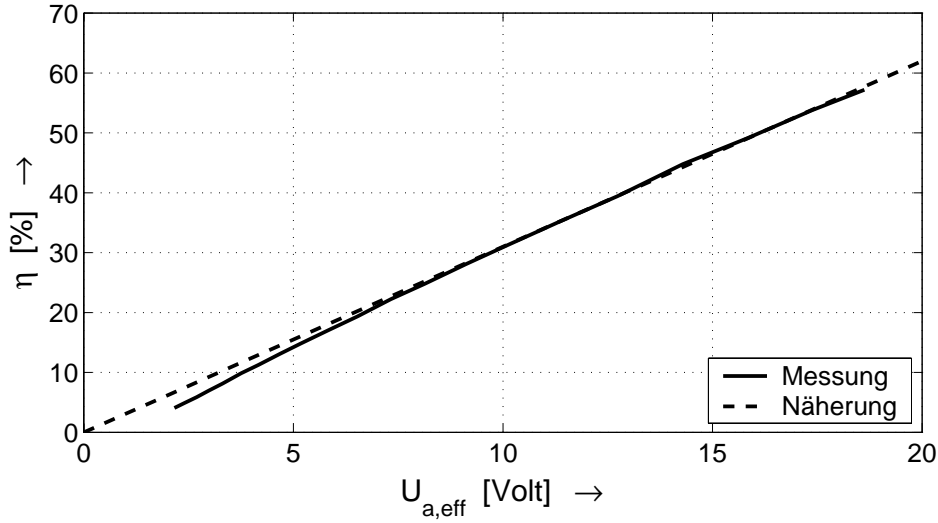


Abb. 5.7: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit vom Effektivwert $U_{a,eff}$ der Ausgangsspannung für einen Ruhestrom von 65 mA bei Betrieb mit einem Einton-Signal

dass von allen Signalen mit gleicher Leistung das Einton-Signal den geringsten Wirkungsgrad erzielt, wenn man einen amplitudenproportionalen Verlauf für den Einton-Wirkungsgrad $\eta(x)$ unterstellt; letzteres ist in der Praxis näherungsweise gegeben, wie Abb. 5.7 am Beispiel des in dieser Arbeit verwendeten, bezüglich des Verlaufs des Wirkungsgrads typischen Verstärkers zeigt.

5.2.6 Gewinn durch die Linearisierung

Aus den gemessenen Werten kann man die Zunahme der Sendeleistung und des Wirkungsgrads durch die Linearisierung bei einer zulässigen Nachbarkanalunterdrückung U_{min} und bei Betrieb mit Rauschen ermitteln; dazu werden die Ergebnisse ohne Linearisierung (*oL*) und mit Linearisierung (*mL*) aus Abb. 5.2 und Abb. 5.6 bei einem Ruhestrom von 65 mA verwendet:

$$U_{min} \xrightarrow{\text{Abb. 5.2}} \ddot{u}_{oL}, \ddot{u}_{mL} \longrightarrow P_{HF,oL}, P_{HF,mL} \xrightarrow{\text{Abb. 5.6}} \eta_{B,oL}, \eta_{B,mL}$$

Dabei gilt:

$$P_{HF} = P_{a,sat} \left(\frac{\ddot{u}}{C^{(pr)}} \right)^2, \quad P_{HF,dBm} = P_{a,sat,dBm} + \ddot{u}_{dB} - C_{dB}^{(pr)}$$

Mit der Sättigungsleistung $P_{a,sat} = 40,1 \text{ dBm}$ des Verstärkers und dem Spitzenwertfaktor $C_{dB}^{(pr)} = 11,1 \text{ dB}$ eines rauschartigen Modulationssignals erhält man die in Tabelle 5.3 gezeigten Werte. Für $U_{min} = 50 \text{ dB}$ sind im Fall ohne Linearisierung

Vorgabe U_{min} [dB]	Restübersteuerung		Sendeleistung		Wirkungsgrad	
	\ddot{u}_{oL} [dB]	\ddot{u}_{mL} [dB]	$P_{HF,oL}$ [dBm]	$P_{HF,mL}$ [dBm]	$\eta_{B,oL}$ [%]	$\eta_{B,mL}$ [%]
40	2	4	31	33	28	36
45	-0,9	3	28,1	32	18	32
50	-9,4 (-5,3)	1,1	19,6 (23,7)	30,1	4 (9)	24
55	(-9,7)	(-0,3)	(19,3)	(28,7)	(4)	(20)

Tabelle 5.3: Restübersteuerung, Sendeleistung und Wirkungsgrad bei Vorgabe der zulässigen Nachbarkanalunterdrückung U_{min} (oL/mL : ohne/mit Linearisierung; simulierte Werte in Klammern)

neben dem gemessenen auch der simulierte Wert für \ddot{u}_{oL} und die daraus resultierenden Werte für $P_{HF,oL}$ und $\eta_{B,oL}$ in Klammern angegeben; für $U_{min} = 55$ dB stehen aufgrund der Messgrenze nur simulierte Werte zur Verfügung.

Der Gewinn an Sendeleistung P_{HF} und Wirkungsgrad η durch die Linearisierung nimmt mit zunehmender Nachbarkanalunterdrückung U_{min} zu; darauf wurde bereits im Kapitel 3 hingewiesen. Bereits bei $U_{min} = 40$ dB erzielt man durch die Linearisierung eine um 2 dB höhere Sendeleistung (31 dBm \rightarrow 33 dBm, 1,25 W \rightarrow 2 W) und eine Zunahme des Wirkungsgrads von 28 % auf 36 %. Bei $U_{min} = 50$ dB ist der Gewinn erheblich grösser, selbst wenn man anstelle der gemessenen Werte die Ergebnisse der Simulation verwendet, die einen geringeren Gewinn aufweisen: die Sendeleistung nimmt um 6,4 dB (23,7 dBm \rightarrow 30,1 dBm, 235 mW \rightarrow 1025 mW), der Wirkungsgrad von 9 % auf 24 % zu. Bei $U_{min} = 55$ dB nimmt der Gewinn weiter zu.

