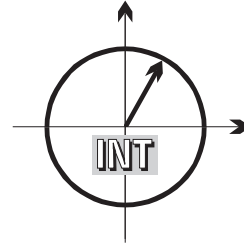


■ *Forschungsberichte aus dem  
Institut für Nachrichtentechnik  
der Universität Karlsruhe (TH)*



Piotr Rykaczewski

■ **Quadratureempfänger für  
Software Defined Radios:  
Kompensation von  
Gleichlauf Fehlern**

■ Band 15

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik  
Universität Karlsruhe (TH), 2006

Druck: Drukarnia MIRROR, ul. Wiosenna 1  
PL-80-178 Gdańsk, Tel. +48 58 5217021

ISSN: 1433-3821

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

---

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

- Band 1    Marcel Kohl  
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertra-  
gungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2    Christoph Delfs  
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfah-  
ren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von  
Klaviertönen**
- Band 3    Gunnar Wetzker  
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-  
Spectrum Signalen**
- Band 4    Anne Wiesler  
**Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme**
- Band 5    Karl Lütjen  
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Pro-  
duktionsnetzen**
- Band 6    Ralf Machauer  
**Multicode-Detektion im UMTS**
- Band 7    Gunther M. A. Sessler  
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detek-  
tor mit niedriger Komplexität**
- Band 8    Henrik Schober  
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmerge-  
schwindigkeiten**

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

---

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

- Band 9     Arnd-Ragnar Rhiemeier  
**Modulares Software Defined Radio**
- Band 10    Mustafa Mengüç Öner  
**Air Interface Identification for Software Radio Systems**
- Band 11    Fatih Çapar  
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische Echtzeitver-  
marktung von Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12    Ihan Martoyo  
**Frequency Domain Equalization in CDMA Detection**
- Band 13    Timo Weiß  
**OFDM-basiertes Spectrum Pooling**
- Band 14    Wojciech Kuropatwiński-Kaiser  
**MIMO-Demonstrator basierend auf GSM-Komponenten**
- Band 15    Piotr Rykaczewski  
**Quadratureempfänger für Software Defined Radios: Kompensati-  
on von Gleichlauffehlern**

# Vorwort des Herausgebers

Durch die Einführung der Digitaltechnik sind Funkempfänger zu hybriden Geräten geworden. Da Signale nur in analoger Form übertragen werden können, besitzen die Empfänger ein Frontend, an dessen Eingang das analoge Antennensignal anliegt, an dessen Ausgang jedoch ein digitales Signal bereitgestellt wird. Da der Empfänger auf der Digitalseite aus Aufwandsgründen das komplexe Basisbandsignal verarbeitet, sind die wichtigsten Aufgaben des Frontends die Filterung des analogen Nutzsignals, seine Verschiebung ins komplexe Basisband und seine Analog/Digitalwandlung.

Da die Geräte immer kleiner werden, hat sich aufgrund der monolithischen Integrierbarkeit und auch der anfallenden Kosten im Terminalbereich das Prinzip des direkt mischenden Empfängers durchgesetzt. Das heißt das ankommende Signal wird hinter der Antenne gefiltert und danach zweikanalig weiterverarbeitet. Durch einen auf seiner Mittenfrequenz arbeitenden Quadraturmischer wird das Signal ins komplexe Basisband gemischt und nach einer weiteren (analogen) Filterung (zweikanalig) analog/digital gewandelt und vom Frontend an die Basisbandsignalverarbeitung weitergegeben. Dass der Imaginärteil (die Quadraturkomponente) des Frontendausgangssignals tatsächlich die Hilberttransformierte des Realteils (der Inphasenkomponente) darstellte, wäre ein reiner Zufall, weil dafür die Signalverarbeitung im Frontend ideal verlaufen müsste. Insbesondere müssten dazu die hinter dem Verzweigungspunkt von Real- und Imaginärzweigsignal folgenden Mischer um genau neunzig Grad gegeneinander versetzt arbeiten und die nachfolgenden Baugruppen (Analogfilter und Analog/Digital-Wandler) in beiden Kanälen identische Charakteristiken besitzen. Die zweikanalige Signalverarbeitung führt also in Frontends, die nach dem Quadraturprinzip arbeiten, aufgrund von Bauteileunterschieden in der Regel zu Gleichlauf Fehlern. Die Aufgabe der Dissertation von Herrn Rykaczewski besteht darin, auf der Grundlage der bekannten Literatur zu klären, welchen Einfluss diese Gleichlauf Fehler unter den für den Mobilfunk geltenden Randbedingungen auf die Übertragungsqualität haben, wie sie analytisch modelliert werden können und wie mit Hilfe des aus diesen Überlegungen resultierenden Modells die Fehler im Digitalteil des Empfängers korrigiert werden können. Dabei ist klar, dass die Laufzeitfehler sich einerseits bei verschiedenen Übertragungsverfahren unterschiedlich auswirken und andererseits Kanaleinflüsse wie Mehrwegeausbreitung oder der Dopplereffekt berücksichtigt werden müssen. Besonders interessant wird die Aufgabenstellung, wenn die Kompensationsmethoden

in Software Defined Radios (SDRs) zum Einsatz kommen sollen. SDRs verarbeiten im Mobilfunk sehr unterschiedliche Signale, angefangen von schmalbandigen Systemen, die lineare oder linearisierte Modulationsverfahren wie BPSK, QPSK oder GMSK benutzen bis hin zu Doppelmodulationsverfahren, wie sie beispielsweise in UMTS mit CDMA oder in WLANs nach IEEE 802.11a mit OFDM Anwendung finden. Für den Einsatz in Quadraturempfängern für SDRs sind insbesondere solche Kompensationsverfahren für Laufzeitfehler interessant, deren Leistungsfähigkeit weitgehend unabhängig vom Übertragungsverfahren ist.

Die Dissertation von Herrn Rykaczewski trägt durch

- die Entwicklung eines analytischen Modells für die Gleichlauffehler in Inphasen- und Quadraturzweig direkt mischender (Homodyn-) Empfänger
- die systematische Untersuchung dieser Fehler für unterschiedliche Übertragungsmethoden (lineare Modulation, OFDM, CDMA, MC-CDMA) unter Berücksichtigung ihres Einsatzes in SDRs
- die vergleichende Darstellung von Kompensationsmethoden und die Verifikation ihrer Leistungsfähigkeit anhand von Monte Carlo Simulationen und Messungen an einem Hardwaremodell

zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik bei.

Karlsruhe im Juni 2006

Friedrich Jondral

# Quadratureempfänger für Software Defined Radios: Kompensation von Gleichlauf Fehlern

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Piotr Rykaczewski

aus

Gdynia, Polen

Tag der mündlichen Prüfung:

19.06.2006

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Heinz G. Göckler





# Danksagung / Kiitokset / Podziękowania

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik (INT) der Universität Karlsruhe (TH). Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jon-dral, dem Leiter dieses Instituts, für sein Vertrauen auf meine Fähigkeiten in der Forschung, seine wertvolle Unterstützung und viele Diskussionen, die nicht nur zu meiner wissenschaftlichen, sondern auch zur persönlichen Weiterentwicklung beigetragen haben. Für seine Bereitschaft, das Hauptreferat für diese Arbeit zu übernehmen, danke ich ihm ebenfalls.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinz G. Göckler, dem Leiter der Arbeitsgruppe Digitale Signalverarbeitung an der Ruhr-Universität Bochum, danke ich für sein großes Interesse an dieser Arbeit, für seine Anregungen und für die Übernahme des Korreferats. Herrn Prof. Dr.-Ing. Kristian Kroschel und Frau Eva-Maria Schubart bin ich für Ihre engagierte Förderung des Studienprogramms Danzig-Karlsruhe sehr dankbar. Herrn Dr.-Ing. Jörg Brakensiek vom Nokia Research Center in Bochum danke ich für die angenehme und fruchtbare Zusammenarbeit im Rahmen des Projekts *Rekonfigurierbare Mobilfunk Systeme*.

Allen Kollegen, mit denen ich im Laufe meiner Tätigkeit am INT zusammengearbeitet habe, möchte ich meinen Dank für ein hervorragendes Arbeitsklima aussprechen. Besonders angenehm war die Zusammenarbeit mit meinen Kollegen Michael Eisenacher, Dr.-Ing. Ihan Martoyo und Dr.-Ing. Arnd Rhiemeier. Bei Herrn Tobias Renk möchte ich mich für sein gewissenhaftes Korrekturlesen dieser Arbeit bedanken. Hervorheben möchte ich die gemeinsam mit Herrn Volker Blaschke durchgeführten ersten Schritte auf dem Forschungsgebiet der Gleichlauffehler. Ferner danke ich allen an dieser Arbeit beteiligten Studenten, die mit ihren Ideen zum Gelingen meiner Promotion beigetragen haben. Dabei möchte ich Herren Siegfried Kettlitz und Jens Elsner für ihre hervorragende Arbeit besonders erwähnen.

Mein großer Dank gilt Herrn Reiner Linnenkohl für seine unermüdliche Hilfe bei Softwareproblemen. Frau Angelika Olbrich danke ich für das professionelle und schnelle Anfertigen zahlreicher Bilder und Vortragsfolien und Frau Gabriele Kuntermann für die gute Zusammenarbeit.

Abschließend wende ich mich an meine Eltern, an meine polnische Freunde und an die Gastgeber während meines Forschungsaufenthalts an der Technischen Universität Tampere in der jeweiligen Sprache.

**Suomalaisille lukijoille:**

Haluaisin kiittää professori Markku Renforsia ja tohtori Mikko Valkamaa kutsusta Tampereelle sekä vieraanvaraisuudesta ja opastuksesta Tampereen teknillisellä yliopistolla keväällä 2005. Olen erittäin kiitollinen, että sain tilaisuuden tutustua syvällisesti Tietoliikennetekniikan laitoksen tutkimukseen. Se myötävaikutti tähän väitöskirjaan merkittävästi.

**Do polskich czytelników:**

Obrona rozprawy doktorskiej na Uniwersytecie w Karlsruhe jest zwieńczeniem drogi, która rozpoczęła się w Gdyni. Bez moich Rodziców, ich wsparcia oraz mądrej miłości, nie byłoby możliwe powstanie tej pracy. Małgorzacie Brzeskiej dziękuję za lata wspólnych studiów i słowa otuchy dodające sił podczas pisania pracy. Szczególnie zaś wdzięczny jestem mej Ukochanej Justynie Łacny za jej bliską obecność w tym ważnym czasie i za pomoc w zauważeniu tego, co naprawdę istotne.

# Zusammenfassung

Im Zuge der Miniaturisierung wird in der Mobilfunktechnik zunehmend die homodyne, also eine direkt aus dem bzw. in das Basisband mischende Sende- und Empfangsarchitektur eingesetzt. Ihre Vorteile, darunter die strukturelle Einfachheit und die damit zusammenhängende Möglichkeit der monolytischen Integration, geringer Platzbedarf und Stromverbrauch, überwiegen die Nachteile deutlich. Dennoch dürfen die Risiken und Hochfrequenz bedingte Defizite des homodynen Ansatzes nicht vernachlässigt werden. Dazu gehören vor allem eine sehr hohe Empfindlichkeit gegenüber den Nichtlinearitäten und den Nichtidealitäten analoger Komponenten. Besondere Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit des zu Grunde liegenden Systems zeigen die Nichtlinearitäten und die Nichtidealitäten der Hardware in *Software Defined Radios* (SDRs). Rekonfigurierbare Komponenten, die in SDRs eingesetzt werden, müssen in breiteren Frequenzbereichen arbeiten, als es bei den klassischen Systemen, die nur auf eine Wellenform ausgelegt sind, der Fall ist. Meistens erfordert dieser Ansatz einen Kompromiss zwischen Flexibilität, Breitbandigkeit und Genauigkeit. Dabei werden Abstriche in der Präzision analoger Elemente, die nachträglich im Basisband korrigiert oder kompensiert werden können, in Kauf genommen.

Gegenstand dieser Arbeit sind Abweichungen in Übertragungseigenschaften zwischen In-phase- und Quadraturzweig in einem direkt mischenden Empfänger (I/Q-Fehler). Als Ursache des Fehlers werden die Ungenauigkeiten des lokalen Oszillators, des Phasenschiebers und der Filter identifiziert. Der physikalische Hintergrund wird analytisch für Ein- und Mehrträgersysteme beschrieben. Die Eigenart des I/Q-Fehlers in OFDM-Systemen (*engl.* Orthogonal Frequency Division Multiplex) wird hervorgehoben. Genauso detailliert werden die Auswirkungen in CDMA-Systemen (*engl.* Code Division Multiple Access) besprochen. Damit wird die Brücke zum SDR, das mit UMTS (*engl.* Universal Mobile Telecommunications System) und WLAN (*engl.* Wireless Local Area Network) nach IEEE 802.11a ein CDMA- und ein OFDM-System unterstützt, geschlagen. Einen wichtigen Teil dieser Arbeit bilden die Methoden zur Kompensierung der I/Q-Fehler. Sie werden im SDR-Kontext analysiert. Auch die Wechselwirkungen mit anderen Störeffekten und der Einfluss des Mobilfunkkanals sind von zentraler Bedeutung. Wege zur Milderung des I/Q-Fehlers in Mehrwegeumgebungen werden präsentiert. Theoretische Modelle werden durch Messungen und Simulationen bestätigt und bekräftigt.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Physikalische Randbedingungen . . . . .	1
1.2	Stand der Forschung . . . . .	3
1.3	Ziel und Aufbau der Arbeit . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Rahmenbedingungen des Software Defined Radios</b>	<b>11</b>
2.1	Übertragungstechniken für mobile und drahtlose Systeme . . . . .	12
2.1.1	Codemultiplex . . . . .	12
2.1.2	Orthogonale Mehrträgerverfahren . . . . .	16
2.2	Standards und Anwendungsbereiche . . . . .	20
2.2.1	UTRA-FDD Standard . . . . .	22
2.2.2	Wireless LAN Standard nach IEEE 802.11a . . . . .	26
2.3	Systemarchitektur . . . . .	29
2.3.1	Heterodyne Architektur . . . . .	29
2.3.2	Homodyne Architektur . . . . .	31
2.3.3	Alternative hybride Architektur . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Hochfrequenzbedingte Störungen</b>	<b>37</b>
3.1	Frequenzoffset und Phasenrauschen . . . . .	40
3.2	Intermodulationsprodukte und Interferenzen . . . . .	42
3.3	Gleichanteilkomponente . . . . .	44
3.3.1	Statische Gleichanteilkomponente . . . . .	45
3.3.2	Dynamische Gleichanteilkomponente . . . . .	46
3.4	I/Q-Fehler . . . . .	48
3.4.1	Phasenungleichläufe . . . . .	48
3.4.2	Amplitudenungleichgewichte . . . . .	50
3.4.3	I/Q-Fehler als Interferenz . . . . .	51

3.5	Messungen . . . . .	53
3.5.1	Messeinrichtung . . . . .	53
3.5.2	Messergebnisse . . . . .	54
3.6	Gesamtmodell der hochfrequenzbedingten Störeinflüsse . . . . .	59
<b>4</b>	<b>Einfluss der I/Q-Fehler auf Software Defined Radios</b>	<b>63</b>
4.1	Analytisches Modell . . . . .	63
4.1.1	Grundlegende Auswirkungen . . . . .	63
4.1.2	OFDM-basierte Systeme . . . . .	65
4.1.3	CDMA-basierte Systeme . . . . .	66
4.1.4	MC-CDMA-basierte Systeme . . . . .	67
4.2	Schlussfolgerungen aus dem Modell . . . . .	68
4.2.1	Lineare Modulation . . . . .	68
4.2.2	OFDM-Modulation . . . . .	69
4.2.3	CDMA-Modulation . . . . .	71
4.2.4	MC-CDMA-Modulation . . . . .	76
4.3	Analyse bei Mehrwegeausbreitung . . . . .	78
4.3.1	Einträgersysteme . . . . .	80
4.3.2	Mehrträgersysteme . . . . .	88
4.4	Einfluss der Gleichstromkomponente . . . . .	92
4.4.1	Einträgersysteme . . . . .	93
4.4.2	Mehrträgersysteme . . . . .	94
<b>5</b>	<b>Kompensierung der I/Q-Fehler</b>	<b>97</b>
5.1	Raum für die Kompensierung . . . . .	97
5.2	Wiener-Filter . . . . .	99
5.3	Datengestützte Methoden . . . . .	100
5.4	Nicht-datengestützte Algorithmen . . . . .	103
5.4.1	Hard-Decision-Methode . . . . .	103
5.4.2	Methode der statistischen Momente erster Ordnung . . . . .	105

5.4.3	Blinde Quellentrennung . . . . .	107
5.5	Kompensierung gemessener Signale . . . . .	111
5.6	Monte-Carlo Simulationen . . . . .	114
5.6.1	Schätzung des Signal-zu-Rauschverhältnisses . . . . .	114
5.6.2	Einträgersysteme . . . . .	122
5.6.3	Mehrträgersysteme . . . . .	125
5.7	Bewertung der Kompensationsmethoden . . . . .	127
5.8	Zusammenfassung . . . . .	128
<b>Abkürzungen, Notation und Formelzeichen</b>		<b>131</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>		<b>137</b>
<b>Betreute Studien-, Projekt-, Bachelor- und Diplomarbeiten</b>		<b>143</b>
<b>Index</b>		<b>145</b>
<b>Lebenslauf</b>		<b>147</b>





# 1 Einleitung

Seit der Einführung des GSM-Standards (*engl.* Global System for Mobile Communications) im Jahr 1991 hat die mobile Kommunikation zunehmend Einzug in den Alltag gehalten. Auf die in Europa, Teilen Amerikas und Asiens erreichte flächendeckende Mobilfunkverbreitung folgte die Standardisierung des UMTS (*engl.* Universal Mobile Telecommunications System) und anderer Mobilfunkstandards der dritten Generation nach IMT-2000 (International Mobile Telecommunications at 2000 MHz). Dank der wachsenden Popularität drahtloser, lokaler Netzwerke (*engl.* Wireless Local Area Network, WLAN) erlebt die drahtlose Kommunikation momentan einen weiteren, kräftigen Aufschwung.

Bereits ein flüchtiger Blick in die Produktkataloge der Mobiltelefon- und WLAN-Kartenhersteller verrät, dass der Markt der Teilnehmerendgeräte zum großen Schlachtfeld im Kampf um die Kunden geworden ist. Bei der breiten Palette von multifunktionalen und multimedialen Produkten, die den einfachen Mobiltelefonen früherer Jahre in nichts ähneln, rückt die ursprüngliche Funktion der Geräte - nämlich Telefongespräche zu ermöglichen - in den Hintergrund. Obwohl die physikalischen und technischen Randbedingungen für den Entwurf eines Senders bzw. Empfängers identisch geblieben sind, fordert der Markt von den Entwicklern innovative Ideen, auch die Hardwarearchitektur betreffend.

## 1.1 Physikalische Randbedingungen

Bei den Hardwarearchitekturen, auf denen digitale Empfänger basieren, unterscheidet man zwischen der klassischen heterodynen Architektur mit mindestens zwei Mischstufen, der homodynen Architektur, die auf die Zwischenfrequenzstufe beim Abwärtsmischen des hochfrequenten Signals verzichtet, und einer sogenannten *low-IF* Variante, die eine niedrige Zwischenfrequenz (*engl.* Intermediate Frequency) nutzt.

Homodyne Empfänger haben in den letzten Jahren viel Interesse geweckt. Bedingt durch ihre einfache Struktur und ihre reduzierten Anforderungen an die Hochfrequenz (*engl.* Radio Frequency, RF)-Baugruppen, wird diese Architektur sehr geschätzt, insbesondere in der sich rasant verändernden Welt des Mobilfunks. Das

Problem der Artefakte auf den Spiegelfrequenzen (*engl.* images) tritt nicht auf, weil die Zwischenfrequenz  $f_{IF} = 0$  ein *Imagefilter* überflüssig macht. Das für heterodyne Architekturen typische SAW (*engl.* Surface Acoustic Wave) Filter und die anschließende Abwärtsmischerstufe können durch ein Tiefpassfilter (*engl.* Low Pass Filter, LPF) ersetzt werden [36, 53]. Darüber hinaus sind die Basisband-Verstärker für eine monolithische Integration geeignet. Gerade bei der Entwicklung mobiler Funkgeräte spielt die Möglichkeit der monolithischen Integration eines Empfängers eine wichtige Rolle, weil sie einen direkten Einfluss auf die Verlustleistung und die Abmessungen des Endgerätes hat. Auch die Rekonfigurierbarkeit des Endgerätes kann dadurch erhöht werden, dass auf derselben Platinenfläche mehr Funktionsblöcke platziert werden können. Somit leistet die Integrationsmöglichkeit einen wesentlichen Beitrag zur Wirtschaftlichkeit des Mobilfunkkonzepts und ist für den Markterfolg der Mobilgerätehersteller, die in zunehmendem Maße auf homodyne Empfänger setzen, von großer Bedeutung.

Ein weiterer Grund, sich mit der homodynen Empfängerarchitektur auseinanderzusetzen, ist deren Anwendung in Software Defined Radios (SDR). Der Begriff wurde von Joseph Mitola Anfang der 1990er Jahre geprägt und stellt eine vereinfachte und technisch realisierbare Variante des Software Radios (SR) dar [37, 38]. Software Defined Radio steht im weitesten Sinn für eine flexible Programmierbarkeit aller Funktionalitäten innerhalb eines Mobilkommunikationssystems und betrifft sowohl das mobile Teilnehmergerät als auch die Basisstation (BS). Erwähnenswert sind die am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH) durchgeführten Arbeiten, die diverse Aspekte des parametrisierbaren [84, 85] und des modularen [56] SDR hervorheben. Auch für die hier behandelte Kompensierung der RF-bedingten Fehler ist die Unterscheidung zwischen den parameterbasierten und den modularen Funktionalitäten von zentraler Bedeutung. Eine notwendige Voraussetzung für jede SDR-Implementierung ist jedoch eine Hardwarearchitektur, die die erhöhte Flexibilität unterstützt. Es wurde gezeigt, dass sich das homodyne Frontend (FE) als ein Bestandteil solch einer SDR-fähigen Hardwareplattform hervorragend eignet [63].

Dem hohen Integrationsgrad und der geringeren Verlustleistung der homodynen Architektur, auch *Zero-Intermediate Frequency* (ZIF) Architektur genannt, stehen jedoch einige Nachteile gegenüber. Die Unterdrückung von Störsignalen, die außerhalb des Nutzfrequenzbandes liegen, erweist sich durch die aktive Filter als erheblich komplexer, vor allem wegen deren nichtlinearen Charakteristika. Sehr hohe Empfindlichkeit gegenüber Nichtidealitäten und Nichtlinearitäten analoger Bautei-

le, darunter Sende- und Empfangsfilter, Verstärker, vor allem geräuscharme *Low Noise Amplifiers* (LNA), Mischer, Phasenschieber und lokale Oszillatoren (LO) stellt die Entwickler vor diverse Herausforderungen, auf die in der vorliegenden Arbeit eingegangen wird. Diese Nichtlinearitäten kommen insbesondere bei rekonfigurierbaren, SDR-fähigen Systemen zum Vorschein, weil deren Hardwareanforderungen (z.B. an die vom Frontend unterstützten Frequenzbereiche) höher sind.