5.2.7 Bewertung

Die Messungen bestätigen die Ergebnisse der Systemsimulation, soweit dies aufgrund der Messgrenze des Demonstrators möglich ist. Man kann davon ausgehen, dass auch die Simulationsergebnisse im Bereich höherer Nachbarkanalunterdrückungen mit einem hinsichtlich der Messgrenze verbesserten Demonstrator bestätigt werden können.

Die erzielten Ergebnisse zeigen, dass bereits bei einer zulässigen Nachbarkanalunterdrückung von 40 dB ein nennenswerter Gewinn erzielt wird. Praktisch ist dieser Fall für grössere Sendeverstärker von Interesse, bei denen der Gewinn an Sendeleistung und Wirkungsgrad den Aufwand für die Linearisierung leicht überkompensiert. Mit zunehmendem Gewinn wird die Linearisierung für immer kleinere Sendeverstärker interessant. Eines ist jedoch klar: auch mit Linearisierung bleibt der Wirkungsgrad prinzipiell weit hinter dem maximalen Eintons-Wirkungsgrad zurück, der bei Betrieb mit einem Modulationssignal mit konstan-

tem Betrag des Basisbandsignals gleich dem Betriebswirkungsgrad ist.

Mit Einführung der dritten Mobilfunk-Generation UMTS steigen die Anforderungen an die Verstärker in einem Maße an, dass es fraglich ist, ob sie ohne eine Linearisierung erfüllt werden können. Zur Zeit werden Verstärker mit LDMOS-Feldeffekttransistoren favorisiert, da man — bei sorgfältigem Abgleich — bereits ohne Linearisierung relativ hohe Werte für die Nachbarkanalunterdrückung erzielen kann; die Langzeitstabilität ist dabei aber fraglich. Das im Rahmen der hier durchgeführten Messungen beobachtete Verhalten des LDMOS-Transistors PTE10011 [16] lässt ein derartiges Vorgehen als nicht erfolgversprechend erscheinen.

Generell ist festzuhalten, dass eine Linearisierung in der Praxis immer adaptiv oder — im weitesten Sinne — *geregelt* erfolgen muss, um die Anforderungen an die Nachbarkanalunterdrückung dauerhaft zu erfüllen. Ein wesentlicher Unterschied zwischen neueren Systemen mit komplexer Modulation (z.B. UMTS) und älteren Systemen mit konstantem Betrag des Basisbandsignals (z.B. GSM) liegt nicht zuletzt darin, dass alterungsbedingte Änderungen der Verstärkereigenschaften bei den älteren Systemen nur eine Änderung der Sendeleistung oder des Wirkungsgrads verursachen, während bei den neueren Systemen zusätzlich die Nachbarkanäle gestört werden.

Kapitel 6

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein Linearisierungssystem nach dem Verfahren der adaptiven digitalen Vorverzerrung vollständig entworfen, untersucht, simuliert und messtechnisch verifiziert. Damit wird in weiten Teilen der Stand einer Vorentwicklung erreicht, die auf den Einsatz dieses Systems in einer Basisstation der dritten Mobilfunk-Generation UMTS abzielt. Das System zeichnet sich durch folgende Neuerungen aus:

- Im Sende- und Empfangszweig wird eine digitale ZF-Ebene verwendet; effiziente Realisierungen für den erforderlichen Sinc-Entzerrer im Sendezweig und den I/Q-Demodulator im Empfangszweig werden angegeben.
- Die Bandbreite im Sendezweig beträgt maximal 25 MHz und liegt damit um den Faktor 10 über der Bandbreite bisheriger Systeme. Dadurch wird ein Einsatz in Systemen mit breitbandigen Modulationssignalen möglich.
- Im Vorverzerrer werden stückweise lineare Adress-Kennlinien eingesetzt; dadurch kann die Anzahl der Stützstellen in der Vorverzerrer-Tabelle um den Faktor 4 reduziert werden.

Der Einfluss der zahlreichen Systemparameter wurde mit Hilfe von Systemsimulationen untersucht; dazu wurde ein modulares Simulationsmodell auf der Basis des numerischen Mathematikprogramms MATLAB erstellt. Mit diesem Simulationsmodell ist es erstmals möglich, alle Parameter — Aussteuerung, Bandbreiten der ZF-Filter, Auflösungen der Umsetzer und des Vorverzerrers, etc. — zu berücksichtigen und entsprechend den jeweiligen Anforderungen zu wählen.

Die Ergebnisse der Systemsimulation wurden durch Messungen an einem Demonstrator verifiziert. Dieser wurde so aufgebaut, dass ein Parallelbetrieb von Simulation und Messung möglich ist; dadurch sind Vergleiche besonders einfach durchführbar. Darüber hinaus ist der Demonstrator als universeller Messplatz für vielfältige Messungen im Zusammenhang mit der Linearisierung einsetzbar, z.B. zur Messung der AM/AM- und AM/PM-Kennlinien von Sendeverstärkern für den Einsatz in der Systemsimulation.

Die theoretischen Untersuchungen vermitteln erstmalig einen Vergleichsmassstab zur Beurteilung der simulierten und gemessenen Ergebnisse durch einen Vergleich mit theoretischen Grenzwerten. Mit Hilfe des neu eingeführten Exponenten der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion und den beschriebenen Modellverstärkern kann man theoretische Grenzen für die Nachbarkanalunterdrückung mit und ohne Linearisierung und den daraus resultierenden Linearisierungsgewinn angeben.

Die erzielten Ergebnisse belegen die Leistungsfähigkeit der digitalen Vorverzerrung. Je nach geforderter Nachbarkanalunterdrückung konnte die Sendeleistung um 2...6,4 dB gesteigert werden; dabei nahm der Wirkungsgrad im ungünstigsten Fall von 28 % auf 36 %, im günstigsten Fall von 9 % auf 24 % zu. Bei höheren Anforderungen — hier konnten aufgrund der Messgrenze des Demonstrators keine Messungen durchgeführt werden — sind noch grössere Gewinne zu erwarten. Hervorzuheben ist, dass die genannten Gewinne mit einem LDMOS-Leistungsverstärker erzielt wurden; diese Verstärker erzielen bereits ohne Linearisierung eine hohe Nachbarkanalunterdrückung und gelten deshalb als erste Wahl für UMTS-Basisstationen ohne Linearisierung. Bei anderen Sendeverstärkern sind demnach höhere Gewinne zu erwarten.

6.1 Ausblick

Die Simulationen im Abschnitt 4.7.7 zeigen, dass mit einem idealen System auf der Basis einer numerischen Inversion der tatsächlichen Kennlinien die theoretische Grenze für die Nachbarkanalunterdrückung erreicht wird; das reale System verfehlt diese Grenze in der Simulation und in der Messung deutlich ¹. Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Adaptionungsverfahren ist deshalb dahingehend weiter zu entwickeln, dass:

- mit Hilfe anderer Basisfunktionen eine bessere Beschreibung typischer Verstärker-Kennlinien mit Klasse-AB-Charakteristik erzielt wird;
- die Möglichkeiten zur Verbesserung des Folgeverhaltens durch variables Vergessen genutzt werden.

Die erste Forderung verweist unmittelbar auf einen zweiten Bereich, in dem weitere, in diesem Fall grundlegende Arbeiten erforderlich sind: die Charakterisierung von Sendeverstärkern bezüglich Kennlinien und Wirkungsgrad und der daraus resultierende Gewinn durch eine Linearisierung mittels digitaler Vorverzerrung. Dabei ist auch zu klären, in wieweit thermische und dynamische Effekte, die nicht mit AM/AM- und AM/PM-Kennlinien beschrieben werden können, die erzielbare Nachbarkanalunterdrückung begrenzen. Für den Fall, dass der durch diese Effekte verursachte Verlust inakzeptabel hoch ist, sind Schritte in Richtung

¹Siehe Abb. 4.38 auf Seite 137 und Abb. 5.2 auf Seite 148; die theoretische Grenze ist durch Gl. (3.12) gegeben.

eines adäquaten dynamischen Vorverzerrers zu unternehmen. *Adäquat* bedeutet in diesem Zusammenhang *angepasst* und *maßvoll*. Als nicht adäquat wird die Verwendung der Volterra-Reihe zur Beschreibung nichtlinearer dynamische Systeme angesehen, da sie zu einer explosionsartigen Zunahme der zu identifizierenden Parameter führt, vor allem deshalb, da im Zusammenhang mit der Linearisierung von Sendeverstärkern bis in den Bereich der Sättigungsleistung eine Reihe höherer Ordnung zu verwenden wäre. Gefragt sind vielmehr Verfahren, die mit einer ein- oder höchstens zweidimensionalen Vorverzerrer-Tabelle arbeiten, die dynamisch, d.h. unter Berücksichtigung des Betrags oder Betragsquadrats mehrerer aufeinanderfolgender Abtastwerte, adressiert wird.

Operatoren und Formelzeichen

Operatoren	Bedeutung
$\arg \{ \cdot \}$	Phase in Radiant
$E \{ \cdot \}$	Erwartungswert
$\mathcal{H} \{ \cdot \}$	Hilbert-Transformation
$\text{Im} \{ \cdot \}$	Imaginärteil
$\text{Pr}(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit eines Ereignisses
$\text{Re} \{ \cdot \}$	Realteil

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
$a_{F,E}$	Amplitudenfehler im Messzweig	-
$a_{F,S}$	Amplitudenfehler im Sendezweig	-
a_I	diskrete Zeitkonstante des Integrierers	(4.30)
a_R	diskrete Zeitkonstante der Kurzzeit-KKF	(4.16)
a_W	Parameter der mittleren WDF $\tilde{p}_x(x)$	(3.8)
B	Bandbreite eines Kanals	-
B_a	Unteraussteuerung am Ausgang	(2.36)
$B_{a,mL}, B_{a,oL}$... mit / ohne Linearisierung	-
B_{BB}	Bandbreite im Basisband	-
B_e	Unteraussteuerung am Eingang	(2.37)
$B_{e,mL}, B_{e,oL}$... mit / ohne Linearisierung	-
B_{HF}	Bandbreite im HF-Bereich	-
B_{ZF}	Bandbreite im ZF-Bereich	-
$B_{ZF,E}$	ZF-Bandbreite im Messzweig	-
$B_{ZF,S}$	ZF-Bandbreite im Sendezweig	-
b_0, b_1, \dots	Binärziffern	-
$\underline{c}_1, \underline{c}_2, \dots$	komplexe Koeffizienten einer Kennlinie	(2.23)
\underline{c}	Koeffizientenvektor bei der Adaption	(4.47)
$\underline{c}_N, \underline{c}_{N+1}$... mit RLS-Verfahren rekursiv berechnet	(4.53)
\underline{c}_0	... Anfangswert der rekursiven Berechnung	-