Die hochfrequenzbedingten Fehler umfassen den Frequenzoffset, das Phasenrauschen, die Intermodulationsprodukte, die Gleichanteilkomponente (*engl.* DC offset), Phasen-Ungleichläufe und Amplituden-Ungleichgewichte (zusammen als I/Q-Fehler, *engl.* I/Q imbalance oder I/Q mismatch bezeichnet). Dabei treten Gleichanteilprobleme ausschließlich bei homodynen Empfängern auf und I/Q-Fehler sind aufgrund der einzigen Abwärtsmischerstufe erheblich höher als bei den heterodynen Lösungen. Auch Intermodulationen gerader Ordnung können nur in homodynen Architekturen auftreten [53]. Diese ZIF-spezifischen Fehler werden in weiteren Kapiteln dieser Arbeit ausführlich behandelt.

## 1.2 Stand der Forschung

I/Q-Fehler und deren Kompensierung haben sich innerhalb von wenigen Jahren zu einem eigenständigen Forschungsgebiet entwickelt; eine rasante Entwicklung für ein Forschungsfeld, das erst Ende der 80er Jahre aufgegriffen wurde [2, 3, 9]. Allerdings wurde bereits einige Jahre früher bei Mehrkanalpeilern die Kompensierung des Kanalungleichlaufes erforderlich. Um fehlerfreie Peilungen zu erhalten, müssen sehr hohe Anforderungen an die Phasen- und Amplitudenunterschiede zwischen den I- und Q-Kanälen gestellt werden. Abhängig vom Frequenzbereich kann der maximal zulässige Amplitudenunterschied weniger als 1% und der zulässige Phasenungleichlauf  $1^\circ$  bis  $2^\circ$  betragen. Als Beispiel dafür kann der Watson-Watt-Sichtfunkpeiler dienen, für den FFT-basierte Eichverfahren im Jahre 1986 konzipiert und patentiert wurden [25].

Der Watson-Watt-Peiler ist ein Mehrkanalempfänger, bei dem die beiden Peilspannungen sowie die von der Hilfsantenne abgeleitete Rundspannung jeweils getrennt in einem eigenen als Überlagerungsempfänger ausgelegten Empfangskanal selektiert und verstärkt werden [18]. Die Frequenzumsetzung erfolgt in mehreren Stufen mit Hilfe eines Referenzoszillators, der die Frequenzgenauigkeit von bis zu 1 ppm (*engl.* part(s) per million) erreicht. Die beiden Peilkanäle (hier Nord-Süd und Ost-

West genannt) dürfen bestimmte Amplitudenunterschiede und Phasenunterschiede nicht überschreiten. Somit ergibt sich eine Parallele zu den I/Q-Ungleichgewichten in Mobilfunkempfängern.

Die stetig wachsende Bedeutung der I/Q-Fehler-Problematik hängt mit dem Stellenwert zusammen, den homodyne Empfänger in der Mobilfunkkommunikation hatten und haben. Zwar gab es bereits 1924 (also nur sechs Jahre nach der Entwicklung der heterodynen Architektur) den ersten Versuch, die homodyne Architektur in einem Vakuumröhrenempfänger einzusetzen [14], das Experiment jedoch scheiterte, vor allem wegen der Ungenauigkeit des LO. Außerdem waren die Vorzüge der homodynen Bauweise, die wir heutzutage zu schätzen wissen, damals nicht ersichtlich. Technische Randbedingungen und Anforderungen bezüglich Mobilität waren im Jahre 1924 andere als heute, wie die Bilder 1.1(a) und 1.1(b) deutlich belegen. Bis zum ersten erfolgreichen Einsatz der Direktmischarchitektur hat es weitere 23 Jahre gedauert, bis sie 1947 zum ersten Mal in einem Telekommunikationsmessgerät Anwendung fand [77]. Der Massenmarkt für dieses Konzept hat sich viel später geöffnet, nämlich mit der Einführung des Funkrufempfängers oder Pagers 1980.



(a) Kfz-Kommunikationslösung aus dem Jahre 1924. Copyright: Lucent Technologies [79]



(b) Kfz-Freisprecheinrichtung im herkömmlichen Kleinwagen im Jahre 2006

**Bild 1.1** Mobile Kommunikation gestern und heute

Diese Entwicklung wäre ohne einen großen Fortschritt in der Hochfrequenztechnik nicht vorstellbar gewesen. Erst die Möglichkeit einer monolithischen Integration hat die homodyne Architektur für die Industrie interessant gemacht. Sonst wäre der Einsatz eines homodynen Empfängers im Mobilfunk nicht denkbar gewesen. Der

Schritt zu einem *one chip radio* wurde gewagt. Auch wenn die historische Entwicklung der Idee eines Software Radios in Kapitel 2 ausführlicher behandelt wird, ist es an dieser Stelle erwähnenswert, dass der Wunsch nach Rekonfigurierbarkeit auf die Erforschung der I/Q-Fehler einen nicht zu unterschätzenden Einfluss nahm. Das SDR hat die Entwicklung einer standardunabhängigen Beschreibung und Kompensierung der hochfrequenzbedingten Fehler vorangetrieben [45, 58, 81].

Homodyne Empfänger weisen eine deutlich höhere Empfindlichkeit gegenüber I/Q-Fehlern auf als die heterodyne Architektur. Doch solange niederwertige Symbolalphabete (z.B. BPSK, QPSK) eingesetzt werden, wirken sich Amplitudenungleichgewichte und Phasenungleichläufe auf die Güte des Systems im Sinne der Bitfehlerrate (*engl.* Bit Error Rate, BER) kaum aus. Und selbst bei höherwertigen Modulationen sind die von isoliert auftretenden I/Q-Fehler verursachten Probleme nicht kritisch. Betrachtet man jedoch die Ungleichläufe und Ungleichgewichte gemeinsam mit anderen Störungen [71, 74, 76], stellt man fest, dass es Wechselwirkungen zwischen den Störquellen gibt, die eine fehlerfreie Demodulation des Signals verhindern und eine Kompensierung der I/Q-Fehler erfordern. Außerdem haben sich OFDM-basierte Systeme als sehr empfindlich erwiesen, wie im Kapitel 4.2 näher erläutert wird. Da die OFDM-Technik sowohl in den drahtlosen Netzwerken als auch bei DVB-T Anwendung findet, kann dieses Problem nicht ignoriert werden. In der Tat wurden I/Q-Fehler in OFDM-Systemen von vielen Forschungsgruppen näher betrachtet und Kompensierungsvorschläge unterbreitet. Diese Vorschläge reichen von pilotbasierten Korrekturmaßnahmen [73] über die Ermittlung der Fehlerparameter auf der Basis eines I/Q-Fehler Modells [75] bis zur relativ aufwändigen iterativen Kompensierung des Phasenfehlers hin [12]. Eine weitere, die Unkorrelierbarkeit der I- und Q-Signalen nutzende Methode wurde in [82] dargestellt. Von der pilotbasierten und somit Standard spezifischen Methode abgesehen, eignen sich alle anderen Algorithmen zur Implementierung in einem rekonfigurierbaren Terminal. Besonders interessant für diese Arbeit sind die in [75] und [82] dargestellte Methoden, die im Kapitel 5 weiterentwickelt, an die Gegebenheiten einer SDR-Umgebung angepasst und auf ihre Leistungsfähigkeit untersucht werden.

Die vorliegende Arbeit baut auf Ansätzen anderer Wissenschaftler auf. Deswegen ist es erwähnenswert, dass ein Großteil der zur Verfügung stehenden Literatur aus öffentlich zugänglichen, akademischen Forschungseinrichtungen stammt, wobei die Forschungsgruppen an der Katholieke Universiteit Leuven (Katholische Universität Leuven in Belgien, Tubbax) und an der Tampereen Teknillinen Yliopisto (Technische Universität Tampere in Finnland, Valkama) am aktivsten sind.

Aus diesem Grund sind Einblicke in die Forschungs- und Entwicklungsergebnisse der Mobilfunkindustrie um so wertvoller. Einige Ergebnisse des Nokia Research Centers Bochum (Coersmeier) sind bereits der Öffentlichkeit zugänglich [12, 13].

Einerseits bleibt die Entwicklung analoger Bauelemente, die von I/Q-Fehler verursachenden Nichtidealitäten und Nichtlinearitäten befreit sind, ein wichtiges Thema. Andererseits jedoch kann man die hochfrequenzbedingten Fehler nicht vollständig eliminieren; in einem SDR ist das schon aufgrund des sehr breitbandigen Frequenzbereichs, in dem die Sende-Empfang-Struktur arbeiten soll, nicht möglich. Digitale Kalibrierungs- und Kompensationsalgorithmen können zur Lösung des Problems beitragen. Der Trend zu systemunabhängigen Kompensationsalgorithmen hochfrequenzbedingter Fehler ist in der Forschung gut erkennbar.

### 1.3 Ziel und Aufbau der Arbeit

In der vorliegenden Arbeit werden nunmehr die hochfrequenzbedingten Fehler behandelt, die eine Kompensierung im digitalen Basisband eines homodynem Empfängers erfordern, vor allem Amplitudenungleichgewichte und Phasenungleichläufe. Zunächst werden die Rahmenbedingungen erläutert, die aus dem Konzept des Software Defined Radios hervorgehen. Wegen der Vielfalt der Kommunikationsszenarien und Standards beschäftigt sich Kapitel 2 mit dem SDR auf drei Ebenen: den Anwendungsbereichen, die durch Rekonfigurierbarkeit profitieren können, der digitalen Signalverarbeitung nach ausgewählten Kommunikationsstandards und der zu Grunde liegenden Systemarchitektur.

Die Idee, sowohl Sprachdienste als auch hochbitratige Datendienste in einer mobilen Umgebung mit einem einzigen Kommunikationsstandard zu realisieren, kann derzeit nicht erfüllt werden. Plausibler sind auf dem SDR-Ansatz basierende Multi-standardlösungen. Für diese Arbeit wurden die Standards UTRA FDD (UMTS Terrestrial Radio Access - Frequency Division Duplex) [1] und IEEE 802.11a [24] gewählt: Eine Entscheidung, die auf den sich gegenseitig ergänzenden Anwendungsgebieten beruht. Die praktische Relevanz einer diese beiden Standards umfassenden Lösung wurde in [7] dargestellt. Einen interessanten Beitrag zur Koexistenz von UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) und WLAN (Wireless Local Area Network) findet man auch in [5].

Die UTRA-FDD Variante des UMTS Standards eignet sich für Sprachdienste, aber auch für den Datenaustausch sowohl in stationären und nomadischen als auch in



mobilen Szenarien mit hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten. WLAN Standards, darunter der IEEE 802.11a, unterstützen die Mobilität der Teilnehmer nicht, sobald die mit der Bewegung zusammenhängenden Kanaländerungen zu schnell sind oder - im Falle von OFDM-basierten Systemen - Mehrwege mit wesentlichem Beitrag zur Gesamtsignalenergie Verschiebungen aufweisen, die größer als das Schutzintervall sind (*engl.* Guard Interval, GI). Dafür unterstützt IEEE 802.11a Datenraten bis zu 54 Mbit/s in einem Hot-Spot Szenario. Der Wunsch nach Komplementarität erklärt auch die Entscheidung für die UTRA-FDD Variante des Standards (UTRA-TDD eignet sich eher für unsymmetrische Datendienste, z.B. solche, die auf FTP und HTTP basieren; ausserdem verwendet UTRA TDD kleinere Zellen als die FDD-Variante und überlappt sich somit im Anwendungsbereich stark mit WLAN).

Kapitel 3 bietet einen Überblick über die hochfrequenzbedingten Störungen, die in digitalen Empfängern auftreten können. Im Mittelpunkt stehen die Herausforderungen der homodynen Architektur. Vor diesem Hintergrund werden die Störquellen analysiert. Eine wichtige Rolle spielen dabei die Wechselwirkungen zwischen den unterschiedlichen Störungstypen, die nur dann analysiert werden können, wenn die für die jeweilige Störung verantwortlichen analogen Bauteile identifiziert werden. Aus dieser Überlegung resultiert die Notwendigkeit, den Einfluss hochfrequenzbedingter Störungen über die theoretische Arbeit hinaus experimentell zu verifizieren. Es werden einige Messergebnisse samt einer Beschreibung der Messeinrichtung geliefert. Mit Hilfe dieser Ergebnisse kann das mathematische Modell überprüft und eine notwendige Abstimmung vorgenommen werden.

Aus der Kenntnis der Hardwareeigenschaften entstehen analytische Modelle, die als Grundlage für den weiteren Teil der Arbeit dienen. Die erstellten mathematische Modelle tragen zum Verständnis praktisch beobachteter Effekte bei. Sie erlauben aber auch eine weitere theoretische Analyse, deren wesentlicher Bestandteil die Vorschläge für Kompensationsmethoden sind. Nach der Erläuterung der Teilprobleme Frequenzoffset, Phasenrauschen, ungenaue Kanalfilterung, Intermodulationsprodukte und Gleichanteilkomponente, wird das Thema Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte behandelt, auf das anschließend im Kapitel 4 näher eingegangen wird.

Die untersuchten Störungen beruhen zwar auf physikalischen Effekten und sind somit unabhängig von dem jeweiligen Kommunikationsstandard, doch die Signalverarbeitung im Basisband eines Systems bestimmt die Auswirkungen dieser Störungen. Aufgrund fehlerbehafteter Demodulierung und Decodierung steigt die resultierende BER am Empfänger im Vergleich mit dem Idealfall ohne Störung. Des-

wegen bietet sich eine Studie gängiger Systeme mit unterschiedlichen Signalverarbeitungstechniken an, darunter die bereits erwähnten UMTS und WLAN Standards. Analytische Modelle, die über die Industriestandards hinaus die grundlegende Übertragungstechniken CDMA, OFDM und MC-CDMA hinsichtlich Störungen betrachten, vergleichen und analysieren, bilden den Kern dieses Kapitels.

Vor allem angesichts der Wechselwirkung mit anderen Störungen gehören Phasenumgleichläufe und Amplitudenungleichgewichte zu den größten Herausforderungen, die eine homodyne Architektur mit sich bringt und sind in den letzten Jahren zunehmend Gegenstand der Forschung geworden [81, 86]. Insbesondere OFDM-basierte Systeme leiden unter den Ungleichgewichten. Nach der kommerziellen Einführung des WLANs hat dieses Problem an praktischer Relevanz hinzu gewonnen [74]. Neben dem Fall einer digitalen Modulation im Basisband, werden digitale Modulationsarten im Trägerband, inkl. OFDM sowie CDMA und MC-CDMA in der vorliegenden Arbeit behandelt<sup>1</sup>. Analytische Modelle berücksichtigen eine Reihe weiterer Einflussquellen, wie z.B. I/Q-Fehler in einer Mehrwegeumgebung, Einfluss des Frequenzoffsets und einer Gleichanteilkomponente. Auch die Eigenschaften der Spreiz- und Scramblingcodes in CDMA und MC-CDMA Systemen sind berücksichtigt worden. Die aus den analytischen Modellen resultierenden Erkenntnisse werden durch Messergebnisse verifiziert, die mit einem Experimentalsystem gewonnen wurden.

Nach einer ausführlichen Modellierung der Ungleichgewichte und der Beschreibung ihrer Rolle bei unterschiedlichen Modulationstechniken, setzt sich Kapitel 5 mit den Kompensationstechniken auseinander. Zwar sind in diesem Kapitel auch Algorithmen, die andere RF-bedingte Störungen mindern, insofern erwähnt, als sie zur Behebung des I/Q-Fehlers beitragen, aber die Amplitudenungleichläufe und Phasenumgleichgewichte stehen im Vordergrund. Um die Voraussetzungen des SDRs zu erfüllen, wurden Alternativvorschläge zu den datengestützten Kompensationsmethoden gemacht. Die behandelten Algorithmen reichen von Hard Decision (HD) [75] über Wiener-Filter [31] bis hin zu einigen auf dem Prinzip von Blind Source Separation (BSS) basierenden Lösungen [8, 20] und anderen statistischen Methoden.

---

<sup>1</sup>Um Unklarheiten zu vermeiden, wird der Fachbegriff *Modulation* in Zusammenhang mit der Modulationstechnik OFDM, der Doppelmodulation CDMA und MC-CDMA verwendet. Die ausschließlich behandelten, kohärenten Symbolmodulationen (im Sinne von *Symbolmapping*) werden, falls nicht anderes erwähnt, als *Symbolalphabet* bezeichnet.



Eine Ergänzung und Verifikation der theoretischen Erkenntnisse bieten die Ergebnisse der rechnergestützten Simulationen. Die Eingangsdaten, die diesen Simulationen zu Grunde liegen, stammen teilweise aus den Messexperimenten. Es wurde auch eine Reihe von Monte-Carlo-Simulationen durchgeführt. Diese Ergebnisse werden im Sinne der Nachrichtentechnik interpretiert und führen letztendlich zu Vorschlägen bezüglich der Kompensierung der I/Q-Fehler, die für die Entwicklungsingenieure im Bereich Mobilfunk von Interesse sind.



## 2 Rahmenbedingungen des Software Defined Radios

Das Interesse an der von Mitola seit Anfang der 90er Jahre des 20. Jh. vorgebrachten Idee des Software Radios hat schlagartig nach dem Erscheinen der Spezialausgabe des IEEE Communications Magazine zu diesem Thema [38] zugenommen. Eine zentrale Eigenschaft des SRs ist seine sehr hohe Flexibilität. Die gesamte Signalverarbeitung findet im Digitalbereich statt, was das Abtasten des Signals direkt nach der Empfangsantenne impliziert. Die technologischen Randbedingungen, darunter die begrenzte Auflösung monolithisch integrierbarer Analog-Digital-Wandler (*engl.* analog/digital converter, ADC) und finanzielle Einschränkungen führen zur Implementierung des SDRs - einer aufwandsreduzierten Variante des SR. In diesem Falle wird das Signal auf eine geeignete Zwischenfrequenz oder direkt ins komplexe Basisband abwärts gemischt und dort digitalisiert. Der SDR-Ansatz stellt eine Verallgemeinerung der Integration von Multi-Band, Multi-Standard und Multi-Mode Fähigkeiten dar.

Die drei oben genannten Attribute bedeuten im Einzelnen, dass ein SDR [28]

1. bezüglich der Hardware breite Frequenzspektren abdecken muss (*multi-band*),
2. die Signalverarbeitung mehrerer Industriestandards unterstützen soll oder sie nach einer entsprechenden Aktualisierung der Parameterliste unterstützen können soll (*multi-standard*),
3. bezüglich der Software diverse Modi und Funktionalitäten realisieren muss, darunter Sprach- und Datendienste (*multi-mode*).

Dabei ist zu beachten, dass nicht jedes digitale Radio, das einen Mikroprozessor oder einen digitalen Signalprozessor (*engl.* Digital Signal Processor, DSP) beinhaltet, ein SDR ist. Ausschlaggebend ist, ob die wesentlichen Funktionalitäten der physikalischen Schicht durch Software gesteuert und geändert werden können [55, 78]. Die weitere Entwicklung des Konzepts des SDRs zum Cognitive Radio [21, 39] führt den Begriff der Selbsterkenntnis (vom *engl.* self-awareness abgeleitet) des Terminals ein. Somit soll das Cognitive Radio in der Lage sein, seine Umgebung wahrzunehmen und entsprechend agieren und reagieren zu können.

Für die in dieser Arbeit behandelten hochfrequenzbedingten I/Q-Fehler ist vor allem die Multi-Band-Fähigkeit von Bedeutung. Analoge Bauelemente, die in breiten Frequenzbereichen eingesetzt werden, müssen sich im gesamten Arbeitsspektrum linear verhalten. Oft stößt man bei dieser Anforderung an technologische Grenzen.

## 2.1 Übertragungstechniken für mobile und drahtlose Systeme

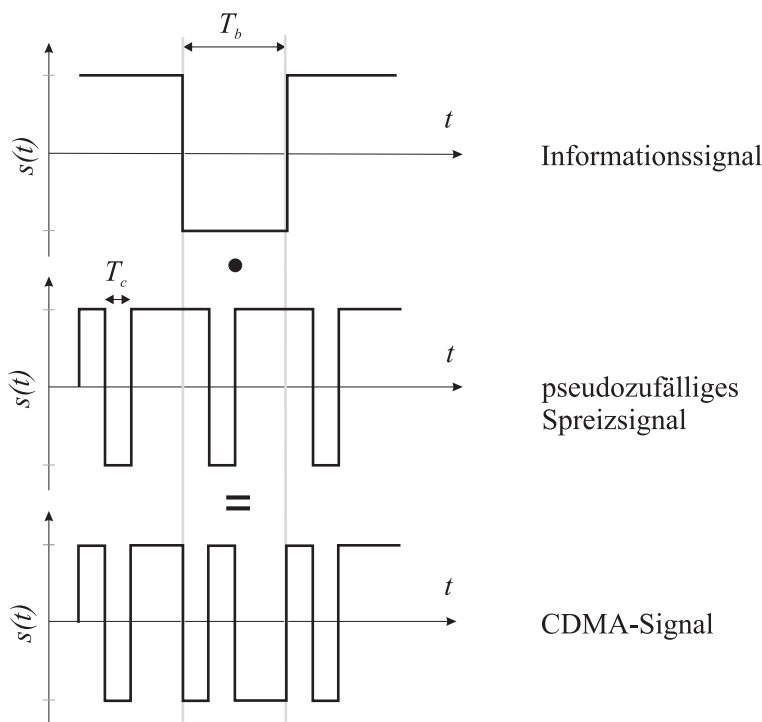
Vor der Betrachtung der Funkschnittstellen unterschiedlicher industrieller Standards bietet sich eine Übersicht der meistverwendeten Modulationstechniken an, ohne auf die Einzelheiten der Filterkoeffizienten, des Rahmenaufbaus, der Kanalcodierung etc. einzugehen. Zum einen können aus der Analyse der zu Grunde liegenden Modulation viele Eigenschaften des Standards ermittelt werden, darunter dessen Anfälligkeit für I/Q-Fehler. Zum anderen werden die Kompensierungsmöglichkeiten vom Modulationsverfahren mitbestimmt.

Auf die konventionellen Vielfachzugriffsverfahren FDMA und TDMA wird hier nicht näher eingegangen. Die Frequenzbegrenzung des Übertragungskanals ist eine Eigenschaft jedes Kommunikationssystems. Solange FDMA mit einer Amplituden- (ASK), Phasen- (PSK) oder Quadraturamplitudenmodulation (QAM) kombiniert wird, hat es keinen besonderen Einfluss auf die I/Q-Probleme. Analog ruft der Zuweisungsprozess von Zeitschlitz für die unterschiedlichen Nutzern keine unmittelbaren Auswirkungen bezüglich hochfrequenter Störeffekte hervor. Erst die Kombination von FDMA bzw. TDMA mit den Modulationsarten CDM(A) und OFDM führt zu einer neuen Situation. Aus diesem Grunde, aber auch, weil CDMA und OFDM bei dem Mobilfunk der dritten Generation und in den drahtlosen Netzwerken Anwendung finden, werden diese ausführlicher betrachtet.