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
$\underline{c}_{v,1}, \underline{c}_{v,2}, \dots$	komplexe Koeffizienten des Vorverzerrers	(2.52)
\underline{c}_v	Koeffizientenvektor bei der Adaption	(4.63)
$\underline{c}_{v,N}, \underline{c}_{v,N+1}$... mit RLS-Verfahren rekursiv berechnet	-
$\underline{c}_{v,0}$... Anfangswert der rekursiven Berechnung	-
C_x	Spitzenwertfaktor des Basisbandsignals $\underline{x}(t)$	(2.21)
$C_x^{(pr)}$	praktischer Spitzenwertfaktor	(3.3)
C_W	Parameter der mittleren WDF $\tilde{p}_x(x)$	(3.8)
\underline{e}	komplexer Fehler	-
e_D	Regelabweichung der Laufzeitregelung	(4.23)
\mathbf{e}_k	Fehler des Anfangswerts der Laufzeitregelung	(4.36)
f	Frequenz	-
$\underline{f}(\cdot)$	komplexe Kennlinie eines Verstärkers	(2.23)
$\tilde{\underline{f}}(\cdot)$	komplexe Kennlinie des Modellverstärkers	(3.18)
f_A	Abtastfrequenz	-
$f_{AM}(\cdot)$	AM/AM-Kennlinie eines Verstärkers	(2.23)
$\tilde{f}_{AM}(\cdot)$	AM/AM-Kennlinie des Modellverstärkers	(3.14)
$f_{PM}(\cdot)$	AM/PM-Kennlinie eines Verstärkers	(2.23)
$\tilde{f}_{PM}(\cdot)$	AM/PM-Kennlinie des Modellverstärkers	(3.17)
$\underline{f}_B(\cdot)$	Kennlinie eines Begrenzers	(3.4)
f_C	Chip-Rate bei CDMA	-
$f_{g,TP}$	Grenzfrequenz im kartesischen Regelkreis	-
f_{HF}	HF-Frequenz / Sendefrequenz	-
$f_{LO,E}$	Lokalszillatorfrequenz im Messzweig	-
$f_{LO,S1}$	erste Lokalszillatorfrequenz im Sendezweig	-
$f_{LO,S2}$	zweite Lokalszillatorfrequenz im Sendezweig	-
f_0	Trägerfrequenz / Mittenfrequenz	(2.4)
$\underline{f}_R(\cdot)$	Kennlinie von Sende- und Messzweig	(4.44)
f_T	Transitfrequenz	-
$\underline{f}_V(\cdot)$	komplexe Kennlinie des Vorverzerrers	(2.46)
$f_{V,AM}(\cdot)$	AM/AM-Kennlinie des Vorverzerrers	(2.46)
$f_{V,PM}(\cdot)$	AM/PM-Kennlinie des Vorverzerrers	(2.46)
$f_{ZF,E1}$	erste ZF-Frequenz im Messzweig	-
$f_{ZF,E2}$	zweite ZF-Frequenz im Messzweig	-
$f_{ZF,S1}$	erste ZF-Frequenz im Sendezweig	-
$f_{ZF,S2}$	zweite ZF-Frequenz im Sendezweig	-
$g(t)$	Impuls bei Pulsamplitudenmodulation	(2.14)
$G(f)$... Spektrum hierzu	-
$ G(f) ^2$... Energiedichte hierzu	-

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
G_{Ba}	ausgangsseitiger Aussteuerungsgewinn	(3.28)
G_{Be}	eingangsseitiger Aussteuerungsgewinn	(3.27)
G_L	Linearisierungsgewinn	(2.44)
\underline{h}	komplexer Proportionalitätsfaktor	(2.18)
$H_I(z)$	Übertragungsfunktion des Integrierers	(4.30)
$H_R(z)$	Übertragungsfunktion der KKF-Berechnung	(4.28)
$H_{TP}(f)$	Übertragungsfunktion im kartesischen Regelkreis	-
$H_{VZ}(f)$	Übertragungsfunktion eines Verzögerungsglieds	-
H_0	statische Kreisverstärkung	-
$i(t)$	Inphase-Komponente eines Basisbandsignals	(2.6)
$\mathbf{i}(t)$... stochastischer Prozess hierzu	-
\dot{i}_r	... rückgeführt	-
\tilde{i}_r	... rückgeführt, vor der Interpolation	-
i_v	... vorverzerrt	(2.50)
i_s	Inphase-Komponente eines Symbols	-
$IMD3$	Intermodulationsabstand	-
k	diskrete Zeit	-
Δk	diskrete Zeitverschiebung	(4.18)
K	Kanalabstand	-
k_D	diskrete Laufzeit / Verzögerungszeit	-
\hat{k}_D	Schätzwert für die diskrete Laufzeit	(4.19)
$k_{F,E}$	linearer Phasenfehler im Messzweig	-
$k_{F,S}$	linearer Phasenfehler im Sendezweig	-
$k_{\tilde{x}}$	austeuerungsunabhängiger Faktor	(3.24)
\mathbf{L}	Bewertungsmatrix	(4.49)
\mathbf{m}_{N+1}	Zwischengrösse beim RLS-Verfahren	(4.52)
m_R	Steigung der Kennlinie der Regelabweichung	(4.26)
n_{AD}	Auflösung des A/D-Umsetzers	-
n_{DA}	Auflösung des D/A-Umsetzers	-
n_S	Auflösung im Signalpfad	-
N_T	Stützstellenanzahl der Vorverzerrer-Tabelle	-
$N_{T,max}$... maximal	-
n_T	Auflösung der Vorverzerrer-Tabelle	-
n_V	Auflösung im Vorverstärkungspfad	-
p_{AM}	AM/AM-Potenz des Modellverstärkers	(3.14)
p_{PM}	AM/PM-Potenz des Modellverstärkers	(3.17)