### 2.1.1 Codemultiplex

Codemultiplex bezeichnet eine Datenübertragungstechnik mit besonders effizienter und flexibler Nutzung der vorhandenen Ressourcen, darunter die Bandbreite und die Anzahl der notwendigen Basisstationen. Anstelle des deutschen Begriffes wird meistens die Abkürzung CDMA verwendet, die für *Code Division Multiple Access* steht. In der verbreitetsten DSSS-CDMA Variante (DSSS steht für *Direct Sequence Spread Spectrum*) belegen alle Benutzer des Systems während der ge-

samt der Datenübertragung den selben Frequenzbereich. Die Nutzersignale der einzelnen Nutzer werden jedoch orthogonal zueinander codiert. Diese Nutzer- und Kanaltrennung durch Codes bedeutet, dass eine dynamische Zuweisung von Frequenzen bzw. Zeitschlitz für die Nutzer nicht erforderlich ist, auch wenn die Verbindung von CDMA mit FDMA und TDMA in vielen Industriestandards praktiziert wird (z.B. UTRA-FDD und UTRA-TDD).

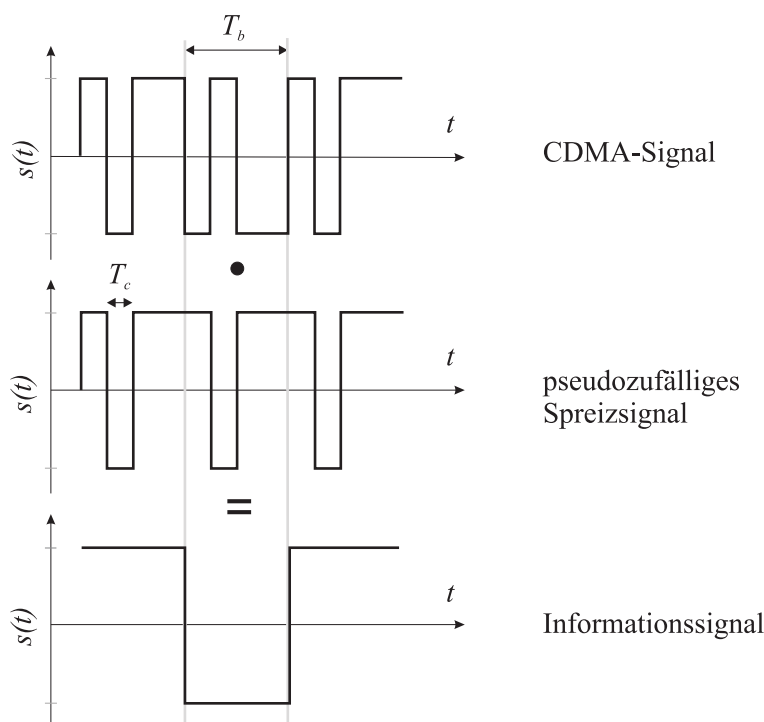


**Bild 2.1** Erzeugung eines CDMA Signals

Durch die Codes, deren Rate  $1/T_c$  (Chiprate) höher ist als die ursprüngliche Bitrate  $1/T_b$  (Bild 2.1), wird das Informationssignal auf ein Vielfaches der notwendigen Nyquistbandbreite *gespreizt*. Die Bandbreitenerhöhung entspricht der Länge des Spreizcodes und der Anzahl der Chips, auf die ein Bit abgebildet wird. Diese Größe wird als Spreizfaktor (SF) bezeichnet. Wie bereits erwähnt, kann die höhere Bandbreite von mehreren durch orthogonale Codes unterscheidbaren Nutzern belegt werden. Somit werden die Frequenzressourcen effizient verwendet. Als Beispiel kann UMTS dienen, das eine spektrale Effizienz bis zu 2,7 bit/s/Hz im HSDPA-Kanal (*engl.* High Speed Downlink Packet Access) mit der Coderate 3/4

erreicht, wobei sich der Begriff *Coderate* auf die in der Sicherungsschicht stattfindende Kanalcodierung bezieht.

Der Empfänger nutzt zur Rückgewinnung des ursprünglichen Informationssignals den selben Code, mit dem das Signal gespreizt wurde. Die verwendeten Codes sind binär und werden je nach Ausführung aus einer Walsh-Hadamard Matrix [50] oder durch das OVVSF-Verfahren (Orthogonal Variable Spreading Factor) [72] generiert. Daher bekommt man durch die erneute Multiplikation mit dem Spreizcode im Galoisfeld GF(2) das Informationssignal, wie im Bild 2.2 zu sehen ist.



**Bild 2.2** Entspreizung eines CDMA Signals im Empfänger

Das Produkt des gespreizten Signals mit dem Spreizcode wird anschließend mit einem Tiefpass gefiltert, da das Informationssignal eine um SF kleinere Bandbreite besitzt. In CDMA verwendete Spreizcodes sind zwar orthogonal, aber deren zeitliche Verschiebungen haben diese Eigenschaft im Allgemeinen nicht. Ein CDMA-Empfänger muss deswegen zuerst eine grobe Akquisition (*engl.* acquisition) mit der Genauigkeit von  $\pm 1$  Chip durchführen und dann für ständige Synchronisation mittels *Tracking* sorgen [83].

Die allgemeine Gleichung für ein CDMA-moduliertes Signal des Nutzers  $k$  lautet [26]

$$s_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_k(n)c_k(t - nT_b), \quad (2.1)$$

wo die Folge  $\{d_k(n)\}$  die NRZ-codierten (*Non Return to Zero*) Informationsbits des Nutzers  $k$  bezeichnet und  $c_k(t)$  die Spreizsequenz darstellt, mit der die Informationsbits multipliziert werden. Diese Spreizsequenz setzt sich aus den so genannten Chips zusammen:

$$c_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c_{k,m}g(t - mT_c) \quad (2.2)$$

$M = T_b/T_c$  ist der Spreizfaktor,  $g(t)$  ist im einfachsten Fall ein Rechteckimpuls der Dauer  $T_c$ . Der individuelle Spreizcode des Nutzers  $k$  kann als Vektor dargestellt werden:  $\vec{c}_k = [c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,M-1}]^T$ . In einem CDMA-System mit  $K$  Nutzern, wobei  $K \leq M$  ist, werden die unterschiedlichen Nutzerkanäle durch orthogonale Codes  $\mathbf{C} = [\vec{c}_0, \vec{c}_1, \dots, \vec{c}_{K-1}]$  getrennt. Es ergibt sich das gesamte Signal

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s_k(t). \quad (2.3)$$

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird das Summensignal nach der Digitalisierung für eine Bitdauer betrachtet. Unter Verwendung der Vektornotation für die Nutzerdaten auf Bitebene  $\vec{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{K-1}]^T$  kann der Spreizvorgang als eine Matrixmultiplikation dargestellt werden:

$$\vec{s} = \mathbf{C} \vec{d} \quad (2.4)$$

Dabei stellt  $\vec{s}$  das Summensignal auf Chipebene dar. Die Annahme orthogonaler Spreizcodes  $\mathbf{C}^H \mathbf{C} = \mathbf{I}$  führt zu folgender Beschreibung des Entspreizvorgangs, der im Bitsignal  $\vec{e} = [e_0, e_1, \dots, e_{K-1}]^T$  resultiert:

$$\vec{e} = \mathbf{C}^H \vec{s} = \mathbf{C}^H \mathbf{C} \vec{d} = \vec{d} \quad (2.5)$$

Laut Gl. (2.5) können alle Informationsbits aus dem Gesamtsignal wiedergewonnen werden. In real existierenden Übertragungskanälen ist eine fehlerfreie Decodierung

des gespreizten Signals jedoch nicht möglich. DSSS-CDMA ist sehr empfindlich gegenüber *MultiPath Interference* (MPI) und *Multiple Access Interference* (MAI). MPI entsteht durch die Ausbreitung von Signalen über mehrere Pfade von einem Sender zu einem Empfänger. Die Überlagerung der über unterschiedliche Pfade angekommenen, also auch unterschiedlich verzögerten Signale, kann zu Interferenz führen, welche die Signalqualität beeinflusst. MAI dagegen umfasst Interferenzen, die Folgen eines Vielfachzugriffs auf den selben Kanal sind, also Signale unterschiedlicher Nutzer einbeziehen.

Wird bei der Positionsbestimmung das Verfahren der Korrelation genutzt, so sind kurze Umwege der indirekten Pfade kritisch, weil die Trennung von direktem und indirektem Signal schwierig wird (insbesondere, wenn das direkte Signal nicht gemessen werden kann). Längere Umwege sind aufgrund der größeren Zeitdifferenz einfacher zu erkennen und zu eliminieren.

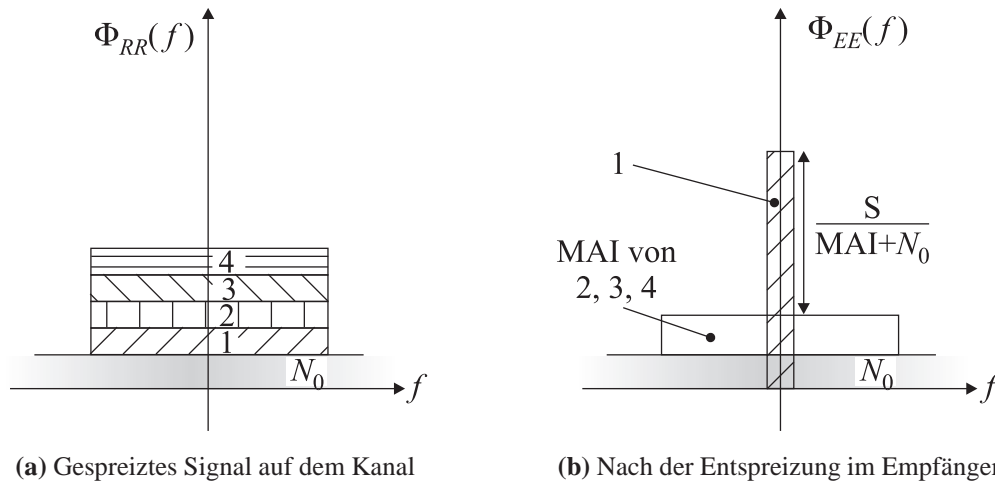
In einer Mehrwegeumgebung kann nicht mehr dafür gesorgt werden, dass die Codes vollständig orthogonal zueinander sind. Anders als bei den Zugriffsverfahren FDMA und TDMA ist die maximale Kapazität des CDMA-Systems jedoch nicht durch eine starre Anzahl von verfügbaren Frequenz- oder Zeitkanälen begrenzt. Vielmehr muss durch ständiges Überwachen des Signal- zu Störer- und Rauschverhältnisses  $\left(\frac{S}{MAI+N_0}\right)$  sichergestellt werden, dass die Qualität der Übertragung bei der momentanen Teilnehmerzahl gewährleistet ist. Da sich mit zunehmender Anzahl der Nutzer die Übertragungsqualität für alle Teilnehmer verschlechtert, spricht man in englischsprachiger Literatur von *graceful degradation*. Bild 2.3 verdeutlicht diese Zusammenhänge. Entspreizt wird der Signalanteil "1". Nach der Multiplikation mit dem Spreizcode tritt er in der spektralen Leistungsdichte deutlich hervor.

Der populärste CDMA-Detektor, der RAKE-Empfänger, interpretiert alle Nutzerkanäle außer dem zu dekodierenden als Rauschen [26]. Leistungsfähigere Lösungen bieten *MultiUser Detector* (MUD) oder die Frequenzbereichentzerrung (*engl. Frequency Domain Equalization, FDE*) [34]. Eine detaillierte Analyse des sehr forschungsträchtigen Themas CDMA-Detektion würde den Rahmen dieser Einführung sprengen.

### 2.1.2 Orthogonale Mehrträgerverfahren

Die Grundidee von OFDM besteht darin, hochratige Datenströme in mehrere niederrate Signalströme zu unterteilen, deren PSK oder QAM Symbole auf zueinan-





**Bild 2.3** Entspreizung mehrerer gestörter DSSS-CDMA Signale

der orthogonale, also sich gegenseitig nicht beeinflussende Unterträger moduliert werden. Mit der Parallelisierung der Datenübertragung verlängert sich die Dauer des OFDM-Symbols gegenüber einem Einträgersystem mit der selben Gesamtdatenrate entsprechend. Die mehrwegebedingte Intersymbol-Interferenz (ISI) ist deswegen geringer und kann sogar durch den Einsatz von Schutzintervallen in jedem OFDM-Symbol vollständig eliminiert werden. Das Schutzintervall wird mit einer zyklischen Erweiterung des OFDM-Symbols gefüllt, um Interkanal Interferenz (*engl.* InterCarrier Interference, ICI) zu vermeiden.

Nicht nur bei OFDM, sondern auch in konventionellen FDM-Systemen, die meistens im Rahmen der Mehrfachzugriffstechnik FDMA angewendet werden, sind hochratige Datenströme auf mehrere Kanäle mit jeweils eigener Trägerfrequenz verteilt. Das klassische FDM-Verfahren leidet in seiner ursprünglichen Form unter geringer spektraler Effizienz, nicht zuletzt wegen der Ungenauigkeiten des Frontends, die relativ breite Schutzbänder notwendig machen. OFDM dagegen kann ohne Schutzbänder arbeiten, weil die Bedingung der gegenseitigen Orthogonalität für alle Unterträgerpaare  $(f_k, f_l)$  erfüllt ist:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 e^{-j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_l t} dt = C\delta(k-l) \quad \text{für alle } 0 \leq k, l < L, \quad (2.6)$$

wobei  $g(t)$  eine bestimmte Impulsformung darstellt.

Dabei wird mit  $L$  die Anzahl der Unterträger bezeichnet. Für ein OFDM-Symbol kann das Signal in der komplexen Basisband-Darstellung wie folgt beschrieben

werden [41]:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{l=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}-1} d_{l+\frac{L}{2}} e^{j2\pi l \frac{t-t_s}{T_s}} & \text{für } t_s \leq t < t_s + T_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.7)$$

Das komplexe Basisband Signal in Gl. (2.7) beschreibt tatsächlich die inverse Fouriertransformierte (*engl.* Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) der  $L$  ASK-, PSK- oder QAM-Symbole. Um die Recheneffizienz des Verfahrens zu erhöhen, wird für gewöhnlich anstelle einer IDFT eine IFFT durchgeführt. Im Gegensatz zu den von der IDFT benötigten  $L^2$  komplexen Multiplikationen (die eigentlich Phasenverschiebungen sind), genügen der IFFT  $\frac{L}{2} \log_2(L)$  komplexe Multiplikationen, vorausgesetzt  $L$  ist eine Potenz von 2 [51].

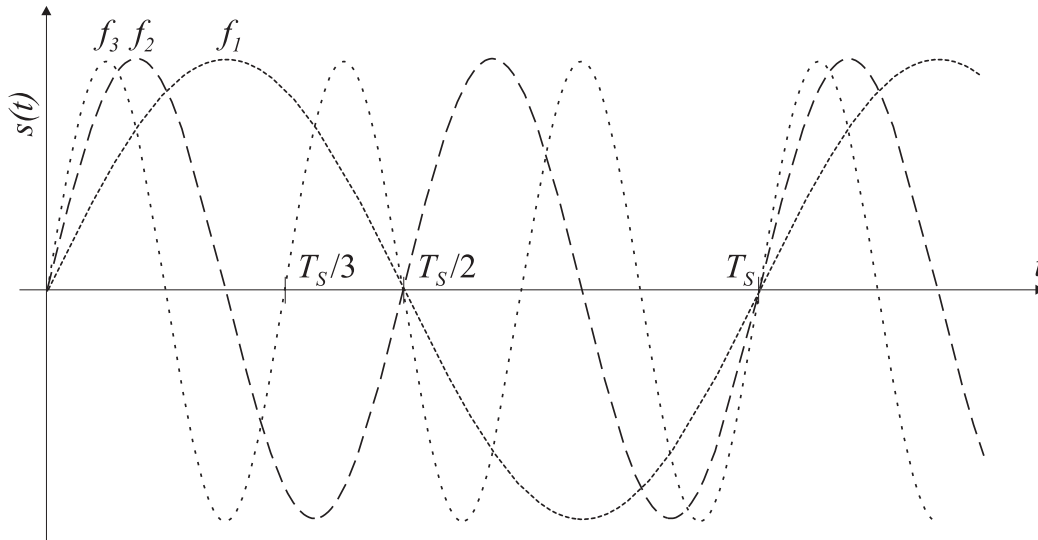
Im Bild 2.4 werden als Beispiel drei Unterträger eines OFDM Signals gezeigt. In der Realität können die Signale auf den Unterträgern unterschiedliche Phasen und Amplituden aufweisen, worauf hier der Vereinfachung wegen verzichtet wurde. Auch können diverse Unterträger diverse Symbolalphabete nutzen. Man beobachtet, dass die Unterträger eine unterschiedliche, aber immer gleiche Anzahl der Zyklen innerhalb einer Symboldauer  $T_s$  haben. Bei benachbarten Unterträgern unterscheidet sich diese Anzahl um 1. Tatsächlich sind alle Frequenzen von OFDM-Unterträgern Vielfache einer Basisfrequenz. Aus dieser Eigenschaft folgt die Orthogonalität.

Soll der  $k$ -te Unterträger aus Gl. (2.7) demoduliert werden, wird das Signal zuerst mit der Frequenz  $k/T_s$  abwärts gemischt und dann über  $T_s$  integriert. Die Integration liefert im Falle des Unterträgers  $k$  das Symbol  $d_{k+L/2}$  multipliziert mit einem konstanten Faktor, wie in Gl. (2.8) gezeigt. Alle anderen Unterträger verschwinden aufgrund der Summenorthogonalität.

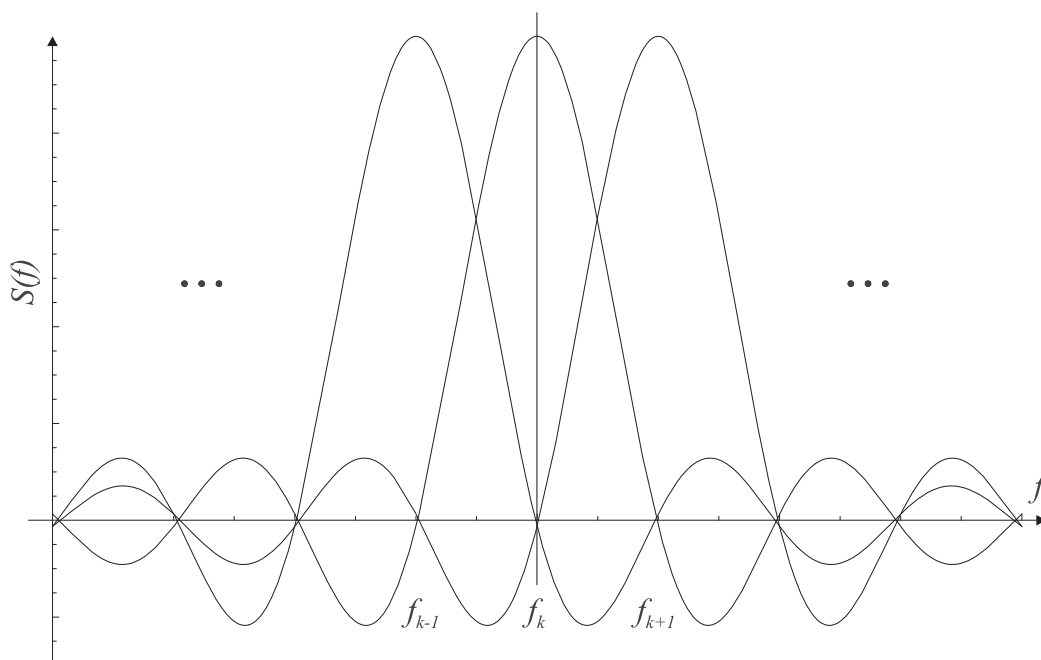
$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T_s} e^{-j2\pi k \frac{t-t_s}{T_s}} \sum_{l=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}-1} d_{l+\frac{L}{2}} e^{j2\pi l \frac{t-t_s}{T_s}} dt \\ &= \sum_{l=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}-1} d_{l+\frac{L}{2}} \int_{t_s}^{t_s+T_s} e^{j2\pi(l-k) \frac{t-t_s}{T_s}} dt = T_s d_{k+\frac{L}{2}}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Die endliche Symboldauer  $T_s$  beschreibt ein Zeitfenster, während dessen ein Symbol existiert. Demzufolge kann ein OFDM-Symbol als die Faltung eines Recht-

eckfensters der Zeittlänge  $T_s$  mit  $L$  Diracimpulsen auf allen Unterträgerfrequenzen dargestellt werden. Der Zusammenhang wird im Frequenzbild 2.5 deutlich.



**Bild 2.4** Orthogonale OFDM-Träger im Zeitbereich



**Bild 2.5** Orthogonale OFDM-Träger im Frequenzbereich

Anders als bei den konventionellen FDM-Systemen überlappen sich die Spektren der OFDM-Unterträger. Das Wichtige ist aber, dass an der Stelle, wo ein Unterträger seine maximale Leistungsdichte hat, alle anderen Unterträger gleich Null sind. Da ein richtig synchronisierter Empfänger genau diese Werte abtastet, kann das Signal fehlerfrei decodiert werden.

Unter realen Bedingungen sind einige weitere Maßnahmen nötig, um ISI und ICI zu eliminieren. Das Konzept von OFDM hat sich in Mehrwegeszenarien als sehr leistungsstark erwiesen, weil die Symboldauer eines  $L$  Unterträger umfassenden Systems  $L$  mal länger wird. Ankunftszeiten der Mehrwege werden relativ kürzer und können mit einem Schutzintervall (GI) abgefangen werden. Das Schutzintervall soll länger sein als die erwarteten zeitlichen Unterschiede zwischen den Mehrwegen. Im stationären Betrieb genügt meistens ein GI von weniger als 1 ms. Das GI könnte im einfachsten Fall eine Sendepause sein. Das würde zur Vermeidung von ISI zwar reichen, aber für eine zusätzliche ICI sorgen. Verschobene Unterträgersignale würden nicht mit einer ganzzahligen Anzahl der Perioden in ein  $T_s$ -Fenster passen. Die Idee, die dieses Problem behebt, ist denkbar einfach: Während des Schutzintervalls werden die Unterträgersignale periodisch fortgesetzt, so dass keine Übergangsstellen zwischen dem GI Signal und dem OFDM-Symbol entstehen.

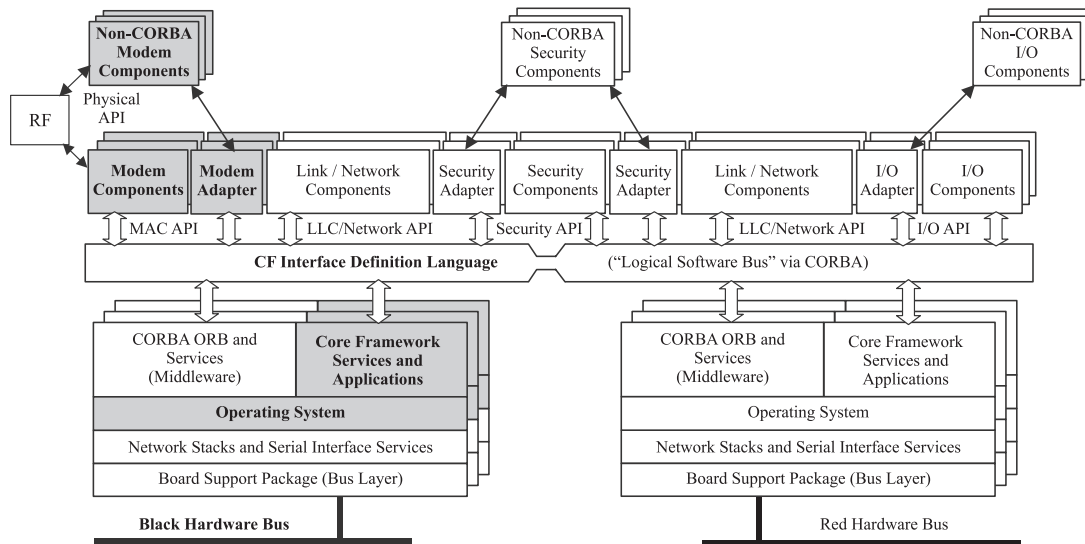
OFDM-basierte Systeme werden in vielen Kommunikationsbereichen eingesetzt, u.a. bei WLAN-Standards und im digitalen Fernsehen DVB-T. Seit kurzem wird auch die Verbindung von OFDM und CDMA in Form von MC-CDMA (*Multi Carrier CDMA*) auf Einsatzmöglichkeiten untersucht. Ein CDMA-Signal wird bei MC-CDMA über alle Unterträger des zu Grunde liegenden OFDM-Systems gespreizt.

## 2.2 Standards und Anwendungsbereiche

Im Vordergrund der Entwicklung jedes einzelnen Funksystems liegen die Anforderungen einer bestimmten Nutzergruppe, wobei die wichtigste Trennlinie zwischen den kommerziellen und militärischen Anwendern gezogen werden kann. SDR bietet sowohl den zivilen als auch den militärischen Nutzern eine Reihe von Vorteilen, über die einzelne Kommunikationssysteme nicht verfügen, auch wenn sie speziell für ihre Bedürfnisse zugeschnitten wurden.

Gerade aus dem militärischen Bereich kommt mit der Software Communications Architecture (SCA) [67] die momentan einzige allgemeingültige Beschreibung der

Schnittstellen und interner Organisation eines Software Defined Radios. Die SCA wurde als Teil des *Joint Tactical Radio Systems* (JTRS) vom SDR Forum definiert.



**Bild 2.6** JTRS Software Communications Architecture, Quelle: [67]

Die von der amerikanischen Armee und den Streitkräften anderer NATO-Länder vorangetriebene Entwicklung der SCA strebt eine möglichst hohe Flexibilität des Terminals an. Bei entsprechender Hardwareausstattung sollen mehrere Kommunikationsstandards im Echtzeitbetrieb unterstützt werden. Zu unterstützende Wellenformen (andere Bezeichnung der Luftschnittstelle, bezieht sich in den meisten Publikationen und in dieser Arbeit auf die Bitübertragungsschicht und die Sicherungsschicht des ISO/OSI-Modells) werden im Idealfall als Parameter übertragen. Sollte die Kernhardware über die gewünschten durch Parameter steuerbare Funktionalitäten nicht verfügen, können zusätzliche Hardwarekomponente angeschlossen werden. Die Schnittstellen zwischen dem CORBA-basierten lokalen Systembus (*engl.* Common Object Request Broker Architecture) und der Softwaredefinition des Kommunikationsstandards bzw. den zusätzlichen Hardwarekomponenten stellen *application programming interfaces* (APIs) dar.

Ein hoher Wert wird auf die Trennung zwischen den sicheren (schwarzen, *engl.* black hardware bus) und den nicht sicherheitsrelevanten (roten, *engl.* red hardware bus) Komponenten gelegt, die die militärischen Einsatzmöglichkeiten auf Kosten der Flexibilität des gesamten Systems erhöhen.

Im zivilen Mobilfunkbereich wird solch eine Trennung nicht praktiziert. Sonstige Grundsätze bleiben jedoch identisch, inklusive der parameterbasierten Beschreibung der Standards [27]. Auch die ursprünglich innerhalb des JTRS definierte SCA kann für andere Systeme übernommen werden [60], was der Erfolg der ersten kostenlosen *open source* SCA-Implementierung deutlich zeigt (OSSIE) [44].

Von Bedeutung für das hier beschriebene Szenario ist, inwieweit gewisse Funktionalitäten in den gewählten Standards innerhalb eines SDRs als parametrisierbar angesehen werden können. Dies betrifft in erster Linie die neuentwickelten Empfängeralgorithmen zur Kompensierung hochfrequenzbedingter Fehler. Die I/Q-Fehler sind unabhängig von der jeweiligen Kommunikationsplattform. Denn die Fehler hängen nicht von der Wellenform ab, sondern von den Nichtidealitäten und Nichtlinearitäten der SDR-Hardwarearchitektur. Die Kompensierung der Fehler, sobald sie im digitalen Basisband stattfindet, hängt jedoch stark von den Signalverarbeitungsalgorithmen in den Standards ab, wie im Kapitel 5 erklärt wird.

Der OFDM-basierte WLAN Standard nach IEEE 802.11a und der CDMA-basierte UTRA-FDD Standard repräsentieren zwei sehr unterschiedliche drahtlose Technologien. Trotz all der Unterschiede ist es sehr wünschenswert, über ein Sender-Empfänger-Paar zu verfügen, das beide Systeme ohne weiteres unterstützt. Vor allem die bereits erwähnte Komplementarität sorgt für ein ausgesprochenes Interesse: Während WLAN hohe Datenraten in einer stationären Hot-Spot Situation anbietet, könnte im laufenden Betrieb auf UMTS umgeschaltet werden, falls der Nutzer den WLAN-Versorgungsbereich verlässt oder sich in einer Mehrwegeumgebung bewegt, die aufgrund von begrenzten Schutzintervallen nicht von IEEE 802.11a unterstützt wird.

Für den Aufbau eines SDRs, das beide Standards unterstützt, ist die Analyse der involvierten Systeme unabdingbar. Daher wird im Folgenden auf die Luftschnittstellen von UTRA-FDD und IEEE 802.11a näher eingegangen. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Parameter beider Systeme bietet Tabelle 2.1.

### 2.2.1 UTRA-FDD Standard

UTRA-FDD ist neben UTRA-TDD eine der zwei Luftschnittstellen innerhalb des terrestrischen UMTS. Beide Luftschnittstellen sind mittlerweile Bestandteile der IMT-2000 Gruppe geworden. Der UMTS-Standard wurde seit dem sogenannten *Release 99* mehrmals ergänzt, nachgebessert und an neue Anwendungsbereiche angepasst. Unterstützte *Release 99* Datendienste bis theoretisch 2 Mbit/s (praktisch

	UTRA-FDD	IEEE 802.11a
Anwendung	Mobilfunk 3G	WLAN
Frequenzband	UL: 1,92-1,98 GHz; DL: 2,11-2,17 GHz	5,15-5,35 GHz; 5,725-5,825 GHz
Gesamtbandbreite	120 MHz	300 MHz
Kanalbandbreite	5 MHz (3,84 effektiv)	20 MHz (16,6 effektiv)
Duplexverfahren	FDD	FDD
Zugriffsverfahren	CDMA	CSMA/CD
Symbolalphabeten	UL: duales BPSK; DL: QPSK; ab <i>Release 5</i> auch 16 QAM	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Max. Datenrate	<i>Release 99</i> : 2 Mbit/s; <i>Release 5</i> : 14,4 Mbit/s	54 Mbit/s

**Tabelle 2.1** Die wichtigsten Parameter von UTRA-FDD und IEEE 802.11a

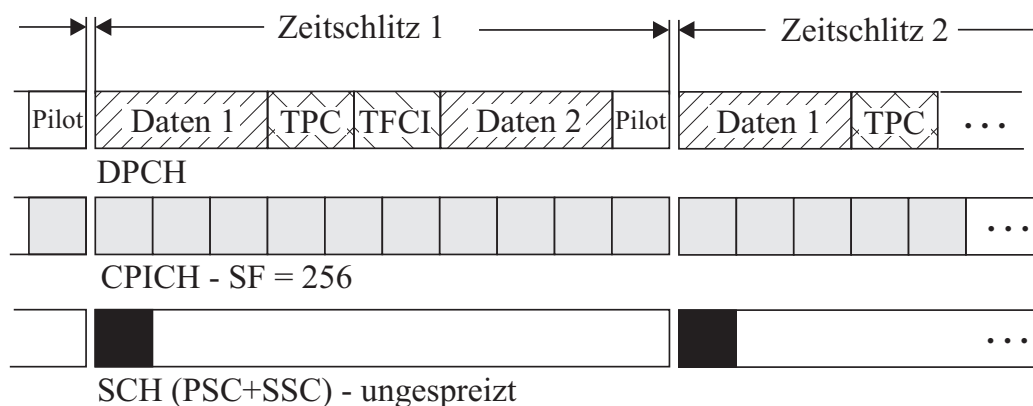
jedoch nur 384 kbit/s im Downlink und 64 kbit/s im Uplink), so wurde mit der *Release 5* aus dem Jahre 2002 die Technik HSDPA mit der maximalen Datenrate von 14,4 Mbit/s (praktisch bis 3,6 Mbit/s) eingeführt. *Release 6* folgte zwei Jahre später mit HSUPA (für Uplink) mit 5,8 Mbit/s, wobei auch hier praktisch erzielbare Datenraten deutlich niedriger als die theoretische Grenze werden [1].

UTRA-FDD basiert auf CDMA mit einer FDD-Komponente. Der Standard definiert insgesamt 12 Träger, die im 2 GHz-Bereich angesiedelt sind. Die Bandbreite jedes Frequenzkanals beträgt 5 MHz. Dank Scrambling können dieselben Frequenzkanäle in benachbarten Zellen belegt werden. Somit kann der Frequenzwiederholungsfaktor theoretisch auf 1 reduziert werden. Als Impulsformer dient ein Wurzel-Cosinus-Roll-off-Filter mit dem Roll-off-Faktor 0,22. Der Chiptakt ist auf 3,84 Mchip/s festgelegt (der Unterschied zwischen 3,84 MHz und 5 MHz lässt sich damit erklären, dass die Flanken des breitbandigen Signals nicht beliebig steil abfallen können und die Schutzabstände im Frequenzbereich benötigt werden). Zusätzlich zu dem in früheren Standardversionen verwendeten QPSK-Alphabet wird 16 QAM im Paketbetrieb verwendet. Der Standard beschreibt sowohl die physikalische Schicht als auch die Sicherungsschicht, wobei die Kanalcodierungsmethoden, die im letzteren Teil des Standards festgehalten werden, für die hier behandelten Effekte weniger Bedeutung haben. Deswegen wird im Folgenden der Schwerpunkt



auf die Spreizung und das Scrambling und nicht auf die Kanalaufteilung bzw. die Rahmenstruktur gelegt.

Der Standard definiert eine Reihe zugewiesener (*engl.* dedicated) Kanäle, die Daten oder Kontrollinformationen beinhalten. Außerdem wird im Rahmen des Standards der oben genannte paketorientierte Zugang angeboten, bei dem es neben dem *Shared-Channel* betrieb auch weitere zugewiesene Kanäle gibt. *Release 5* und *Release 6* können mit der Grundstruktur des *Release 99* koexistieren. Weiterhin müssen nicht alle Kanäle in jeder Zelle vorhanden sein. Eine besondere Stellung im Rahmen dieser Arbeit hat der Pilotkanal (Common Pilot Channel, CPICH) und der Synchronisationskanal (*engl.* Synchronization Channel, SCH). Dank der darin enthaltenen bekannten Symbole, können SCH und CPICH von datengestützten Algorithmen u.a. zur Kompensation der I/Q-Fehler verwendet werden. Es handelt sich dabei um Kanäle, die nur im Downlinkbetrieb existieren, d.h. in der Verbindung von der BS zum Mobilterminal (in der UMTS-Nomenklatur auch *User Equipment*, UE, genannt). Einer Bemerkung aus dem Kapitel 1 entsprechend, wird sich die hier dargestellte Standardbeschreibung auf das mobile Empfängergerät beschränken, d.h. es wird nur die Downlink-Datenübertragung behandelt. Die Rahmenstruktur des UTRA-FDD-Standards wird in Bild 2.7 dargestellt.



**Bild 2.7** Physikalische Kanäle im Downlink eines UTRA-FDD-Systems

Der CPICH enthält bekannte komplexe Symbole und wird mit einem SF=256 gespreizt. Eigentlich gibt es zwei CPICHs: Der primäre CPICH dient als Referenzkanal für die Phasenlage für mehrere andere Kanäle, unter anderem SCH und die Kontrollkanäle. Pro Zelle gibt es nur einen einzigen primären CPICH, der den primären Scramblingcode der Zelle nutzt und mit einem fest vorgeschriebenen Spreizcode gespreizt wird. Der sekundäre CPICH wird seltener eingesetzt. Er kann als



Referenz für den DPCH (*engl.* Dedicated Physical CHannel) dienen. Im Gegensatz zum primären CPICH kann er mit Antennenarrays auch nur über Teilbereiche einer Zelle ausgestrahlt werden und unterschiedliche Scrambling- und Spreizcodes verwenden, die dem UMTS-Endgerät von höheren Protokollschichten mitgeteilt werden.

Der SCH ist ein Kanal, der nicht gescrembelt über die gesamte Zelle ausgestrahlt wird. Das ist auch der erste Kanal, der nach dem Einschalten des Mobiltelefons, noch vor der Initiierung einer Verbindung, decodiert wird. Er dient der Ermittlung der Zelleninformation. Der SCH gliedert sich in einen primären SCH, der für die Zeitschlitzsynchronisation verwendet wird, und in einen sekundären SCH, der für die Zeiträhmensynchronisation und die Gruppenzugehörigkeit verantwortlich ist. Anders als CPICH ist der SCH zu den Daten- und Kontrollkanälen nicht orthogonal, was Störungen zur Folge haben kann. Der SCH belegt innerhalb eines Slots von 2560 Chips nur die ersten 256 Chips. Die restlichen Chips werden von einem physikalischen Kontrollkanal (genaue Bezeichnung Primary-Common Control Physical CHannel, P-CCPCH) per Zeitmultiplex genutzt.

Von wenigen Ausnahmen abgesehen, werden die UMTS-Kanäle durch Spreizung auf die Bandbreite von 5 MHz gebracht. Als Spreizcodes kommen die OVVSF-Codes zur Anwendung. Im Gegensatz zu den Walsh-Codes ist die Auswahl orthogonaler OVVSF-Codes auch dann auf eine einfache Art möglich, wenn unterschiedliche Spreizfaktoren eingesetzt werden. Das Bild 2.8 zeigt den Codebaum, aus dem orthogonale Codes unterschiedlicher Länge ausgewählt werden. Ausgegangen wird von dem einelementigen Vektor  $\vec{c}_{1,0} = (1)$ . Daraus werden zwei neue Codes gebildet, indem der Ursprungscode zweimal wiederholt wird oder an den Ursprungscode die Elementweise mit -1 multiplizierte Ursprungsfolge angehängt wird. Es entsteht ein binär gegliederter Codebaum. Bei konstanter Kanalbandbreite und Chiprate kann die Datenrate (im Sinne von Symbolrate) durch die Wahl des SF angepasst werden. Es ist bemerkenswert, dass die Spreizcodes im Downlink nicht nur für die Bandspreizung, sondern auch für die Identifizierung der Teilnehmerkanäle verwendet werden. Ideale Hardware vorausgesetzt, gibt es keine Synchronisationsprobleme, weil es sich um eine Punkt-zu-Mehrpunkt Verbindung handelt. Somit werden alle Signale synchron in der Zelle ausgestrahlt.

In der Uplink-Richtung sind die Signale, die von verschiedenen Teilnehmerendgeräten versendet werden, zwangsläufig nicht synchron. Die zeitlichen Verzögerungen der ankommenden Signale machen die Vorteile der ursprünglich paarweise orthogonalen OVVSF-Codes zunichte, denn die Verschiebungen von OVVSF-Codes

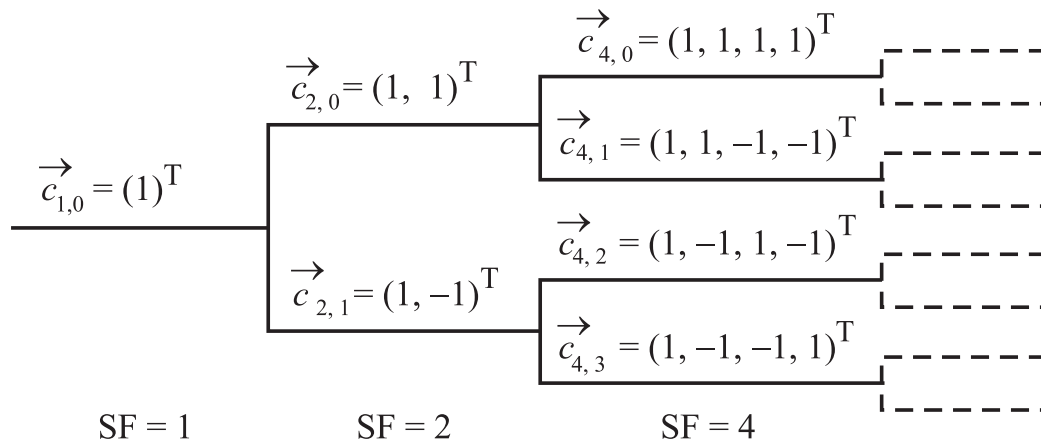


Bild 2.8 Das Prinzip des OVSF

sind nicht orthogonal und die Nutzerkanäle können nicht mehr voneinander getrennt werden. Ein weiteres Problem ergibt sich im Downlink. Zwar bleiben die Nutzerkanäle orthogonal, aber nur innerhalb einer isolierten Zelle. Sollte es mehrere benachbarte Zellen geben, müssten die zur Verfügung stehenden OVSF-Codes auf die Zellen verteilt werden. Daher wurden im UMTS-Standard die Scramblingcodes eingeführt. Sie werden auf der Chipebene verwendet und dienen nicht zur Bandspreizung, sondern gewährleisten die orthogonale Codierung der Zellen im Downlink und die orthogonale Codierung der Teilnehmer im Uplink. Die Scramblingcodes werden aus den Goldfolgen erzeugt, die wiederum auf den sogenannten Maximalsequenzen basieren [50].

## 2.2.2 Wireless LAN Standard nach IEEE 802.11a

Seit der 70er Jahre unternahm IEEE diverse Aktivitäten im Bereich der LANs. Die IEEE-Standards 802.3 (Ethernet), 802.4 (Token-Bus) und 802.5 (Token-Ring) bilden heutzutage (Ethernet) oder im historischen Kontext (Token-Architekturen) weit verbreitete Grundlagen für den Aufbau von drahtgebundenen LANs [42]. Der 802.11 Standard wurde im Jahre 1997 herausgegeben und setzt diese Aktivitäten für drahtlose LANs fort. Der ursprüngliche IEEE 802.11 Standard spezifiziert die Zugriffskontrollebene (*engl.* Medium Access Control, MAC) und auf physikalischer Ebene die Übertragung über Infrarot und über Funk im 2,4 GHz-Band mit einer maximalen Datenrate von 2 Mbit/s.

Der IEEE 802.11a Standard [24] wurde 1998 verabschiedet und kann als die physikalische Schicht betreffende Ergänzung des IEEE 802.11 angesehen werden. Es wurde die OFDM Modulation mit 48 Datenträgern und vier Pilotträgern eingeführt. Der OFDM-Datenstrom wird mit Hilfe eines IFFT-Blocks erzeugt. Die FFT/IFFT-Länge beträgt 64, d.h. 12 Stellen in dem FFT-Datensatz werden nicht belegt: eine, die der Frequenz 0 Hz entspricht, und 11 weitere, die den höchsten Frequenzen entsprechen. Der Unterschied zwischen der Anzahl aller Unterträger (52) und der FFT/IFFT-Länge (64) entspricht dem *zero padding* und führt zu einer feineren Rastung der Frequenzen.

Die beim IEEE 802.11a verwendeten höherwertigen Alphabete (bis 64 QAM) ermöglichen eine Datenrate von bis zu 54 Mbit/s. Es wurde das ISM-Band (*Abkürzung von Industrial, Scientific and Medical*) um 5,2 GHz gewählt. Dieser Standard ist weltweit der erste, der OFDM in einer paketorientierten Datenübertragung anwendet (vergleiche [41]).

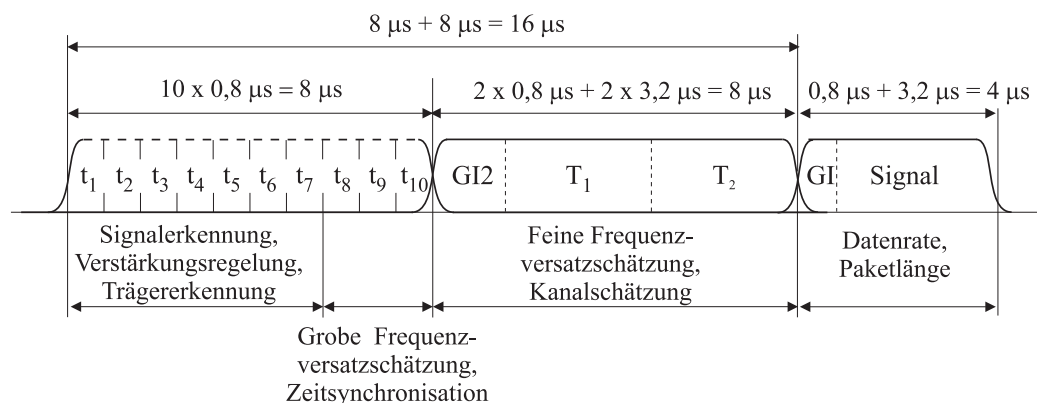
Aus Gründen, die bereits im vorigen, dem UMTS gewidmeten Abschnitt genannt wurden, werden die Kanalcodierung und andere Funktionalitäten der Sicherungsschicht nicht näher betrachtet. Dafür soll aber die physikalische Schicht näher untersucht werden, insbesondere die Art und Weise wie die OFDM-Modulation zum Einsatz kommt und welche Trainings- und Pilotsignale in die Kompensation hochfrequenzbedingter Fehler einbezogen werden können.

Der Parameter, der das größte Gewicht bei der Bestimmung der Systemeigenschaften und Anwendungsgebiete hat, ist das Schutzintervall von 800 ns. Dieses GI schützt vor ISI in einer Mehrwegeumgebung. Messungen, die in geschlossenen Räumlichkeiten durchgeführt wurden, bestätigen, dass die Verzögerungsspanne (*engl. delay spread*) in einer Büroumgebung nicht mehr als 200 ns beträgt [19], was eine maximale Verzögerung von weniger als 800 ns bewirkt. Das GI wird mit der zyklischen Erweiterung des Datensignals gefüllt. Das bietet einen zusätzlichen Schutz vor ICI.

Die Gesamtbandbreite des OFDM Signals beträgt 20 MHz (52 Unterträger mit 312,5 kHz Unterträgerabstand, zusätzlich dazu Schutzabstände zu den benachbarten Frequenzbändern). Im Zeitbereich ergibt sich als Kehrwert der Grundfrequenz, die zugleich Unterträgerabstand ist, eine Symboldauer von 3,2  $\mu$ s. Zusammen mit dem GI resultiert es in einer Gesamtsymboldauer von 4  $\mu$ s.