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
$\mathbf{P}_N, \mathbf{P}_{N+1}$	Verstärkungsmatrix beim RLS-Verfahren	(4.54)
\mathbf{P}_0	... Anfangswert	-
$p_n(x)$	empirische Amplitudendichte	(3.8)
$p_R(x)$	Rayleigh-Verteilung	(3.1)
P_a	trägerfrequente Ausgangsleistung	(2.33)
$P_{a,-1dB}$... am 1-dB-Kompressionspunkt	-
$P_{a,k}$	Ausgangsleistung im Nutzkanal	(2.38)
$P_{a,kl}$	Ausgangsleistung im linken Nachbarkanal	(2.39)
$P_{a,kr}$	Ausgangsleistung im rechten Nachbarkanal	(2.40)
p_{AM}	AM/AM-Potenz des Modellverstärkers	(3.14)
$P_{a,sat}$	Sättigungsleistung	-
P_{DC}	aufgenommene Versorgungsleistung	(2.45)
$p_e(e)$	WDF des Betrags des Fehlersignals	-
$p_{e_k}(x)$	WDF des Fehlers \mathbf{e}_k	(4.36)
P_E	Störleistung	(3.5)
P_e	trägerfrequente Eingangsleistung	(2.32)
$P_{e,-1dB}$... am 1-dB-Kompressionspunkt	-
P_{HF}	Leistung im HF-Bereich / Sendeleistung	-
$P_{HF,mL}, P_{HF,oL}$... mit / ohne Linearisierung	-
$p_{iq}(\cdot)$	WDF von $\mathbf{i}(t)$ und $\mathbf{q}(t)$	(2.8)
P_n	Geräuschleistung	(2.42)
p_{PM}	AM/PM-Potenz des Modellverstärkers	(3.17)
$p_R(x)$	Rayleigh-Verteilung	(3.1)
P_s	Leistung des Prozesses $\underline{\mathbf{s}}[k]$	-
P_{sig}	Signalleistung	(2.42)
p_T	Adresse der Vorverzerrer-Tabelle	-
\underline{P}_V	Kennlinie eines Polynom-Vorverzerrers	(2.52)
p_W	Exponent der mittleren WDF $\tilde{p}_x(x)$	(3.8)
$p_x(x; t)$	WDF des Betrags des Prozesses $\underline{\mathbf{x}}(t)$	(2.8)
$p_x(x)$	mittlere WDF des Betrags des Prozesses $\underline{\mathbf{x}}(t)$	(2.10)
$\tilde{p}_x(x)$	Näherung für die mittlere WDF des Betrags	(3.8)
P_x	mittlere Leistung des Prozesses $\underline{\mathbf{x}}(t)$	(2.13)
	bzw. des Basisbandsignals $\underline{x}(t)$	(2.32)
$P_{\tilde{x}}$	mittlere Leistung des Referenzsignals $\tilde{\underline{x}}(t)$	-
$p_y(y)$	mittlere WDF des Betrags von $\underline{y}(t)$	(2.33)
P_y	mittlere Leistung des Basisbandsignals $\underline{y}(t)$	(2.33)
$P_{y,k}$	Ausgangsleistung im Nutzkanal	(2.38)
$P_{y,kl}$	Ausgangsleistung im linken Nachbarkanal	(2.39)
$P_{y,kr}$	Ausgangsleistung im rechten Nachbarkanal	(2.40)
Q	Quantisierungsintervall	-

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
$q(t)$	Quadratur-Komponente eines Basisbandsignals	(2.6)
$\mathbf{q}(t)$... stochastischer Prozess hierzu	-
q_r	... rückgeführt	-
\tilde{q}_r	... rückgeführt, vor der Interpolation	-
q_v	... vorverzerrt	(2.51)
q_s	Quadratur-Komponente eines Symbols	-
r	Rolloff-Faktor	-
$\underline{R}_g(\tau)$	Autokorrelationsfunktion von $g(t)$	-
$\underline{R}_s[k]$	Autokorrelationsfunktion von $\underline{s}[k]$	-
$\underline{R}_x(t_1, t_2)$	Autokorrelationsfunktion von $\underline{x}(t)$	(2.9)
$\underline{R}_x(\tau)$	mittlere Autokorrelationsfunktion von $\underline{x}(t)$	(2.11)
$\underline{R}_x^t(t, \tau)$	Kurzzeit-AKF von $\underline{x}(t)$	(4.5)
$\underline{R}_{x_r x}(\tau)$	mittlere Kreuzkorrelationsfunktion	-
$\hat{\underline{R}}_{x_r x}[\kappa_1]$	Näherung für die mittlere KKF	(4.33)
$\underline{\mathbf{R}}_{x_r x}$... vektorielle Darstellung	(4.35)
$\underline{R}_{x_r x}^t(t, \tau)$	Kurzzeit-KKF von $\underline{x}_r(t)$ und $\underline{x}(t)$	(4.5)
$\tilde{\underline{R}}_{x_r x}^t(t, \tau)$... mit Rechteckregel berechnet	(4.11)
$\underline{R}_{yx}(t_1, t_2)$	Kreuzkorrelationsfunktion von $\underline{y}(t)$ und $\underline{x}(t)$	-
$\underline{R}_{yx}(\tau)$	mittlere Kreuzkorrelationsfunktion	(2.17)
SF	Spreizfaktor bei CDMA	-
SNR	Signal-Geräusch-Abstand	(2.42)
$S_x(f)$	mittleres Leitungsdichtespektrum von $\underline{x}(t)$	(2.12)
$S_{\tilde{x}}(f)$	mittleres LDS des Referenzsignals $\tilde{x}(t)$	(3.22)
$S_{\tilde{x}p_{AM}}(f)$	mittleres LDS des nichtlinearen Anteils	(3.22)
$\underline{S}_{\tilde{x}\tilde{x}p_{AM}}(f)$	mittleres Kreuzleistungsdichtespektrum	(3.22)
$S_y(f)$	mittleres Leitungsdichtespektrum von $\underline{y}(t)$	(3.22)
$\underline{s}[k]$	Symbolfolge	-
$\underline{\mathbf{s}}[k]$	Symbol-Prozess bei Pulsamplitudenmodulation	(2.14)
t	kontinuierliche Zeit	-
T_B	Beobachtungsdauer	-
T_C	Chip-Dauer bei CDMA	-
T_D	Verschiebung / Verzögerungszeit / Laufzeit	(2.18)
\hat{T}_D	Schätzwert für die Laufzeit T_D	(4.10)
T_R	Zeitkonstante der Kurzzeit-KKF	(4.5)
T_S	Symboldauer	(2.10)
T_{TP}	Zeitkonstante im kartesischen Regelkreis	-
ΔT	zeitliche Verschiebung	(4.10)