Mehrere OFDM-Symbole können aneinander gereiht und somit zu einem Paket werden. Die ersten 16  $\mu$ s eines Pakets, die 4 OFDM-Symbolen entsprechen, wer-

den von einer Präambel belegt. Danach folgt das sogenannte Signalfeld mit der Steuerungsinformation, z.B. über das in folgenden OFDM-Symbolen verwendete Alphabet. Diese Struktur wird in Bild 2.9 veranschaulicht.



**Bild 2.9** Die Struktur der Präambel und des Signalfeldes im IEEE 802.11a Paketaufbau

Sowohl die kurzen als auch die langen Trainingssymbole der Präambel weisen ein *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) von lediglich 3 dB auf, was deutlich weniger ist, als das PAPR zufällig erzeugter OFDM Daten. Damit wird einem Verlust der Symbole bei nichtlinearen Verstärkern vorgebeugt. Außerdem ermöglicht die Präambel-Struktur die Decodierung der Trainingssymbole mittels eines einfachen Korrelators auf der Empfängerseite. Durch eine Symmetrie in deren Struktur können die Trainingssymbole jeweils als zwei Symbole der Länge  $6,4 \mu\text{s}$  mit einem GI von  $1,6 \mu\text{s}$  interpretiert werden. Dies bietet einen zusätzlichen Schutz in einer Mehrwegeumgebung. Neben den Trainingssymbolen im Header jedes Pakets werden vier von insgesamt 52 Trägern mit bekannten komplexen nichtmodulierten Symbolen belegt. Diese bekannten Unterträger, auch Piloten genannt, können in diverse Schätzalgorithmen einbezogen werden.

Im Gegensatz zu UMTS gibt es in einem IEEE 802.11a System keine hierarchische Struktur, die eine Unterscheidung zwischen Downlink und Uplink ermöglichen würde. Der Standard wird relativ einfach gehalten, weil auf komplizierte Kanalverzerrungstechniken bei stark veränderlichen Kanälen verzichtet wurde. IEEE 802.11a eignet sich nur für einen stationären bzw. nomadischen Betrieb. Entscheidend ist dabei nicht die Geschwindigkeit (die Dopplerverschiebung zerstört die Orthogonalität der Träger bis zu relativ hohen Geschwindigkeiten nicht), sondern die Verzögerungsspanne und die zeitlichen Veränderungen des Kanals.

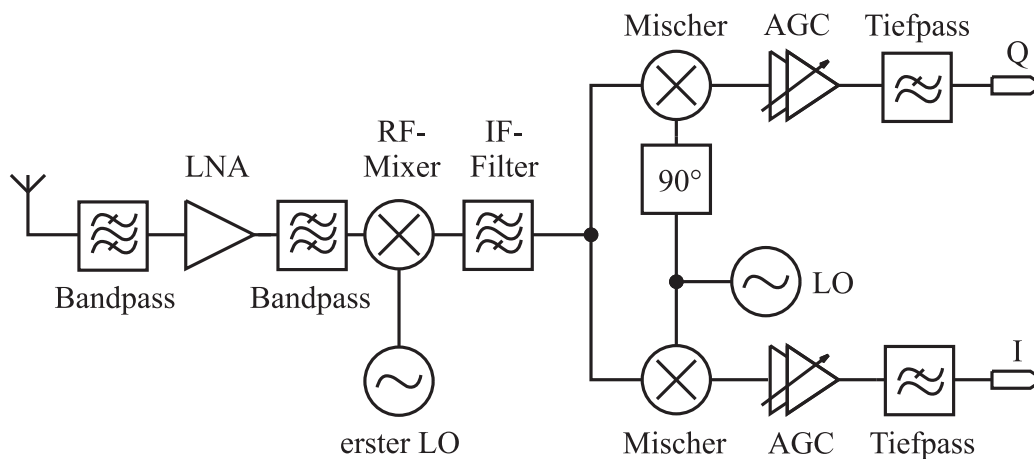
## 2.3 Systemarchitektur

Bezüglich der Zweckmäßigkeit eines SDRs mit UMTS und WLAN gibt es kaum Zweifel. Sowohl die Marktrelevanz einer solchen Lösung als auch die Anwendungsbereiche beider Systeme entsprechen den Voraussetzungen des Software Defined Radios. Einzelne Architekturen und Implementierungsmöglichkeiten müssen jedoch überlegt werden (vergleiche [6]).

Eine breite Palette an analogen Verarbeitungsmöglichkeiten des RF Signals teilt sich heutzutage den Kommunikationsmarkt. Der offensichtliche Trend zielt auf die Reduktion der Anzahl der benötigten Funktionalblöcke und auf die Integration des Analogteils mit den Basisband-Komponenten in einem einzigen Chip.

### 2.3.1 Heterodyne Architektur

Die klassische heterodyne Architektur wurde 1918 von Armstrong [33] eingeführt und wird seit damals ununterbrochen verwendet. Wie in Bild 2.10 dargestellt, wird das hochfrequente (RF) Signal zuerst auf eine Zwischenfrequenz (IF) abwärts gemischt. Im nächsten Schritt erfolgt eine vom I/Q Demodulator vorgenommene Abwärtsmischung ins Basisband.



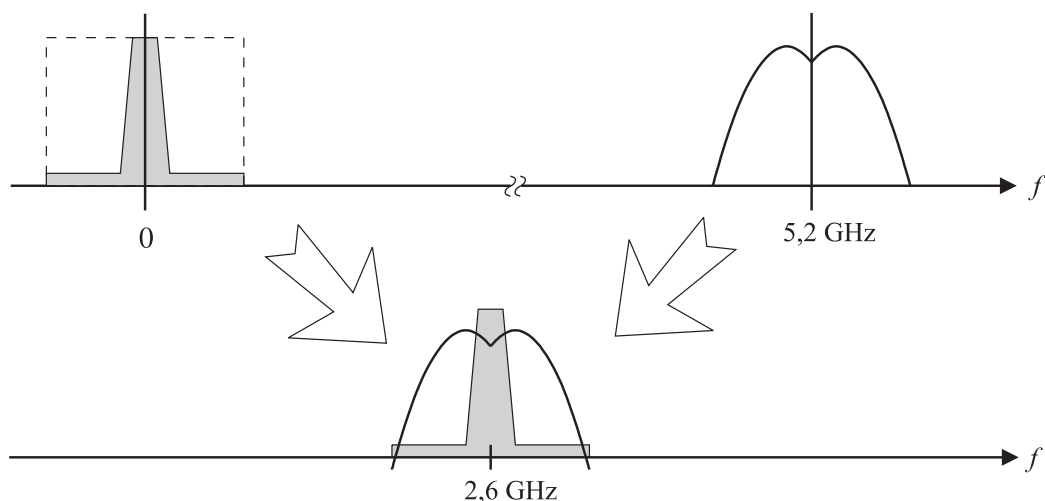
**Bild 2.10** Heterodyne Empfängerarchitektur

Einerseits können einige Elemente, insbesondere das Spiegelfrequenzfilter (*engl. image reject filter*), nicht integriert werden und müssen außerhalb der elektronischen Schaltung platziert werden. Die Integrationsprobleme sind eine Folge der hohen Anforderungen, die Spiegelfrequenzfilter erfüllen müssen. Andererseits bie-

ten heterodyne Empfänger Vorteile bezüglich Sensitivität, Selektivität und Intermodulationsverhalten gegenüber anderen Architekturen.

Es ist auch erwähnenswert, dass heterodyne Architekturösungen auf eine relativ einfache Weise in sehr hohen Frequenzbereichen angesiedelt werden können. Dementsprechend oft werden Empfänger der hochfrequenten IEEE 802.11a und HIPERLAN/2 Systeme heterodyn aufgebaut.

Eine weitere positive Eigenschaft eines heterodynen WLAN-Empfängers gegenüber der homodynen Bauweise (siehe Kapitel 2.3.2) ist die Tatsache, dass das Lecksignal (*engl.* leakage) zwischen dem lokalen Oszillator und der RF dank des LNAs und der Antennenselektivität besser unterdrückt werden kann. Doch es gibt einige hardwarebedingte Probleme, die in einem heterodynen Empfänger auftreten können. Beim WLAN werden besonders hohe Rauschteile aufgrund des Funkelrauschens des LNAs ins IF-Band aufwärtsgemischt, wie im Bild 2.11 dargestellt wird. Die Eckfrequenz eines LNAs kann mehrere Megahertz betragen, abhängig von den Abmessungen des Transistors. Trotz der im Falle von IEEE 802.11a hohen Bandbreite von 20 MHz kann das Funkelrauschen zu einer beträchtlichen Minderung des Signal-zu-Rauschverhältnisses führen (*engl.* signal to noise ratio, SNR). Bei einer aktiven Mischertopologie kann neben LNA auch der Eingang des Mixers zum Funkelrauschen beitragen.



**Bild 2.11** Aufwärtsmischen des gespiegelten Signalbandes bei WLAN

Ein entsprechend belastbarer Mischer stellt den Kern der Lösung des Funkelrauschproblems dar, das in [11] präsentiert wurde. Eine kapazitive Kopplung zwischen

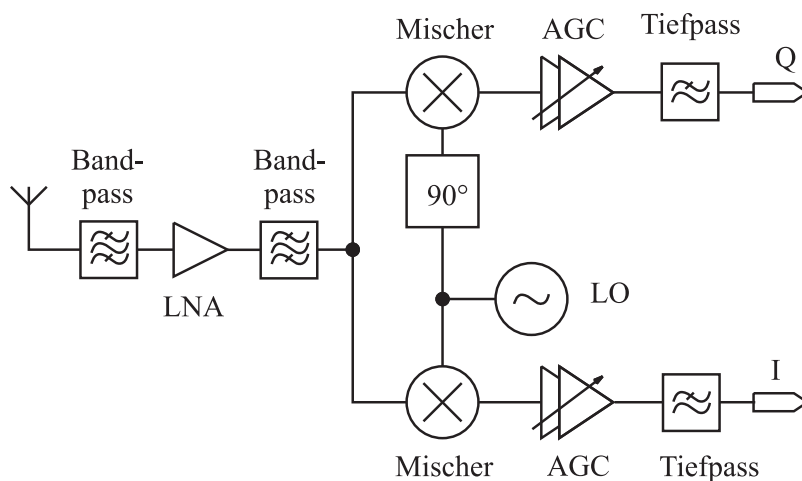
dem LNA und dem ersten WLAN Mischer sorgt für die Eliminierung des Funkele rauschens. Ein weiteres Problem kann jedoch bei nicht ausreichender Isolation zwischen den LO- und IF-Eingängen des ersten Mischers auftreten. Der LO-Träger könnte somit die Mittenfrequenz des IF-Bands treffen. Folglich würden Sensitivitätsprobleme auftreten, die nur mit einer isolationssichernden doppelt ausgewuchteten Mischertopologie zu mildern wären. Ferner beachte man auch die hohen Linearitätsanforderungen des Mischers, falls kein zusätzliches Filter die Kanalwahl auf der Zwischenfrequenz unterstützt. Die oben genannten, meist mit dem I/Q-Demodulator zusammenhängenden Probleme können nur durch innovative Entwurfslösungen für die funktionalen Blöcke herbeigeführt werden. Viele Vorschläge sind auch in dem umfangreichen Buch von Razavi zu finden [54]. Auch bezüglich der Rekonfigurabilität weist die heterodyne Architektur einige Schwächen auf. Externe Filter können, abhängig von der Bandbreite, die unterschiedliche Systeme oder Modi benötigen, nicht dazugeschaltet werden. Dazu kommen die im Mobilfunkbereich wichtigen Aspekte der Chipfläche und des hohen Gewichts des gesamten heterodynen Empfängers.

### 2.3.2 Homodyne Architektur

Der homodyne Empfänger (Bild 2.12) wird in letzter Zeit immer häufiger eingesetzt, nachdem die Probleme mit der Gleichanteilkomponente und mit dem Lecksignal des LOs überwunden worden sind. In diesem Empfängertyp wird der hochfrequente Kanal mit der LO-Frequenz, die der Trägerfrequenz entspricht, gemischt. Somit reduziert sich die Zwischenfrequenz zu Null. Das Konzept der Direktmischung bietet einige Vorteile aufgrund seiner Einfachheit, der Möglichkeit einer monolithischen Integration und der Beherrschung des Problems der Spiegelfrequenzen, die eine große Herausforderung der heterodynen Architektur darstellen [36].

Dank des Nichtvorhandenseins der IF-Filter in der homodynen Architektur ist die bessere Integration gegeben. Daraus folgt die geringere Anzahl der Funktionsblöcke - mit dem geringeren Leistungsverbrauch und der geringeren Chipfläche ebenfalls ein wichtiger Faktor. Von den bereits erwähnten Vorzügen abgesehen, weist die ZIF (*Zero-IF*) Architektur einige Nachteile auf. Zuallererst sind wegen der Direktkonvertierung die Anforderungen an den Intermodulationspunkt zweiter Ordnung (IP2) sehr hoch. Des Weiteren sind analoge Hardwaremodule, die im hohen Frequenzbereich arbeiten müssen, vom I/Q-Fehler besonders behaftet. Filter





**Bild 2.12** Homodyne Empfängerarchitektur

mit entsprechend niedriger Einfügungsdämpfung können für das Basisband nicht konstruiert werden, weswegen man aktive Filter einsetzen muss [70]. Somit kann das Rauschen der Empfängerelemente zu einem Problem werden.

Die oben angeführten Bedenken treffen vor allem für schmalbandige Signale zu. Mit 5 MHz bzw. 20 MHz Bandbreite sind UMTS- und WLAN-Systeme weniger von den Nachteilen homodyner Empfänger betroffen. Allgemein gilt auch, dass je niedriger der RF-Bereich einer Wellenform liegt, desto weniger technischer Aufwand muss für den Entwurf eines Direktmischempfängers betrieben werden.

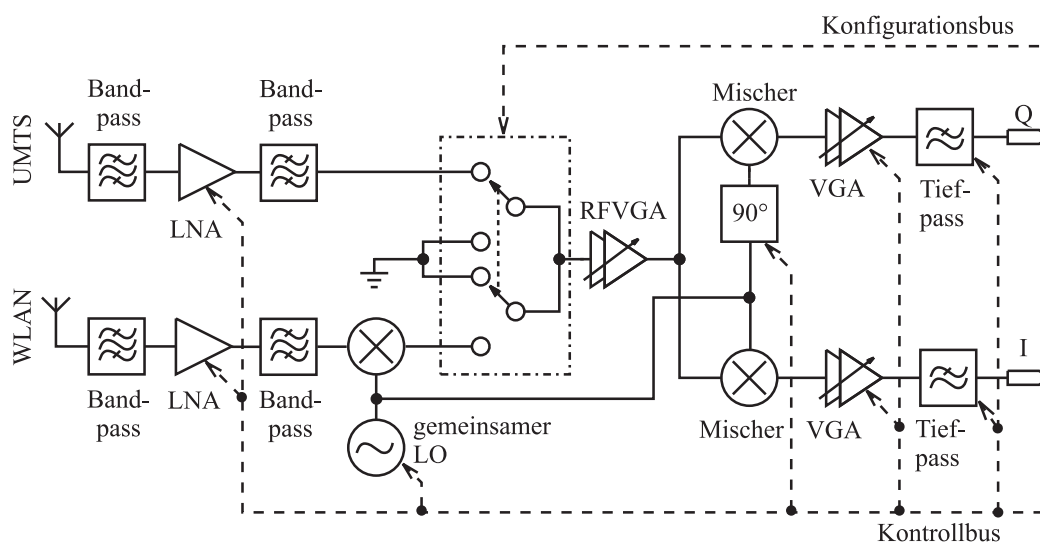
Es ist an dieser Stelle erwähnenswert, dass eine weitere Empfängerkategorie immer mehr an Bedeutung gewinnt, nämlich sogenannte *Low-IF* Empfänger, deren Zwischenfrequenz sehr niedrig angesiedelt ist. Trotz der potenziellen Möglichkeit, für Niedrig-IF Empfänger Anwendungen in Multi-Mode Systemen zu finden, funktionieren solche Strukturen vor allem mit schmalbandigen Eingangssignalen. In dieser Arbeit werden aber schwerpunktmäßig Breitbandsignale betrachtet.

Weitere ausführliche Informationen über die hier besprochenen RF-Architekturen findet man in [53]. In Verbindung mit dem SDR-Konzept werden die Architekturen in [78] vorgestellt.



### 2.3.3 Alternative hybride Architektur

Weder die homodyne noch die heterodyne Architektur führt zur gewünschten Rekonfigurabilität im betrachteten Beispiel eines UMTS- und WLAN-Empfängers. Die wichtigsten Anforderungen, die eine dem Empfänger zu Grunde liegende Architektur zu erfüllen hat, betreffen die Integrationsebene, die Leistungsaufnahme, den Komponentenentwurf etc. In [63] wurde nach der Analyse mehrerer Möglichkeiten eine rekonfigurierbare Architektur vorgeschlagen (siehe Bild 2.13), auf die im Weiteren näher eingegangen wird.



**Bild 2.13** Hybride Architektur für UMTS (UTRA FDD) und WLAN (IEEE 802.11a)

Die Neuerungen der hybriden Architektur betreffen sowohl die Software als auch das analoge Hochfrequenzteil des Empfängers. Die Aspekte der Rekonfigurierbarkeit der hybriden Empfängerbauweise wurden ausführlich in [10] behandelt. Im Allgemeinen wird ein homodynes Empfängerteil für UMTS benutzt und seine heterodyne Komponente für den IEEE 802.11a WLAN Standard. Solch eine Lösung unterstützt zwar den gleichzeitigen Betrieb beider Systeme nicht, ermöglicht aber das Umschalten zwischen den Systemen mit einer kurzen Abschaltzeit.

Die vorgeschlagene Architektur vereint die Vorteile des homodynen und des heterodynen Empfängers. Da die heterodyne Komponente für das auf der Frequenzachse weiter unten liegende UMTS (Trägerfrequenz um 2 GHz) benutzt wird, wird das Problem des I/Q-Fehlers gemildert. Im Gegenzug nutzt der höherfrequente WLAN-

Standard (5,2 GHz) die heterodyne Architektur, was den Leckeffekt zwischen der RF und dem LO-Eingang minimiert und gute Selektivität gewährleistet.

Die hybride Architektur beinhaltet die maximal mögliche Anzahl der wiederbenutzbaren Funktionalblöcke, in dem das Zwischenfrequenzband des WLAN-Empfängers sehr nah am Übertragungsfrequenzband des UMTS-Standards platziert wird. Auf diese Weise kann die Blockkette des Empfängers hinter dem ersten WLAN-Mischer von beiden Standards benutzt werden. Die aktive Wellenform kann vom Nutzer durch die Kontroll- und Konfigurationsbusse ausgewählt werden. Der Konfigurationsbus übermittelt die Entscheidung, welcher Signalpfad benutzt werden soll und der Kontrollbus liefert die Parameter für die einzelnen Funktionalblöcke. Beide Busse stellen in dem Modell Verbindungen zu den höheren Ebenen der Basisband-Signalverarbeitung dar (im Sinne von ISO/OSI). Zwar ist die Betrachtungsweise, welche die an den Bussen anliegenden digitalen Signale mit einer Entscheidung des Nutzers bezüglich der Konfiguration gleichsetzt, eine Vereinfachung, doch sie entspricht dem Sinn der übertragenen Information.

Zugegebenermaßen lässt sich eine vollständige Rekonfigurierbarkeit nicht erreichen. Einige Hardwareblöcke des Empfängers in Bild 2.13 sind nur für einen der beiden Standards bestimmt, wie z.B. der UMTS-LNA. Um Energie zu sparen, kann man die Blöcke zumindest ausschalten, während sie nicht gebraucht werden.

Ein weiterer Vorzug des hybriden Empfängers ist ein rationeller Umgang mit dem Frequenzspektrum des lokalen Oszillators. Das heterodyne WLAN-Empfängerteil nutzt dieselbe LO-Frequenz für die beiden Abwärtsmischer. Damit wird eine IF auf der Hälfte der Eingangs-RF erzeugt [54]. Dies bedeutet, dass die LO-Frequenz für WLAN zwischen 2,5 und 2,9 GHz liegt. Außerdem wird in diesem Fall das Spiegelband zentral um die Nullfrequenz entstehen und anschließend durch die Antenne, das Kanalfilter und den LNA unterdrückt. Somit wird ein externes Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung nicht benötigt. In dem für den UMTS-Standard vorbestimmten homodynen Empfängerteil beträgt die LO-Frequenz 2,1–2,2 GHz.

Die Anordnung der Oszillatorfrequenzen macht es möglich, einen gemeinsamen rekonfigurierbaren LO mit einer relativ schmalen Frequenzbandbreite zu nutzen. Um sowohl UTRA-FDD als auch IEEE 802.11a unterstützen zu können, muss der spannungsgesteuerte Oszillator (*engl.* Voltage Controlled Oscillator, VCO) zwischen 2,1 GHz und 2,91 GHz feinabgestimmt werden können und nach dem Phasenschieber um  $90^\circ$  ein differenzielles Quadratursignal liefern. Eine ähnlich schmale Abstimmungsbandbreite wurde bereits in [22] erwähnt.

Es gibt zwei grundlegende Möglichkeiten wie das Quadratursignal erzeugt werden kann. Eine Möglichkeit ist, einen VCO zu verwenden, der nominell auf doppelt so hoher Frequenz arbeitet wie erforderlich. Die Frequenz des VCOs teilt man in einem Frequenzteiler, der gleichzeitig für die Phasenverschiebung um  $90^\circ$  sorgt, durch zwei. In dem hier betrachteten Fall müsste der VCO im Bereich zwischen 4,2 GHz und 5,82 GHz arbeiten. Als Alternativlösung kann ein Quadratur-VCO verwendet werden. Ein Oszillator dieser Art besteht aus zwei Einzeloszillatoren, die so verknüpft sind, dass ein Quadratur-Ausgangssignal produziert wird. Mit einem rekonfigurierbaren Quadratur-VCO kann der gesamte oben genannte Frequenzbereich abgedeckt werden.



# 3 Hochfrequenzbedingte Störungen

Die Entwicklung der Submikron-Technologien hat die Arbeit der Hochfrequenzingenieure bedeutend verändert. Die Analogkomponenten wurden nicht nur kleiner und energiesparender, vor allem wurden sie genauer und präziser. Die Anforderungen an die Präzision der Analogteile steigen, angetrieben von der technologischen Entwicklung, kontinuierlich. Der verhältnismäßig neue und sehr zukunftssträchtige Bereich der SDR-fähigen Hardware ist von diesem Prozess besonders betroffen.