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
u	Betragsquadrat des Basisbandsignals \underline{x}	-
U	Nachbarkanalunterdrückung	(2.41)
U_{mL}, U_{oL}	... mit / ohne Linearisierung	(2.44)
U_{AM}	AM/AM-Nachbarkanalunterdrückung	(3.23)
U_{max}	maximale Nachbarkanalunterdrückung	(2.43)
U_{min}	minimale Nachbarkanalunterdrückung	-
U_{PM}	AM/PM-Nachbarkanalunterdrückung	(3.26)
\ddot{u}	Restübersteuerung	(3.10)
$\ddot{u}_{mL}, \ddot{u}_{oL}$... mit / ohne Linearisierung	-
v	Betrag der Verstärkung eines Verstärkers	(2.29)
$\underline{v}(\underline{x})$	Verstärkungskennlinie eines Verstärkers	(2.27)
v_{max}	maximaler Betrag der Verstärkung	(2.31)
\underline{v}_0	Kleinsignalverstärkung eines Verstärkers	(2.30)
$\underline{v}_v(\underline{x})$	Verstärkung des Vorverzerrers	(2.48)
v_R	... Realteil	(2.50)
v_I	... Imaginärteil	(2.50)
\underline{v}_v	... Vektor bei der Adaption	(4.63)
$\underline{v}_{v,N+1}$... Wert einer neuen Gleichung bei der Adaption	(4.65)
$x(t)$	reelles Signal / Betrag von $\underline{x}(t)$	-
\overline{x}	Mittelwert von x	-
$\underline{x}(t)$	komplexes Basisbandsignal / Modulationssignal	(2.1)
$\underline{\mathbf{x}}(t)$... stochastischer Prozess hierzu	-
$\underline{X}(f)$... Spektrum hierzu	(2.4)
\tilde{x}	Referenzsignal	(3.20)
x_{AD}	Ausgangssignal des A/D-Umsetzers	-
x_{eff}	Effektivwert des Basisbandsignals $\underline{x}(t)$	(2.22)
$x_{HF}(t)$	Trägersignal zum Basisbandsignal $\underline{x}(t)$	(2.2)
$\underline{X}_{HF}(f)$... Spektrum hierzu	(2.5)
x_i	x-Wert einer Stützstelle in der Vorverzerrer-Tabelle	(4.58)
x_{iq}	Ausgangssignal des I/Q-Modulators	(4.3)
x_{max}	Spitzenwert des Betrags von $\underline{x}(t)$	(2.20)
$x_{max}^{(pr)}$	praktischer Maximalbetrag von $\underline{x}(t)$	(3.2)
\underline{x}_r	rückgeführtes Basisbandsignal	(4.43)
$\underline{\mathbf{X}}_r$	Matrix des Gleichungssystems bei der Adaption	(4.63)
$\underline{\mathbf{x}}_{r,N+1}$	Vektor einer neuen Gleichung bei der Adaption	(4.64)
\underline{x}_{rv}	Vektor des Gleichungssystems bei der Adaption	(4.47)
$\underline{x}_{rv,N+1}$	Wert einer neuen Gleichung bei der Adaption	(4.57)
x_{sat}	Begrenzung eines Begrenzers	(3.4)
x_{si}	Ausgangssignal des Sinc-Entzerrers	-
$x_{AM,sat}$	Sättigungsgrenze des Modellverstärkers	(3.16)

Formelzeichen	Bedeutung	Definition
\underline{x}_v	vorverzerrtes Basisbandsignal	(2.46)
x_v	... Betrag	(3.30)
\mathbf{X}_v	Matrix des Gleichungssystems bei der Adaption	(4.47)
$\mathbf{x}_{v,N+1}$	Vektor einer neuen Gleichung bei der Apaption	(4.56)
x_0	Betrag eines Einton-Basisbandsignals am Eingang	-
\underline{x}_0	Einton-Basisbandsignal am Eingang	-
$y(t)$	reelles Signal / Betrag von $\underline{y}(t)$	-
$\underline{y}(t)$	komplexes Basisbandsignal	-
$\underline{\mathbf{y}}(t)$... stochastischer Prozess hierzu	-
$\underline{Y}(f)$... Spektrum hierzu	-
$y_{HF}(t)$	Trägersignal zum Basisbandsignal $\underline{y}(t)$	-
y_{mL}	Betrag des Ausgangssignals mit Linearisierung	(3.31)
y_0	Betrag eines Einton-Basisbandsignals am Ausgang	-
α	allgemeiner Parameter	-
α_{AM}	Parameter der AM/AM-Kennlinie	(3.14)
α_k	Parameter in der WDF von \mathbf{e}_k	(4.36)
δ_0	Dirac-Impuls	-
ϵ	fraktionaler Anteil der Verschiebung τ/T_A	(4.13)
η	Wirkungsgrad eines Verstärkers	-
$\eta(\underline{x})$	Wirkungsgradkennlinie eines Verstärkers	(2.45)
η_B	Betriebswirkungsgrad	(3.29)
$\eta_{B,mL}, \eta_{B,oL}$... mit / ohne Linearisierung	-
κ	ganzzahliger Anteil der Verschiebung τ/T_A	(4.13)
κ_1	diskrete Zeitverschiebung	(4.24)
λ	Parameter für Vergessen	(4.49)
ϕ	Phase eines Verstärkers	(2.26)
ϕ_{PM}	Parameter der AM/PM-Kennlinie	(3.17)
σ	Standardabweichung	(3.1)
τ	Zeitverschiebung	(2.11)
ω_0	Träger-Kreisfrequenz	(2.7)
Ω_0	... normiert	-
ω, ω_1, \dots	Kreisfrequenzen	-
$\omega_{ZF,E2}$	zweite ZF-Kreisfrequenz im Messzweig	-
$\Omega_{ZF,E2}$... normiert	-
$\omega_{ZF,S1}$	erste ZF-Kreisfrequenz im Sendezweig	-
$\Omega_{ZF,S1}$... normiert	-

Literatur

- [1] Andreoli, S.; McClure, H.G.: Digital Linearizer for RF Amplifiers. IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 43, No. 1, March 1997, p. 12
- [2] Bäuml, R.W.; Fischer, R.F.H.; Huber, J.B.: Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping. Electronics Letters, Vol. 32, No. 22, October 1996, p.2056
- [3] Bateman, A.: The Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator. IEEE Proc. Vehicular Technology Conference, May 1992, p. 759
- [4] Bernardini, A.; De Fina, S.: Analysis of Different Optimization Criteria for IF Predistortion in Digital Radio Links with Nonlinear Amplifiers. IEEE Trans. Communications, Vol. 45, No. 4, April 1997, p. 421
- [5] Briffa, M.A.; Faulkner, M.: Stability analysis of Cartesian feedback linearisation for amplifiers with weak nonlinearities. IEEE Proc. Communication, Vol. 143, No.4, August 1996, p. 212
- [6] Braithwaite, R.N.: Nonlinear Amplification of CDMA Waveforms. IEEE Proc. Vehicular Technology Conference 1998, p. 2160
- [7] Cavers, J.K.: Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaption and Low Memory Requirements. IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 39, No. 4, November 1990, p. 374
- [8] Cavers, J.K.; Liao, M.: Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transmitters. IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 42, No. 4, November 1993, p. 581
- [9] Cavers, J.K.: Adaption Behaviour of a Feedforward Amplifier Linearizer. IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 44, No. 1, February 1995, p. 31
- [10] Cavers, J.K.: The Effect of Quadrature Modulator and Demodulator Errors on Adaptive Digital Predistorters for Amplifier Linearization. IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 46, No. 2, May 1997, p. 456

-
- [11] Cavers, J.K.: Optimum Table Spacing in Predistorting Amplifier Linearizers. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 5, September 1999, p. 1699
 - [12] Chen, J.T.; Chen, Y.K.; Tsai, H.S.: The Optimal RLS parameter Tracking Algorithm for a Power Amplifier Feedforward Linearizer. *IEEE Trans. Circuits and Systems, Part 2*, Vol. 46, No. 4, April 1999, p. 464
 - [13] Chini, A.; El-Tanany, M.; Mahmoud, S.; Wu, Y.: Hardware Nonlinearities in Digital TV Broadcasting Using OFDM Modulation. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. 44, No. 1, March 1998, p. 12
 - [14] Cox, D.C.: Linear Amplification with Nonlinear Components. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 22, No. 12, December 1974, p. 1942
 - [15] D'Andrea, A.N.; Lottici, V.; Reggiannini, R.: RF Power Amplifier Linearization Through Amplitude and Phase Predistortion. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 44, No. 11, November 1996, p. 1477
 - [16] Ericsson: PTE10011. 6 Watts, HF-1.5 GHz LDMOS Field Effect Transistor. *Datenblatt* 1998
 - [17] Eun, C.; Powers, J.P.: A New Volterra Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture. *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 45, No. 1, January 1997, p. 224
 - [18] Faulkner, M.; Johansson, M.: Adaptive Linearization Using Predistortion – Experimental Results. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 2, May 1994, p. 323
 - [19] Flannery, B.P.; Press, W.H.; Teukolsky, S.A.; Vetterling, W.T.: *Numerical Recipes in C*. 2nd Ed., Cambridge University Press, Cambridge 1992
 - [20] Ghaderi, M.; Kumar, S.; Dodds, D.E.: Adaptive predistortion lineariser using polynomial functions. *IEE Proc. Communications*, Vol. 141, No. 2, April 1994, p. 49
 - [21] Ghaderi, M.; Kumar, S.; Dodds, D.E.: Fast adaptive polynomial I and Q predistorter with global optimisation. *IEE Proc. Communications*, Vol. 143, No. 2, April 1996, p. 78
 - [22] Haykin, S.: *Digital Communication*. New York: John Wiley & Sons 1988
 - [23] Hashem, B.; El-Hennawey, M.S.: Performance of the $\pi/4$ -DQPSK, GMSK, and QAM Modulation Schemes in Mobile Radio with Multipath Fading and Nonlinearities. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 46, No. 2, May 1997, p. 390

-
- [24] Hilborn, D.S.; Stapleton, S.P.; Cavers, J.K.: An Adaptive Direct Conversion Transmitter. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 2, May 1994, p. 223
 - [25] Huber, J.: Digitale Übertragung. Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik II. Erlangen: Universität Erlangen-Nürnberg 1998
 - [26] Jeanclaude, I.; Karam, G.; Sari, H.: Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 33, February 1995, p. 100
 - [27] Jeon, W.G.; Chang, K.H.; Cho, Y.S.: An Adaptive Data Predistorter for Compensation of Nonlinear Distortion in OFDM Systems. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 45, No. 10, October 1997, p. 1167
 - [28] Kahn, L.R.: Single-sideband transmission by Envelope Elimination and Restoration. *Proc. IRE*, Vol. 40, July 1952, p. 803
 - [29] Kammeyer, K.D.; Kroschel, K.: Digitale Signalverarbeitung. Stuttgart: Teubner 1992
 - [30] Kang, H.W.; Cho, Y.S.; Youn, D.H.: On Compensating Nonlinear Distortions of an OFDM System Using an Efficient Adaptive Predistorter. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 47, No. 4, April 1999, p. 522
 - [31] Karam, G.; Sari, H.: Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Nonlinear Transmitter Amplifiers. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 37, No. 12, December 1989, p. 1245
 - [32] Karam, G.; Sari, H.: A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 39, No. 2, February 1991, p. 336
 - [33] Landau, I.D.; Lozano, R.; M'Saad, M.: Adaptive Control. London: Springer 1998
 - [34] Lazzarin, G.; Pupolin, S.; Sarti, A.: Nonlinearity Compensation in Digital Radio Systems. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 42, No. 2/3/4, February/March/April 1994, p. 988
 - [35] Lohtia, A.; Goud, P.A.; Englefield, C.G.: Power Amplifier Linearization using Cubic Spline Interpolation. *IEEE Proc. Vehicular Technology Conference* 1993, p. 676
 - [36] MathWorks: MATLAB Function Reference.