Als Ausgangspunkt der Untersuchung hochfrequenzbedingter Störungen soll der bereits im vorherigen Kapitel vorgestellte hybride Empfänger dienen (siehe Bild 2.13), stellvertretend für alle SDR-fähigen Hardwarearchitekturen. Naturgemäß führt die Verwendung nichtidealer Komponenten zur Beeinträchtigung der Funktionalität des gesamten Empfängers. Zwar besteht zwischen den Nichtlinearitäten bzw. den Nichtidealitäten der einzelnen Analogbauteile und den zu unterstützenden Kommunikationsstandards kein direkter Zusammenhang, doch durch das Verlangen nach Rekonfigurierbarkeit und Unterstützung mehrerer Standards steigert man automatisch die Hardwareanforderungen. Diese höheren Anforderungen haben mehrere Gründe:

1. Es müssen die Randbedingungen des stör anfälligsten Standards eingehalten werden.
2. Die Hardware soll in größeren Frequenzbereichen arbeiten und wird evtl. höherer Signaldynamik ausgesetzt.
3. Mehrmalige Umkonfigurierung soll die Eigenschaften der Hardwarebauteile nicht verändern, was höhere Präzision während der Produktion erfordert als es beim statischen Einsatz der Fall wäre<sup>1</sup>.

Die meisten Störungen, die in der hybriden Architektur auftreten, stammen aus dem gemeinsamen Teil, der selbst als homodyner Empfänger betrachtet werden kann [48]. Diesen gemeinsamen Hardwareteil findet man sowohl in heterodyn Strukturen als auch in *Low-IF* Empfängern wieder. Es ist anzunehmen, dass auch

---

<sup>1</sup>Es kann davon ausgegangen werden, dass die Umkonfigurierung auf der Softwareebene keinerlei Einfluss auf die Hardwareeigenschaften haben kann. Deswegen bezieht sich diese Anforderung vornehmlich auf die mechanischen Teile (z.B. Schalter).

künftige SDR-Empfänger auf eine ähnliche Art Multi-Band und Multi-Standard Fähigkeiten im Rahmen bestehender Architekturen realisieren werden. Deswegen wird in der weiteren Störungsanalyse der hybride Empfänger auf den gemeinsamen homodynen Teil reduziert. Es wird angenommen, dass an der Antenne des Empfängers ein moduliertes Signal  $r(t)$ , Trägerfrequenz  $f_{RF}$ , (tatsächlich handelt sich dabei um die *Zwischenfrequenz* des Gesamtsystems).

Der gemeinsame Teil des Empfängers besteht aus einem I/Q-Demodulator (Mischer, LO, Phasenschieber) und den Verstärkern mit Filtern für die einzelnen Analogsektionen. Der LO setzt sich aus einem VCO und einer Phasenregelschleife (*engl.* Phase Locked Loop, PLL) zusammen. Zu den Aufgaben des LO gehört, ein Referenzsignal zu liefern und für die richtige Kanalauswahl zu sorgen. Der mit dem LO gekoppelte Phasenschieber spaltet das Oszillatorsignal in zwei Teilsignale zwischen denen ein Phasenunterschied von  $90^\circ$  besteht. Da die Leistung des Eingangssignals im Allgemeinen zeitvariant ist, hängt die Verstärkung der automatischen Verstärkungsregelung (*engl.* Automatic Gain Control, AGC) vom hochfrequenten Eingangssignal ab. Die AGC-Verstärker sollen eine konstante Signalleistung an deren Ausgängen liefern. Beide nachgeschalteten Filter unterdrücken die Außerbandsignale, die durch Interferenzen entstanden sind, welche wiederum ihren Ursprung in Nichtlinearitäten des Empfängers haben. Die Filter können auch die Gleichanteilkomponente (DC) aus dem Basisband Signal entfernen.

Der gemeinsame Empfängerteil setzt sich aus nichtidealen Komponenten zusammen. Das bedeutet unter anderem, dass die Eigenschaften der Mischer, Verstärker und Filter im I-Zweig anders sind als deren Eigenschaften im Q-Zweig, und dass die Eigenschaften der gemeinsamen Bauelemente nicht ideal sind. Die bereits erwähnten allgemeinen Begriffe der Nichtidealitäten und Nichtlinearitäten analoger Bauelemente spielen in der Analyse eine wichtige Rolle. Unter *Nichtidealität* verbergen sich Abweichungen von Sollwerten. So ist z.B. ein LO nicht ideal, wenn er nicht die gewünschte Frequenz liefert. Ähnlich wie im alltäglichen Sprachgebrauch wird eine Isolierung zweier Bauelemente als nicht ideal bezeichnet, wenn es zur Signaldurchführung kommt. Die Begriffe der *Idealität* oder *Nichtidealität* beziehen sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt. Die *Linearität* oder *Nichtlinearität* dagegen sind mathematische Eigenschaften, die die Übertragungsfunktion eines Bauelements betreffen. Als Maß nichtlinearer Charakteristika hat sich der 1 dB Kompressionspunkt ( $P_{1dB}$ ) etabliert.  $P_{1dB}$  bezeichnet den Arbeitspunkt eines analogen Bauelements, ab dem die tatsächliche Arbeitskurve vom theoretischen linearen Verlauf um 1 dB abweicht. Der  $P_{1dB}$  kennzeichnet den Anfang des Sättigungsbe-

Bezeichnung	Störquelle	verursachte Probleme
Frequenzoffset	Ungenauigkeit des LO	konstante Drehung des Signalvektordiagramms
Phasenrauschen	Instabilität des LO	zufällige zeitvariante Phasenverschiebung
Intermodulationsprodukte	Nichtlinearitäten diverser Elemente	Störer ins Band(Tief)pass-signal gespiegelt
Statische DC-Komponente	nichtideale Isolierung zw. LO, LNA, Mischer	Signal nicht mittelwertfrei, Sättigung der ADCs
Dynamische DC-Komponente	nichtideale Isolierung zw. Antenne und LO	Interferenzsignale auf die DC-Frequenz gespiegelt
Amplitudenungleichgewichte	Unterschiede zw. den Verstärkern und Filtern	I- und Q-Zweige unterschiedlich skaliert, Probleme bei der Demodulation von ASK Signalen
Phasenungleichläufe	Fehler des Phasenschiebers	Torsion des Signalraumdiagramms, Probleme bei der Demodulation von PSK Signalen

**Tabelle 3.1** Hochfrequenzbedingte Störungen in homodynen Empfängern

reichs eines Hardwareelements. Es wird angestrebt, hohe Linearität und demzufolge auch einenn hohen Kompressionspunkt zu erreichen. In der Realität müssen Kompromisse bezüglich des Energieverbrauchs, der Chipfläche und der Kosten eingegangen werden.

Die wichtigsten Merkmale einzelner Störungen sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst und in Bild 3.1 verdeutlicht. Es folgt eine Beschreibung der Störquellen und deren Wechselwirkungen in einer homodynen Architektur. Der Einfluss auf die Funktionalität der Kommunikationssysteme wird aus Sicht der Hardware erklärt. In der Literatur findet man Beiträge zu einzelnen Kommunikationsstandards (z.B. [36] für UMTS), selten jedoch allgemeine Modelle der hochfrequenzbedingten Störungen (siehe z.B. [30]), deren Erstellung eines der Ziele dieser Arbeit ist.

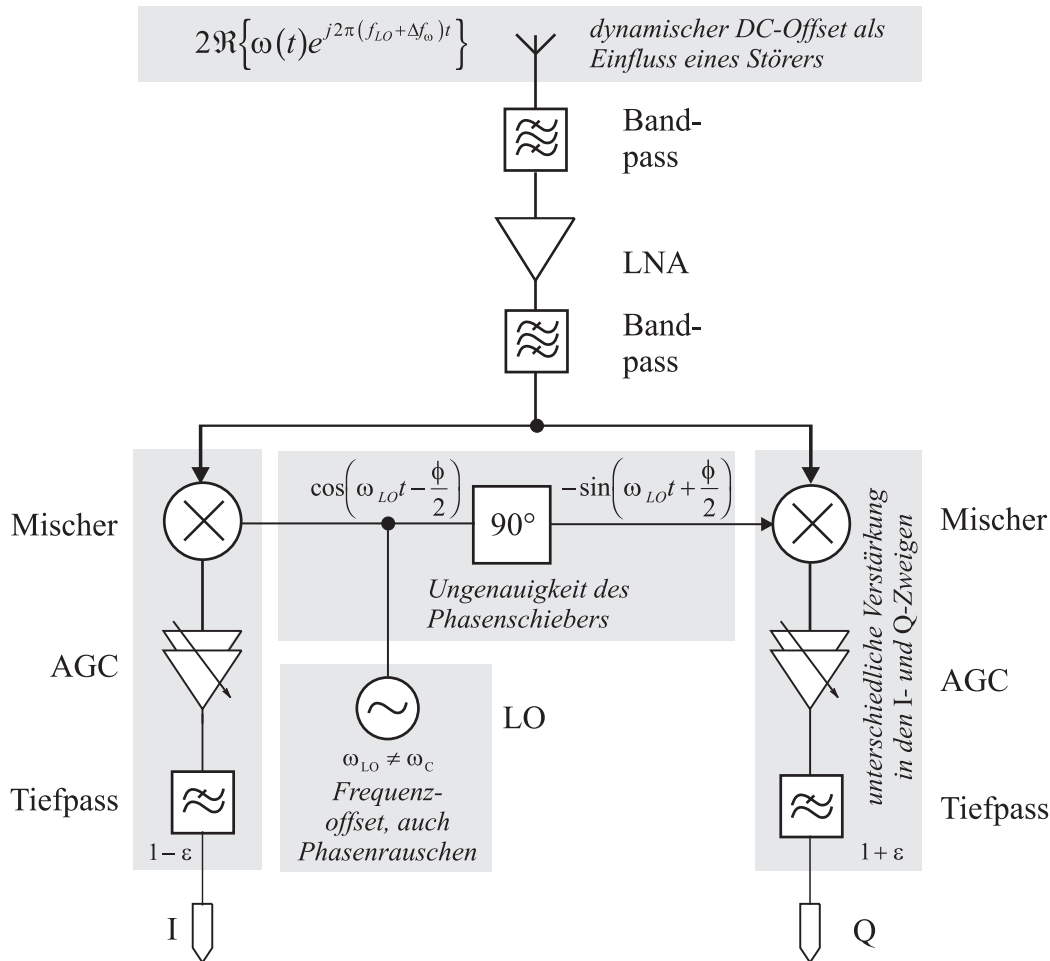


Bild 3.1 Fehlermodell eines homodynem Empfängers

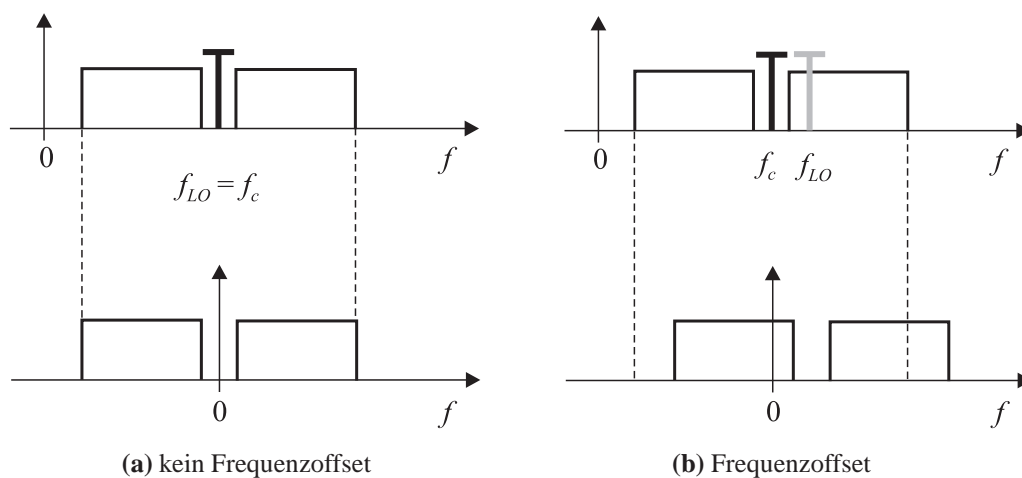
### 3.1 Frequenzoffset und Phasenrauschen

Um Informationen zu empfangen, die auf der Trägerfrequenz  $f_c$  vorliegen, muss der LO des Empfängers auf die Frequenz  $f_{LO} = f_c$  eingestellt werden. Diese Abstimmung ist nur mit einer gewissen Genauigkeit möglich. Zwar können heutzutage stabile Referenzoszillatoren hergestellt werden, die die Frequenzgenauigkeit von bis zu 0,1 ppm erreichen, es wäre jedoch unwirtschaftlich, Oszillatoren, die Werte unterhalb von 10 ppm aufweisen, im Mobilfunk einzusetzen. In einer SDR Implementierung muss mit deutlich höheren Ungenauigkeiten gerechnet werden. Insbesondere in der homodynem Architektur (oder in der letzten Stufe einer heterodynem bzw. hybriden Architektur) können vom Oszillator verursachte Fehler sehr



kritische Folgen haben. Auch geringe ppm-Werte ergeben Frequenzoffsets im Bereich von einigen kHz, wenn sie auf die Trägerfrequenzen von 2 GHz bzw. 5,2 GHz für UMTS und WLAN umgerechnet werden (vergleiche Bild 3.2).

In einem homodynen Empfänger liegt das äquivalente Basisband Signal auf der Frequenz  $|f_{LO} - f_c|$  (in einer heterodynen Architektur beträgt diese Frequenz  $|2f_{LO} - f_c|$ ). Die Frequenzunterschiede verursachen ständiges Drehen des Signalvektordiagramms mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega = 2\pi(f_{LO} - f_c)$  und müssen anschließend kompensiert werden. Im Falle von OFDM-basierten Systemen wird durch den Frequenzoffset die Orthogonalität der Träger zerstört, was zur ICI führt.



**Bild 3.2** Einfluss des Frequenzoffsets in einem homodynen Empfänger

Neben dem Frequenzoffset, der über längere Zeiten konstant ist, kann sich die  $f_{LO}$  kurzfristig innerhalb eines relativ schmalen Intervalls ändern und somit Phasenverschiebungen verursachen. Diese Phasenverschiebungen sind unvorhersehbar und können nur mit Hilfe von statistischen Mitteln erfasst werden. Daher werden solche Phasenverschiebungen Phasenrauschen genannt. Falls ein leistungsstarkes Interferenzsignal in unmittelbarer spektraler Nähe des gewünschten Signals auftritt, würde das LO Phasenrauschen infolge eines wechselseitigen Mischens auf der IF (heterodyn) bzw. im Basisband (homodyn) auftreten. Das SNR am Empfänger sinkt aber auch ohne zusätzlichen Interferenzen aufgrund von zufälligen Änderungen der  $f_{LO}$  (vergleiche Bild 3.3).

Auf die Auswirkungen von Frequenzoffset und Phasenrauschen in einem I/Q-fehlerbehafteten System wird in Kapitel 4 eingegangen.

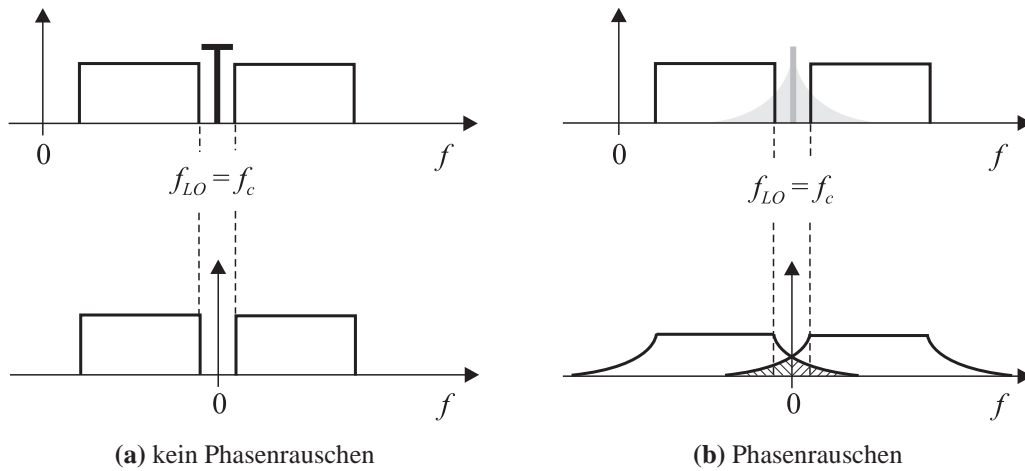


Bild 3.3 Einfluss des Phasenrauschens

## 3.2 Intermodulationsprodukte und Interferenzen

Sollten sich zwei (oder mehrere) Signale auf unterschiedlichen Frequenzen am Eingang eines nichtlinearen Bauelements befinden, enthält das Ausgangssignal im Allgemeinen einige Komponente, die nicht Harmonische der Eingangsfrequenzen sind. Dieses Phänomen resultiert aus dem Mischen zweier Signale. Ein Beispiel soll diesen Vorgang verdeutlichen.

Ein nichtlineares Bauelement kann mit der Systemgleichung

$$s_{out}(t) = C_0 + C_1 s_{in}(t) + C_2 s_{in}^2(t) + C_3 s_{in}^3(t) + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} C_k s_{in}^k(t) \quad (3.1)$$

beschrieben werden, die eine Taylorreihenentwicklung einer beliebig oft differenzierbaren Funktion darstellt. Für das Eingangssignal

$$s_{in}(t) = A_1 \cos 2\pi f_1 t + A_2 \cos 2\pi f_2 t \quad (3.2)$$

lässt sich das Ausgangssignal folgendermaßen beschreiben:

$$s_{out}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k (A_1 \cos 2\pi f_1 t + A_2 \cos 2\pi f_2 t)^k \quad (3.3)$$

Im Folgenden werden nur die ersten vier Terme (bis  $k = 3$ ) beachtet. Nach der Separation in einzelne Terme erscheint eine Reihe von Intermodulationsprodukten. Die Produkte zweiter und dritter Ordnung werden in der in [53] verwendeten

Schreibweise angeführt:

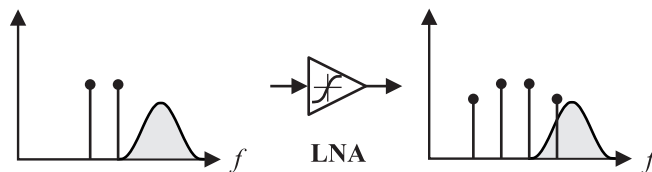
$$\begin{aligned}
 f = f_1 \pm f_2 & : C_2 A_1 A_2 \cos 2\pi(f_1 + f_2)t + C_2 A_1 A_2 \cos 2\pi(f_1 - f_2)t \\
 f = 2f_1 \pm f_2 & : \frac{3C_3 A_1^2 A_2}{4} \cos 2\pi(2f_1 + f_2)t + \frac{3C_3 A_1^2 A_2}{4} \cos 2\pi(2f_1 - f_2)t \\
 f = 2f_2 \pm f_1 & : \frac{3C_3 A_2^2 A_1}{4} \cos 2\pi(2f_2 + f_1)t + \frac{3C_3 A_2^2 A_1}{4} \cos 2\pi(2f_2 - f_1)t
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Dazu kommen die grundlegenden Komponenten auf den Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$ :

$$\begin{aligned}
 f = f_1, f_2 & : \left( C_1 A_1 + \frac{3}{4} C_3 A_1^3 + \frac{3}{2} C_3 A_1 A_2^2 \right) \cos 2\pi f_1 t \\
 & + \left( C_1 A_2 + \frac{3}{4} C_3 A_2^3 + \frac{3}{2} C_3 A_2 A_1^2 \right) \cos 2\pi f_2 t
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Die DC-Komponenten und die Oberschwingungen der Grundfrequenzen wurden in der obigen Aufstellung nicht beachtet, weil sie in aller Regel außerhalb des Bandpassbereichs liegen.

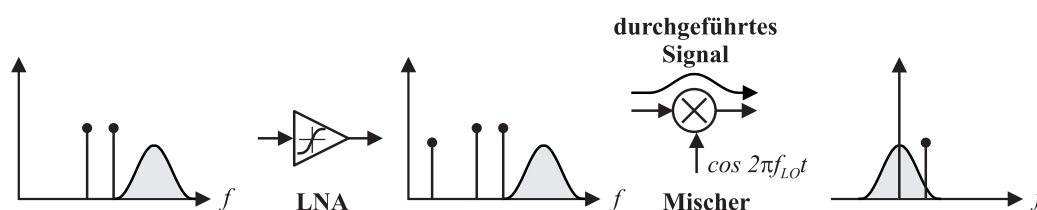
Besonders wichtig sind die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung auf den Trägerfrequenzen  $2f_1 - f_2$  und  $2f_2 - f_1$ , weil sie bei  $f_1 \approx f_2$  in der Nähe der beiden Grundfrequenzen liegen und vom gewünschten Signal nicht oder nur mit erheblichem Aufwand getrennt werden können. Ähnliche Wirkung zeigen Intermodulationsprodukte höherer ungerader Ordnungen, auch wenn deren Leistung mit steigender Ordnung proportional zu  $\frac{1}{k!}$  abklingt. Aus dem Intermodulationsmodell folgt, dass ein leistungsschwaches erwünschtes Signal durch Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung zweier benachbarter Interferenzsignale gestört werden kann. Diese Situation wird in Bild 3.4 dargestellt. In einer homodynen Architektur spie-



**Bild 3.4** Auswirkungen von Intermodulationsprodukten ungerader Ordnung

len zusätzlich zu den Intermodulationsprodukten ungerader Ordnung auch die Terme gerader Ordnung eine wichtige Rolle. Das Teilsignal  $C_2 A_1 A_2 \cos 2\pi(f_1 - f_2)t$  kann auf einer sehr niedrigen Frequenz auftreten, abhängig von der Differenz zwischen  $f_1$  und  $f_2$ . Nach der Multiplikation mit  $\cos 2\pi f_{LO}t$  im idealen Mischer wäre

dieser Term zu hohen Frequenzen verschoben und würde somit ohne Bedeutung für die weitere Signalverarbeitung bleiben. Real existierende Mischer belassen jedoch einen kleinen Teil des Eingangssignals ohne Frequenzverschiebung (das durchgeführte Signal in Bild 3.5). Die Leistungsdifferenz zwischen dem gewünschten und ungewünschten Anteil des Ausgangssignals beträgt typischerweise 30 bis 40 dB - nicht genug, um ohne Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit eines homodynen Empfängers zu bleiben.



**Bild 3.5** Auswirkungen von Intermodulationsprodukten gerader Ordnung

Das Problem der Interferenzen im Bandpass bzw. Tiefpasssignal ist stark abhängig von der Güte der Kanalfilterung. Sie sorgt dafür, dass der zu verarbeitende Datenstrom keine Signalanteile von benachbarten Frequenzbändern enthält. Die Unterdrückung von Interferenzen in benachbarten Frequenzbändern erweist sich im Falle von aktiven Tiefpassfiltern, die in homodynen Empfängern eingesetzt werden, als schwierig. Der Grund dafür sind größere Nichtlinearitätsprobleme als bei passiven Filtern. Abhängig davon, ob Kanalfilter analog oder digital realisiert wird, treten unterschiedliche Wechselwirkungen zwischen dem Filter, dem Verstärker und dem ADC auf [52]. In der hier behandelten Architektur erfolgt die endgültige Kanalauswahl im analogen Bereich nach dem VGA (*engl.* Variable Gain Adjustment). Daraus folgen höhere Anforderungen an den vorgeschalteten VGA (vergleiche Bild 2.13).

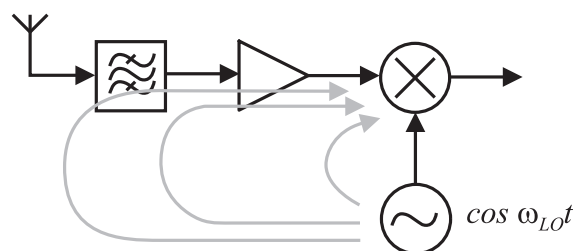
### 3.3 Gleichanteilkomponente

Gleichanteilkomponenten beeinträchtigen die Funktionalität homodyner und *Low-IF* Empfänger, indem sie die Sättigung nachfolgender Signalverarbeitungsschritte herbeiführen. Dazu kommen direkte Einflüsse auf das Signal um die Frequenz Null, die selbst jedoch für die Datenübertragung gerade aus diesem Grund selten benutzt wird.

Es wird zwischen zwei Störeinflüssen unterschieden, die zum DC-Offset führen: Einem *statischen DC-Offset* und einem *dynamischen DC-Offset* [17, 53]. Die letzte DC-Variante entspricht den bereits erwähnten Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung, die in der direkten Nachbarschaft der Frequenz Null auftreten. Die Überlagerung zweier Definitionen der Störungsarten entsteht infolge von zwei Betrachtungsweisen: Intermodulationsprodukte werden in Bezug auf die Quellen der Störung definiert (das Auftreten zweier Signale auf nahen Frequenzträgern) und die Gleichanteilkomponente wird über den Effekt, ein ungewolltes Signal in der Nähe der Frequenz Null vorliegen zu haben, definiert.

### 3.3.1 Statische Gleichanteilkomponente

Da die Isolation zwischen dem LO und den Eingängen der Mischer und der LNAs nicht ideal ist, wird ein Teil des LO Signals zurück zum LNA durchgeführt, wie in Bild 3.6 gezeigt. Dieser Effekt wird LO Leckeffekt (*engl.* LO leakage) genannt und resultiert aus einer kapazitiven Kopplung oder einer Substratkopplung. Zum statischen DC-Offset kann auch eine durch die Verdrahtung herbeigeführte Kopplung beitragen, falls das LO Signal extern erzeugt wird. Das Lecksignal erscheint an den Eingängen des LNAs und des Mixers und wird mit dem LO Signal gemischt. Nach dem Tiefpass resultiert diese Mischung in einer Gleichanteilkomponente. Sie wird als statisch bezeichnet, weil sie nur sehr langsam veränderlich ist. Die statische Gleichanteilkomponente hängt lediglich von Eigenschaften analoger Bauelemente, nicht vom empfangenen Signal ab. Die Temperatur oder die Luftfeuchtigkeit können durchaus Einfluss auf den statischen DC-Offset haben. Da die Kohärenzzeit mehrere Minuten oder sogar Stunden betragen kann, wird dieser Anteil des DC-Offsets als konstant innerhalb eines Datenpakets oder einer Verbindung angenommen.

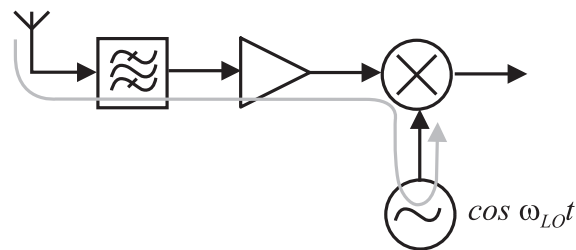


**Bild 3.6** Statischer DC-Offset als Eigenmischen des LO Signals

Der statische DC-Offset kann durch eine einfache Mittelwertbildung gefunden und kompensiert werden. Deswegen ist die Beeinträchtigung, die für einen digitalen Empfänger vom statischen DC-Offset ausgeht, relativ gering.

### 3.3.2 Dynamische Gleichanteilkomponente

Der dynamische DC-Offset tritt seltener auf als der statische, kann aber beim Vorhandensein die Funktionalität eines Empfängers ernsthaft beeinträchtigen. Seine Quelle ist ein hochfrequentes Störsignal, das aufgrund eines Lecks in den LO eindringt und sich mit sich selbst mischt, wie in Bild 3.7 dargestellt.



**Bild 3.7** Dynamischer DC-Offset als Eigenmischen eines Störers

Im Gegensatz zum statischen hängt der dynamische DC-Offset nicht nur von Isolierungsproblemen der Hardware ab, sondern auch von statistischen Eigenschaften des Störsignals, das auf der Antenne des Empfängers vorliegt. Diese Aussage bedeutet u.a., dass ohne Störsignal mit entsprechender Leistung die dynamische DC-Komponente nicht auftreten kann.

Da der DC-Offset oft als Teil des I/Q-Fehlers erfasst wird, bietet sich die Aufstellung eines mathematischen Modells an, das im weiteren Verlauf dieser Arbeit ergänzt wird. Das Hochfrequenzsignal am Eingang eines homodynem Empfängers (bzw. des gemeinsamen Teils eines komplexeren Empfängers) kann wie folgt dargestellt werden:

$$r(t) = m_a(t) \cos[2\pi f_c + m_p(t)], \quad (3.6)$$

wobei  $f_c$  die Trägerfrequenz beschreibt,  $m_a(t)$  die Amplitudenmodulation und  $m_p(t)$  die Phasenmodulation des Signals ist. Die komplexe Einhüllende des Signals

$$z(t) = m_a(t) e^{jm_p(t)} = z_I(t) + jz_Q(t) \quad (3.7)$$

kann als das Basisband-Pendant des Hochfrequenzsignals interpretiert werden. Sie beinhaltet die gesamte Information, die an der Antenne des Empfängers vorliegt.

Als Ergänzung des Sachverhalts aus Gl. (3.6) muss im Falle eines dynamischen DC-Offsets das Störsignal berücksichtigt werden. Das hochfrequente Empfangssignal  $r(t)$  setzt sich somit aus einer Komponente  $z(t)$  auf der Trägerfrequenz  $f_c$  und aus einer anderen Komponente  $w(t)$  auf der Frequenz  $f_w = f_c + \Delta f_w$  zusammen, wobei  $\Delta f_w$  kleiner als die halbe Bandbreite des Bandpassfilters sein muss, um im Durchlassbereich zu liegen. Dabei bleibt  $z(t)$  die komplexe Einhüllende des gewünschten Signals und  $w(t)$  bezeichnet die komplexe Einhüllende des Störers [61].

$$\begin{aligned} r(t) &= 2\Re\{z(t)e^{j2\pi f_c t}\} + 2\Re\{w(t)e^{j2\pi(f_c + \Delta f_w)t}\} \\ &= z(t)e^{j2\pi f_c t} + z^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \\ &\quad + w(t)e^{j2\pi(f_c + \Delta f_w)t} + w^*(t)e^{-j2\pi(f_c + \Delta f_w)t} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Das Signal wird vom RF-Eingang zum LO durchgeführt, wobei angenommen wird, dass  $f_{LO} = f_c$ :

$$\begin{aligned} x_{LO}(t) &= e^{-j2\pi f_{LO} t} + d \left[ z(t)e^{j2\pi f_{LO} t} + z^*(t)e^{-j2\pi f_{LO} t} \right. \\ &\quad \left. + w(t)e^{j2\pi(f_{LO} + \Delta f_w)t} + w^*(t)e^{j2\pi(f_{LO} + \Delta f_w)t} \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

In der obigen Gleichung ist  $d$  ein komplexer Faktor, der die Verstärkung und die Phase des Leckpfads beschreibt. Das nach der Abwärtsmischung und Filterung des Signals  $r(t)$  entstehende Basisband Signal kann folgendermaßen dargestellt werden:

$$\begin{aligned} x(t) &= z(t) + 2d [z(t)z^*(t) + w(t)w^*(t)] \\ &= z(t) + 2d [|z(t)|^2 + |w(t)|^2], \end{aligned} \quad (3.10)$$

wobei perfekte Synchronisation vorausgesetzt wurde.

Da  $d$  typischerweise sehr gering ist (weniger als 0,01), kann ein bemerkbarer DC-Offset nur dann entstehen, wenn  $|w(t)| \gg |z(t)|$ , was zur Näherung

$$x(t) \approx z(t) + 2d|w(t)|^2 \quad (3.11)$$

führt. Aus der Approximation (3.11) läßt sich ablesen, dass der dynamische DC-Offset sowohl von der Stärke der Kopplung als auch von der Leistung des Störsignals abhängig ist. Weitere Folgerungen und Wechselwirkungen mit I/Q-Fehlern werden in Kapitel 4 behandelt.

### 3.4 I/Q-Fehler

Im Allgemeinen muss ein homodyner Empfänger nicht zwangsläufig einen Quadraturmischer beinhalten. Ein reellwertiger Mischer ist geeignet für alle Signale, die mit eindimensionalen Alphabeten kodiert wurden, z.B. ASK. Sollten jedoch FSK- bzw. PSK Signale (die letzteren auch als die Komponente eines QAM-Alphabets) demoduliert werden, muss entweder das LO Signal oder das RF Signal in einem der zwei Mischerzweige um  $90^\circ$  verschoben werden. In den allermeisten Implementierungen und auch in der letzten Stufe des im Bild 2.13 vorgestellten hybriden Empfängers wird das LO Signal verschoben. Diese Vorgehensweise ist weniger störanfällig als die Phasenverschiebung des hochfrequenten Signals [53]. Doch auch in dieser Situation muss mit Störungen gerechnet werden, denen Nichtlinearitäten und Nichtidealitäten analoger Bauteile zu Grunde liegen. Dabei werden Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte zum gemeinsamen Begriff der *I/Q-Fehler* zusammengefasst.

In Zeiten der analogen Einseitenband-Telephonie wurde die mit dem I/Q-Fehler zusammenhängende Interferenz als lästiges zweites Audiosignal im Gesprächskanal des Teilnehmers wahrgenommen. In heutigen digitalen Modulationsverfahren begrenzt die aus I/Q-Fehler resultierende Interferenz die Ordnung eines QAM-Systems. Das trifft vor allem für OFDM modulierte Systeme zu, wo, wie später gezeigt wird, positive und negative Frequenzkomponenten des FFT-basierten Demodulators sich durch die Fehlerterme zusammenmischen.

#### 3.4.1 Phasenungleichläufe

Phasenungleichläufe werden vor allem vom nichtidealen Phasenschieber verursacht, wobei andere analoge Bauelemente auch zum Fehler beitragen können. Analytisch kann der Phasenungleichlauf auf das LO Signal abgebildet werden, das aufgrund des nichtidealen Quadraturmischers mit dem bereits erwähnten fehlerbehafteten Phasenschieber die folgende Form annimmt:

$$\begin{aligned} x_{LO}(t) &= \cos\left(\omega_{LO}t - \frac{\phi}{2}\right) - j \sin\left(\omega_{LO}t + \frac{\phi}{2}\right) \\ &= \frac{1}{2} \left[ e^{-j\omega_{LO}t} \left( e^{-j\frac{\phi}{2}} + e^{j\frac{\phi}{2}} \right) + e^{j\omega_{LO}t} \left( e^{-j\frac{\phi}{2}} - e^{j\frac{\phi}{2}} \right) \right], \end{aligned} \quad (3.12)$$

wobei  $\phi$  den Phasenfehler zwischen den I und Q Signalen wiedergibt und  $f_{LO} = \frac{\omega_{LO}}{2\pi}$  die LO-Frequenz. Die beiden Zweige stehen nicht mehr in Quadra-



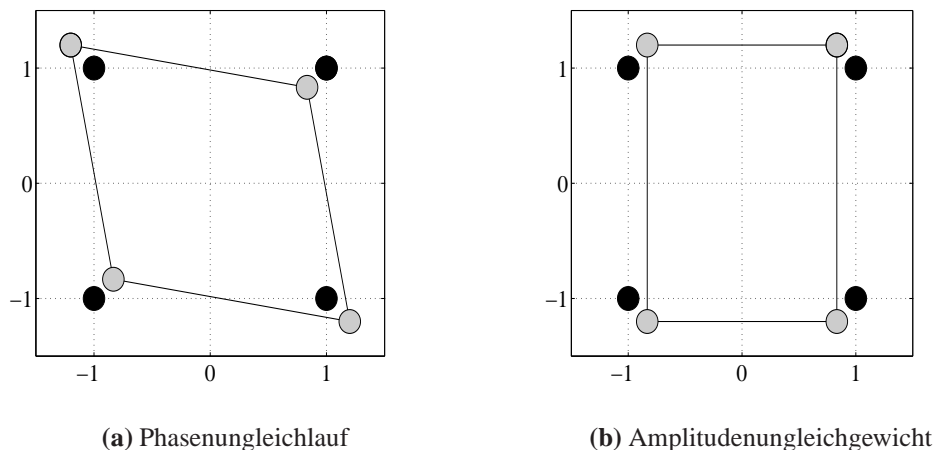
tur zueinander, d.h. sie sind nicht orthogonal. Aus dem Empfangssignal auf der Trägerfrequenz  $f_c = f_{LO}$ ,

$$r(t) = 2\Re \{ z(t)e^{j2\pi f_c t} \} = z(t)e^{j2\pi f_c t} + z^*(t)e^{-j2\pi f_c t}, \quad (3.13)$$

ergibt sich nach dem Mischer und dem Tiefpass das folgende Basisband Signal:

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2} \left( e^{-j\frac{\phi}{2}} + e^{j\frac{\phi}{2}} \right) z(t) + \frac{1}{2} \left( e^{-j\frac{\phi}{2}} - e^{j\frac{\phi}{2}} \right) z^*(t) \\ &= z(t) \cos \frac{\phi}{2} - jz^*(t) \sin \frac{\phi}{2} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Im Basisband resultieren Phasenungleichläufe in einer Torsion des Signalvektordiagramms, wie in Bild 3.8(a) zu sehen ist. Phasenungleichlauf verursacht Fehler bei der Symboldetektion in allen Alphabeten, die eine PSK-Komponente besitzen. Bei niederwertigen Alphabeten, wie die hier dargestellte QPSK-Konstellation, sind die Symbolabstände im komplexen Raum groß genug, um unter realistischen Bedingungen trotz eines I/Q-Fehlers detektiert zu werden. Typische  $\phi$ -Werte im Bereich bis  $10^\circ$  können jedoch eine Detektion höherwertiger Alphabete deutlich erschweren, wie die Analyse der Fehler in Kapitel 4.2 quantitativ bestätigt.



**Bild 3.8** Einfluss der I/Q-Fehler-Komponenten auf ein QPSK Alphabet im komplexen Basisband

### 3.4.2 Amplitudenungleichgewichte

Amplitudenungleichgewichte entstehen aufgrund unterschiedlicher Verstärkungen in den I- und Q-Zweigen. Auch eine ungewollte Dämpfung oder Verstärkung des Phasenschiebers und nichtidealen Mischers tragen zum Problem bei. Amplitudenungleichgewichte übersteigen meistens nicht die Schwelle von 1 dB [53], sie können trotzdem jedoch für Systeme mit höherwertigen Alphabeten, die eine ASK-Komponente beinhalten, gefährlich sein [52, 81].

Analog zum bereits erstellten Modell der Phasenungleichläufe können Amplitudenungleichgewichte auf das LO Signal abgebildet werden:

$$x_{LO}(t) = (1 - \epsilon) \cos(\omega_{LO}t) - j(1 + \epsilon) \sin(\omega_{LO}t), \quad (3.15)$$

wobei  $\epsilon$  den Amplitudenfehler wiedergibt. Das aus dem hochfrequenten Signal nach Gl. (3.13) resultierende Basisband Signal lautet

$$x(t) = z(t) - \epsilon z^*(t). \quad (3.16)$$

Man beachte, dass das tatsächliche Amplitudenungleichgewicht in Dezibel  $g = 20 \log \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$  beträgt. Für  $\epsilon \in \mathbb{R}$  wird in dem Modell aufgrund der Ungleichung  $(1 - \epsilon)(1 + \epsilon) = 1 - \epsilon^2 < 1$  (weil  $-1 < \epsilon < 1$ ) die Energie des Signals nicht beibehalten. Dieser Unterschied kann bei typischen Ungleichgewichtswerten vernachlässigt werden. Die hier verwendete Schreibweise entspricht der von Tubbx (z.B. [74]) und bringt im Vergleich mit der ebenfalls nicht energie-normierten Notation von Valkama (z.B. [81]) den Vorteil der Punktsymmetrie des I/Q-fehlerbehafteten Signalvektordiagramms für die punktsymmetrische Alphabete. Die Annahme der Symmetrie entspricht der Realität und ermöglicht es, I/Q-Fehler von Frequenz- und Phasenfehlern im analytischen Modell zu trennen. Vor allem bei nichtblinden Schätzern spielt diese Möglichkeit eine wichtige Rolle, wie in Kapitel 5 detaillierter präsentiert wird.

In Bild 3.8(b) ist ein QPSK Signal mit einem Amplitudenungleichgewicht dargestellt.

### 3.4.3 I/Q-Fehler als Interferenz

Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte können mit einem gemeinsamen Modell des I/Q-Fehlers beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 x_{LO}(t) &= (1 - \epsilon) \cos \left( \omega_{LO} t - \frac{\phi}{2} \right) - j(1 + \epsilon) \sin \left( \omega_{LO} t + \frac{\phi}{2} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left[ (1 - \epsilon) e^{j\frac{\phi}{2}} + (1 + \epsilon) e^{-j\frac{\phi}{2}} \right] e^{-j\omega_{LO} t} \\
 &\quad + \frac{1}{2} \left[ (1 - \epsilon) e^{-j\frac{\phi}{2}} - (1 + \epsilon) e^{j\frac{\phi}{2}} \right] e^{j\omega_{LO} t}, \tag{3.17}
 \end{aligned}$$

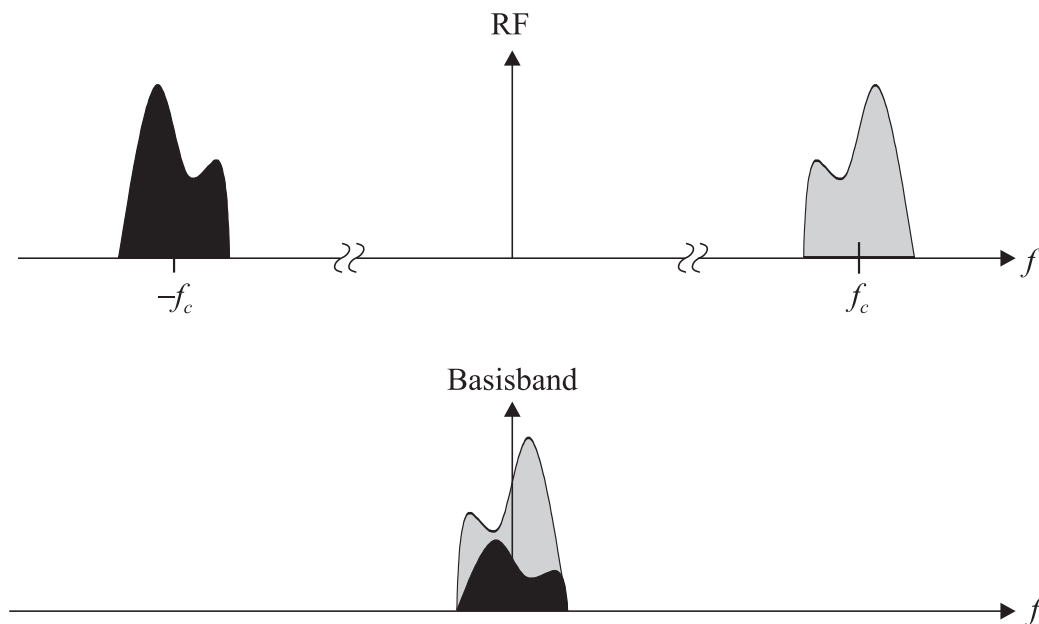
woraus resultiert

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \frac{1}{2} \left[ (1 - \epsilon) e^{j\frac{\phi}{2}} + (1 + \epsilon) e^{-j\frac{\phi}{2}} \right] z(t) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \left[ (1 - \epsilon) e^{-j\frac{\phi}{2}} - (1 + \epsilon) e^{j\frac{\phi}{2}} \right] z^*(t) \\
 &= z(t) \left( \cos \frac{\phi}{2} - j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} \right) - z^*(t) \left( j \sin \frac{\phi}{2} + \epsilon \cos \frac{\phi}{2} \right) \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

Dabei handelt es sich, wie bereits bei der separaten Betrachtung der Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte, um ein symmetrisches Modell, in dem die I- und Q-Zweige gleich behandelt werden. In [9] wurde eine Analyse der Komplexität durchgeführt, bei der neben dem symmetrischen auch ein unsymmetrisches, nur den I-Zweig modifizierendes Modell betrachtet wurde. Diese unsymmetrische Vorgehensweise wurde mit der Begründung, Rechenoperationen zu sparen, eingeführt. Auf der in den 90er Jahren des 20. Jahrhunderts populären DSP CPU (*engl.* Digital Signal Processor Central Processing Unit) TMS320C2X benötigt das symmetrische Modell 16 Operationen um implementiert zu werden, wobei ein unsymmetrisches Modell nur 11 bis 13 Operationen benötigt. Deswegen wird bis heute das unsymmetrische Modell sehr oft verwendet. Da in dieser Arbeit Kompensationsmethoden betrachtet werden, die auf real existierende I/Q-Fehler abgestimmt sind, kommt hier nur das kompliziertere aber realitätsnahe symmetrische Modell in Frage.

Wie in Kapitel 4 ausführlich gezeigt wird, lässt sich ein I/Q-Fehler als Interferenz bzw. Eigeninterferenz auffassen (Bild 3.9). Die Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte verhindern eine vollständige Unterdrückung des Signals auf der Spiegelfrequenz, was im Zeitbereichsmodell in Gl. (3.18) zur konjugiert komplexen Komponente  $z^*$  führt. Bei reellen Signalen handelt es sich da-

bei um dieselben Signalanteile mit gespiegelter Phase, was aus den hermiteschen Spektrumseigenschaften resultiert. Bei komplexen Signalen kann die Spiegelfrequenz der Träger eines beliebigen anderen Informationssignals sein. Sollte beim Abwärtsmischen das Spiegelsignal nicht vollständig unterdrückt werden, wirkt es wie ein Störer. In typischen Hardwareimplementierungen beträgt das Signal-zu-Interferenzverhältnis (*engl.* Signal to Interference Ratio, SIR) 20 bis 30 dB.



**Bild 3.9** I/Q-Fehler als Eigeninterferenz

Es ist bemerkenswert, dass die sich unter den Parametern  $\phi$  und  $\epsilon$  verbergenden Phasenungleichläufe und Amplitudenungleichgewichte langsam veränderlich sind, sowohl in Bezug auf die Zeit als auch auf die Frequenz des RF Signals. Die Kohärenzzeiten und Kohärenzfrequenzen können jedoch nicht pauschal angegeben werden. Deswegen können die I/Q-Fehler Parameter nur innerhalb eines bestimmten Zeitfensters (z.B. Verbindungsdauer oder Paketlänge) als unveränderlich angenommen werden. Analog kommt für breitbandige Übertragungen die Frequenzselektivität der Bauelemente des analogen Frontends (FE) zu Tragen. Die quasi-lineare I/Q-Fehler-Mischung verändert sich somit zur I/Q-Fehler-Faltung.