- [37] Müller, S.H.; Huber, J.B.: OFDM with reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences. *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 5, February 1997, p.368
- [38] Müller-Weinfurtner, S.H.: OFDM for Wireless Communications. Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg. Aachen: Shaker 2000
- [39] Nagata, Y.: Linear amplification technique for digital mobile communications. *IEEE Proc. Vehicular Technology Conference*, May 1989, p. 159
- [40] Oehler, F.: Leitprojekt Mobile Kommunikationssysteme, Teilvorhaben Linearisierung von HF-Leistungsverstärkern. Zwischenbericht 1997. Erlangen: FhG-IIS, Februar 1998
- [41] Oehler, F.: Leitprojekt Mobile Kommunikationssysteme, Teilvorhaben Linearisierung von HF-Leistungsverstärkern. Zwischenbericht 1998. Erlangen: FhG-IIS, Februar 1999
- [42] Ojanperä, T.; Prasad, R.: An Overview of Air Interface Multiple Access for IMT-2000/UMTS. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 36, September 1998, p. 82
- [43] Papoulis, A.: Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. 2nd Ed.. London: McGraw-Hill 1984
- [44] Proakis, J.G.: Digital Communications. 3rd Ed.. New York: McGraw-Hill 1995
- [45] Rapp, C.: Analyse der nichtlinearen Verzerrungen modulierter Digitalsignale - Vergleich codierter und uncodierter Modulationsverfahren und Methoden der Kompensation durch Vorverzerrung. Düsseldorf: VDI-Verlag 1992
- [46] Ren, Q.; Wolff, I.: Effects of Demodulator Errors on Predistortion Linearization. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. 45, No. 2, June 1999, p. 153
- [47] Rey, C.G.: Predistorter Linearizes CDMA Power Amplifiers. *Microwaves & RF*, October 1998, p. 114
- [48] Saleh, A.A.M.: Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Trans. Communications*, Vol. 29, No. 11, November 1981, p. 1715
- [49] Saleh, A.A.M.; Salz, J.: Adaptive Linearization of Power Amplifiers in Digital Radio Systems. *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 62, No. 4, April 1983, p. 1019

-
- [50] Stapleton, S.P.; Costescu, F.C.: An Adaptive Predistorter for a Power Amplifier Based on Adjacent Channel Emissions. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 41, No. 1, February 1992, p. 49
 - [51] Stapleton, S.P.; Kandola, G.S.; Cavers, J.K.: Simulation and Analysis of an Predistorter Utilizing a Complex Spectral Convolution. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 41, No. 4, November 1992, p. 387
 - [52] Strejc, V.: *Theory of Discrete Linear Control*. Chichester: John Wiley & Sons 1981
 - [53] Sundström, L.; Faulkner, M.; Johansson, M.: Effects of Reconstruction Filters in Digital Predistortion Linearizers for RF Power Amplifiers. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 1, February 1995, p. 131
 - [54] Sundström, L.; Faulkner, M.; Johansson, M.: Quantization Analysis and Design of a Digital Predistortion Linearizer for RF Power Amplifiers. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 4, November 1996, p. 707
 - [55] Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 11.Auflage. Berlin: Springer 1999
 - [56] Wills, D.: A Control System for a Feedforward Amplifier. *Microwave Journal*, April 1998, p.22
 - [57] Wright, A.S.; Durtler, W.G.: Experimental Performance of an Adaptive Digital Linearized Power Amplifier. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 41, No. 4, November 1992, p. 395
 - [58] Wireless Systems International Ltd: Linearised RF amplifier and transmitter techniques. *Microwave Engineering Europe*, November 1998, p.35

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als Assistent am Lehrstuhl für Technische Elektronik der Universität Erlangen-Nürnberg. Sie wurde in enger Zusammenarbeit mit dem Institut für Integrierte Schaltungen der Fraunhofer-Gesellschaft (FhG-IIS) durchgeführt.

Die Arbeit wurde im Frühjahr 1997 von Herrn Dipl.-Ing. Albert Heuberger vom IIS vorgeschlagen und fand die Unterstützung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Dieter Seitzer, seinerzeit Professor am Lehrstuhl für Technische Elektronik und Institutsleiter des IIS; beiden Herren danke ich dafür, dass sie diese Arbeit ermöglicht haben.

Es bestand zeitweise eine enge Verbindung zu den Aktivitäten im Rahmen des BMBF-Projektes GALILEI. In diesem Zusammenhang danke ich den Herren Dr.-Ing. Frank Oehler und Dipl.-Ing. Gerald Ulbricht vom IIS für die vielen fruchtbaren Diskussionen. Der Aufbau des Demonstrators fand ebenfalls am IIS statt; dabei konnte auf der Hardware-Seite auf umfangreiche Vorarbeiten der Herren Dipl.-Ing. Ingo Rogalsky und Dipl.-Ing. Reiner Retkowski zurückgegriffen werden.

Während der Arbeit fanden personelle und organisatorische Änderungen statt: Herr Prof. Dr.-Ing. Heinz Gerhäuser übernahm die Institutsleitung des IIS und die Leitung des neu gegründeten Lehrstuhls für Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Kommunikationselektronik, in dem ein Teil des Lehrstuhls für Technische Elektronik aufging; unter seiner Schirmherrschaft wurde die Arbeit zu Ende geführt.

Besonderer Dank gilt auch den Berichterstattern Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinz Gerhäuser und Herrn Prof. Dr.-Ing. Johannes Huber.