## 3.5 Messungen

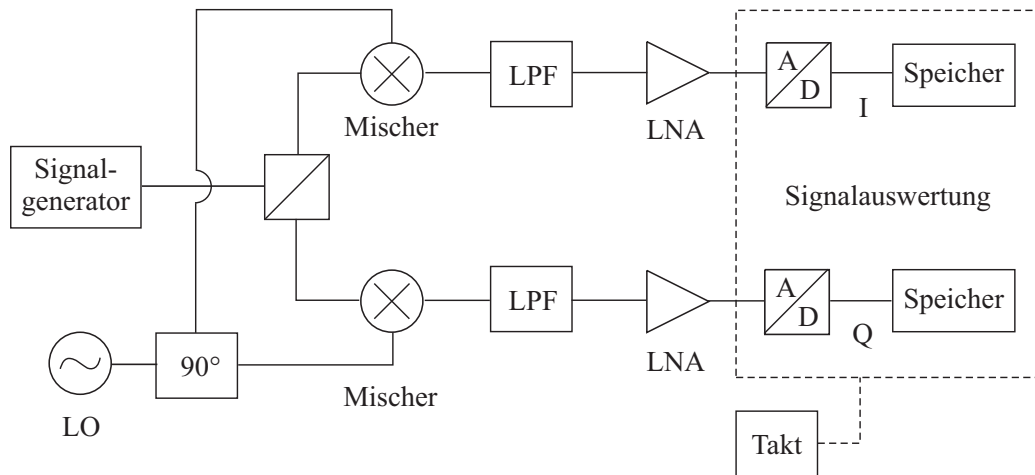
Eine gute Übersicht der Störeffekte bieten die Ergebnisse einer Messreihe, die im Rahmen eines Forschungsaufenthalts an der Technischen Universität Tampere durchgeführt und ausgewertet wurde. Ziel der Messungen war es, eine im Mobilfunk einsetzbare heterodyne Hardwarearchitektur zu bewerten. Die Analyse der letzten Empfängerstufe sollte aufschlussreiche Informationen über das mögliche Verhalten eines hybriden Empfängers liefern.

### 3.5.1 Messeinrichtung

Zweck der durchgeführten Messungen ist es, das I/Q-Fehler-Problem mit Hilfe tatsächlicher Frontend Signale zu erfassen und anschließend die Kompensationstechniken, auf die in Kapitel 5 eingegangen wird, zu evaluieren. Dabei bleiben die Eigenschaften einer direktmischenden, homodynen Architektur stets im Mittelpunkt der Analyse.

Eine Signalquelle liefert eine vorgegebene RF-Wellenform auf einer bestimmten Trägerfrequenz. In der in Bild 3.10 schematisch dargestellten Messeinrichtung wird das generierte Signal direkt in den Eingang des Empfängers gespeist (siehe auch [66]). Nach der Abwärtsmischung folgt die Tiefpassfilterung des I- und Q-Zweiges. Somit werden die hochfrequenten Signalanteile, die während der Mischung entstehen, weggefiltert. In der Praxis sorgen solche Tiefpässe auch für die kanalselektive Filterung (zumindest teilweise) und werden als Anti-Aliasing-Filter eingesetzt. Anschließend werden die I und Q Signale verstärkt, abgetastet und mit einem ADC digitalisiert. Im Messsystem werden die digitalisierten Abtastwerte im Speicher abgelegt. Ab diesem Schritt erfolgt die weitere Verarbeitung auf einem Rechner.

Aus Gründen der praktischen Implementierung, und zwar wegen schlechter Eigenschaften der I- und Q-Verstärker im niedrigen Frequenzbereich, wird das RF Signal nicht direkt ins Basisband abwärtsgemischt, sondern zuerst auf eine niedrige Zwischenfrequenz (*Low IF*-Prinzip) gebracht. Das ursprüngliche Signal wird demzufolge auf die positive IF moduliert und dessen Eigeninterferenz auf die Spiegelfrequenz im negativen Bereich. Die Messung sollte jedoch eine Beurteilung der wirklichen homodynen Architektur erlauben, die in der Messeinrichtung offensichtlich nicht gegeben ist. Deswegen wird das Signal von der IF wie in einem traditionellen heterodynen Empfänger reell ins Basisband abwärtsgemischt. Es soll an dieser



**Bild 3.10** Mess- und Simulationseinrichtung zur I/Q-Fehleranalyse

Stelle angemerkt werden, dass die *gesamte* Abwärtsmischung den tatsächlichen Interferenzen durch die I/Q-Spiegelfrequenz-Komponente entspricht. Diese Vorgehensweise ist nicht nur wegen der Verstärker-Charakteristika notwendig, sondern bringt weitere Vorteile: zusätzlich zum I/Q-fehlerbehafteten Signal kann ein Signal ohne I/Q-Fehler mittels digitaler komplexer Abwärtsmischung erzeugt werden (anstelle der reellwertigen heterodynen Mischung). Auf diese Weise bekommt man ein Referenzsignal, das weitere Vergleiche vereinfacht.

Beide Abwärtsmischungen (komplexe und reelle) erfolgen in einer rechnergestützten Simulation. Somit kann sichergestellt werden, dass die gesamte Messung, Simulation und Signalauswertung der Architektur eines homodynen Empfängers entspricht und dass keine weitere Hardwarefehler Einfluss auf die Ergebnisse nehmen können.

### 3.5.2 Messergebnisse

Für die Messzwecke wurden mehrere Signale mit einer Symboldauer von 0,250 ns bis 1,25  $\mu$ s generiert, wobei die nachfolgend präsentierte Signale der Symboldauer von 1,25  $\mu$ s entsprechen. Dieser Wertebereich liegt in der Größenordnung der Chipdauer von UMTS (260,4 ns) und soll somit praxisrelevante Beobachtungen ermöglichen. Es wurden die Symbolalphabeten 16 QAM und 64 QAM verwendet. Pulsformung erfolgt mit einem *Raised Cosine* Filter mit dem *Roll-off*-Faktor von

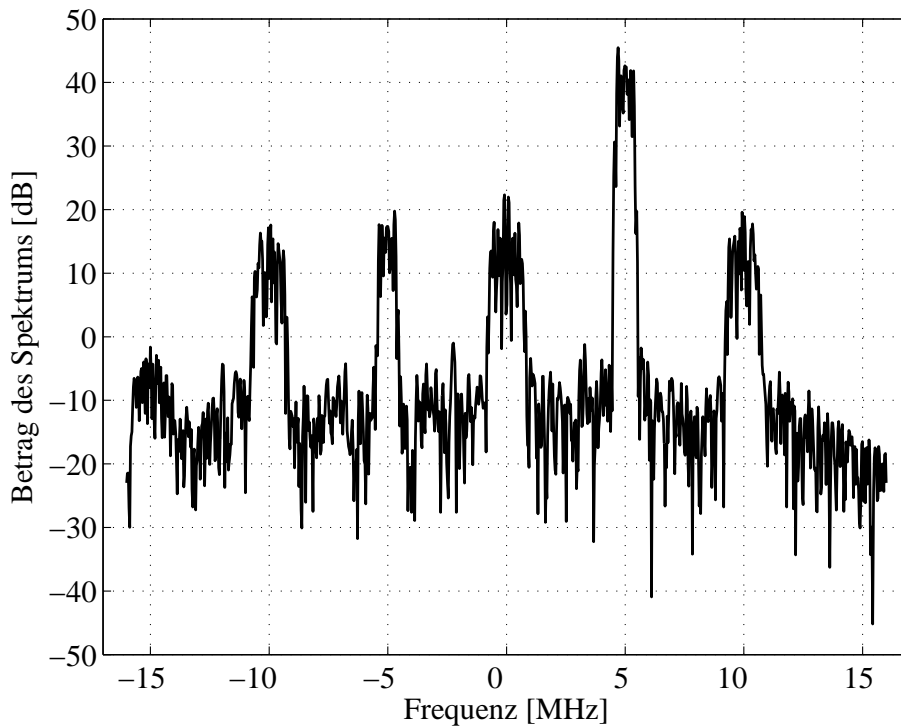
0,35. Demzufolge reicht die RF-Bandbreite von ca. 1 MHz bis 5 MHz. Die Trägerfrequenz beträgt 105 MHz.

Das empfangene Signal wurde nach der ersten Stufe des heterodynen Empfängers mit  $f_{LO} = 100$  MHz auf die Zwischenfrequenz  $f_{IF} = 5$  MHz gebracht. Die analogen Tiefpässe haben eine 3 dB Durchlassfrequenz von 10,7 MHz. Wie im Folgenden beobachtet, resultieren daraus gute Anti-Aliasing-Eigenschaften. Diese Eigenschaften sind wichtig im nächsten Schritt, bei dem das Signal in I- und Q-Zweigen mit 32 MHz abgetastet wird. Die Auflösung des ADCs beträgt 14 Bit und der verfügbare Speicher reicht für 262000 Samples.

in Bild 3.11 wird das Spektrum eines der Messsignale vor der letzten Empfängerstufe, d.h. direkt nach der A/D-Wandlung in der Mess- und Simulationseinrichtung (vergleiche Signalauswertungsblock in Bild 3.10) dargestellt. Neben dem 1 MHz breiten Zwischenfrequenzsignal bei  $f_{IF} = 5$  MHz beobachtet man ein Signal auf der Spiegelfrequenz  $-f_{IF} = -5$  MHz. Der Unterschied zwischen den beiden Signalanteilen kann als *Image Rejection Ratio*  $IRR = 24$  dB aufgefasst werden, analog zu Bild 3.8. Der Signalanteil auf der gespiegelten Zwischenfrequenz bewirkt den I/Q-Fehler, wobei das reine Amplitudenspektrum keinen Einblick in die Aufteilung des Fehlers zwischen einem Phasenungleichlauf und einem Amplitudenungleichgewicht zulässt.

Die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung sind als Signalanteile auf den Frequenzen  $\pm 2f_{IF} = \pm 10$  MHz sichtbar. Beide Intermodulationsprodukte belegen die doppelte Bandbreite des ursprünglichen Signals, was auch aus den entsprechenden Elementen in (3.4) hervorgeht. Ein weiteres Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung entsteht auf der Frequenz Null. Diese Gleichanteilkomponente hat konsequenterweise eine um 3 dB höhere Amplitude als die beiden anderen Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung, weil sie aus Termen resultiert, die mit den Frequenzen  $f_1 - f_2$  und  $-f_1 + f_2$  von (3.4) verbunden sind. Die anderen Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung entsprechen jeweils einer der Frequenzen  $f_1 + f_2$  und  $-f_1 - f_2$ .

Von Intermodulationen höherer Ordnungen ist diejenige dritter Ordnung um die Frequenz  $-3f_{IF}$  deutlich sichtbar. Theoretische Betrachtungen werden durch die Beobachtung bestätigt, dass das Intermodulationssignal die dreifache Bandbreite des ursprünglichen Signals belegt. Das Intermodulationssignal dritter Ordnung tritt unsymmetrisch auf. Diese Unsymmetrie betrifft übrigens alle Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung und hängt unmittelbar mit den Phasenverhältnissen der intermodulierenden Signale zusammen. Als Ergänzung soll man hinzufügen, dass



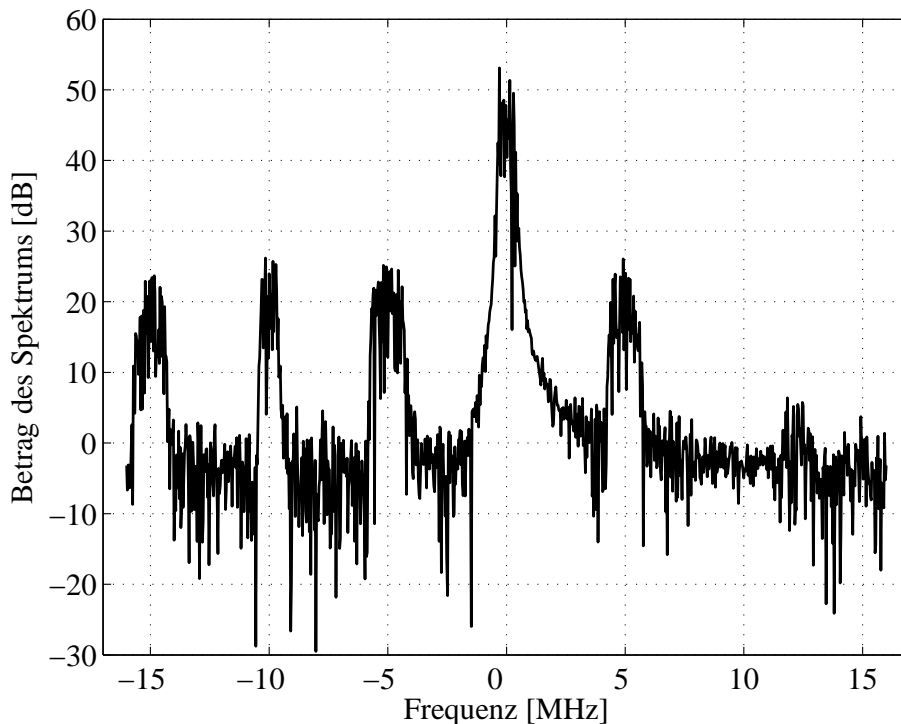
**Bild 3.11** Messsignal auf  $f_{IF} = 5$  MHz mit  $T_s = 1,25 \mu s$

in der Literatur zwar das I/Q-Spiegelfrequenzsignal nie als eine Intermodulation erster Ordnung interpretiert wird, doch eine formelle Ähnlichkeit zwischen den beiden Effekten besteht.

Der Frequenzoffset wird nach den Messungen mit einer Genauigkeit von 1 Hz geschätzt und in der Generierung des LO Signals berücksichtigt. Die Werte des Frequenzoffsets betragen lediglich 8 bis 13 Hz. Um den Einfluss des I/Q-Fehlers zu erfassen, wird das Zwischenfrequenzsignal in zwei parallelen Durchgängen komplex (Bild 3.12) und reell (Bild 3.13) abwärtsgemischt und danach tiefpassgefiltert. Die komplexe Abwärtsmischung entspricht einer Verschiebung des Gesamtsignals im Frequenzbereich. Zwar ist die Abwärtsmischung von Störeffekten begleitet, die für die Verbreiterung des Spektrums des Basisband Signals sorgen, dennoch können das gewünschte Signal um die Frequenz Null und der spiegelrefrequente Anteil jetzt auf der Frequenz -10 MHz erkannt werden. Dagegen kommt es infolge einer reellen Mischung zur Überlagerung des gewünschten Spektrums mit dem Spiegelfrequenzspektrum. Die reelle Abwärtsmischung wird ausserhalb der Mess-



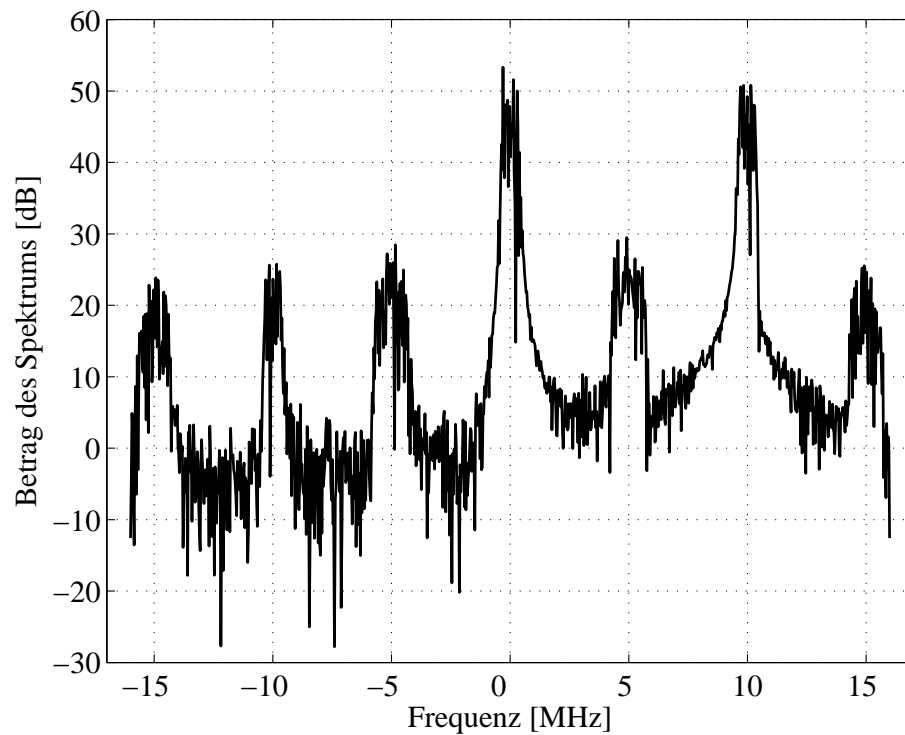
einrichtung simuliert, indem anstelle des komplexen LO Signals sein verdoppelter Realteil verwendet wird. In beiden Fällen erfolgt die Filterung mit einem linearphasigen Filter entworfen nach dem Algorithmus von Parks und McClellan mit der Minimax-Approximation auf der Basis des Austauschalgorithmus von Remez [23]. Der Amplituden- und Phasengang des Filters ist in Bild 3.14 zu sehen.



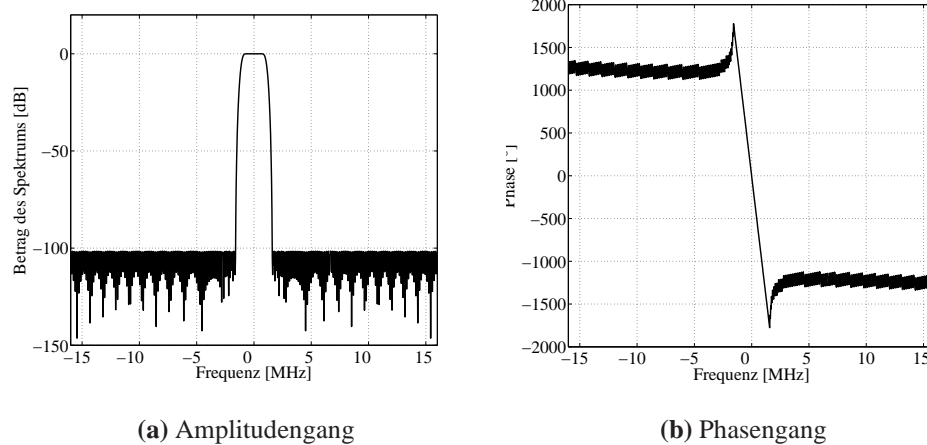
**Bild 3.12** Messsignal nach einer komplexen Abwärtsmischung

Nach der Filterung wurde eine blinde Symbolsynchronisierung mit der *log likelihood* Funktion vorgenommen. Danach erfolgt die Demodulation der einzelnen Symbole. Der Phasenfehler wird für einen Datensatz von über 6000 Symbolen unter der Kenntnis des Symbolalphabets extern geschätzt und dann zur Korrektur der einzelnen Symbole angewendet.

Die Signalvektordiagramme, die aus der Detektion des komplex bzw. reell gemischten Signals resultieren, sind in Bild 3.15 dargestellt. Das in einer rechnergestützten Simulation erzeugte Bild 3.15(a) entspricht einer vollständigen Unterdrückung des I/Q-Fehlers. Die Punktekonstellation entspricht dennoch nicht genau dem Alphabet von 64 QAM. Man beobachtet eine leichte Verzerrung der Eckpunk-

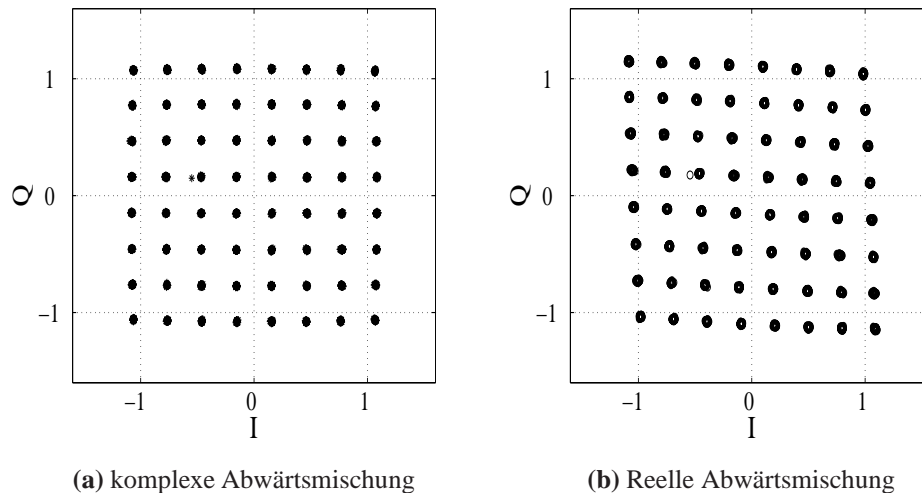


**Bild 3.13** Messsignal nach einer reellen Abwärtsmischung



**Bild 3.14** Amplituden- und Phasengang des simulierten Tiefpassfilters

te, als wäre das gesamte Diagramm auf eine Kugelfläche projiziert. Dieser Effekt kann auf eine Sättigung des Verstärkers im Bandpassbereich zurückgeführt werden.



**Bild 3.15** Signalvektordiagramme eines Messsignals mit dem 64 QAM Alphabet

Das Bild 3.15(b) stellt zwar Ergebnisse einer Berechnung dar, kann aber als Modell eines real existierenden Signals dienen, das von einer Zwischenfrequenzlage ins komplexe Basisband abwärts gemischt wurde. Eine Torsion und geringe Amplitudenunterschiede sind sichtbar. Weitere Effekte, unter anderem die bereits erwähnte Sättigung des Verstärkers und andere Nichtlinearitäten, spielen in dem vom I/Q-Fehler dominierten Störungsszenario eine untergeordnete Rolle.

### 3.6 Gesamtmodell der hochfrequenzbedingten Störeinflüsse

Physikalische Gemeinsamkeiten, analytische Zusammenhänge und Wechselwirkungen zwischen diversen Störungen führen zum Entwurf von einem allgemeingültigen Modell dieser Einflüsse. Analog zu den eingeführten Teilmodellen wird das empfangene hochfrequente Signal mit  $r(t)$  bezeichnet.  $r(t)$  wird abwärts gemischt und in Real- und Imaginärteil aufgeteilt. Das Signal  $x_{LO}^{RX}(t)$  des dafür im Empfänger verantwortlichen LO mit dem Phasenschieber kann dabei modelliert

werden als

$$\begin{aligned} x_{LO}^{RX}(t) = & A_{RX}(t)(1 - \epsilon_{RX}) \cos(\omega_{LO}t + \theta_{RX}(t) - \frac{\phi_{RX}}{2}) \\ & - jA_{RX}(t)(1 + \epsilon_{RX}) \sin(\omega_{LO}t + \theta_{RX}(t) + \frac{\phi_{RX}}{2}), \end{aligned} \quad (3.19)$$

wo  $\phi_{RX}$  den Phasenfehler zwischen den I und Q Signalen wiedergibt,  $\epsilon_{RX}$  den Amplitudenfehler beschreibt.  $A_{RX}(t)$  und  $\theta_{RX}(t)$  sind die Amplituden- und Frequenzmodulation des Oszillatorsignals.  $f_{LO} = \frac{\omega_{LO}}{2\pi}$  ist die gewünschte LO-Frequenz, sowohl im Sender, als auch im Empfänger. Damit wird der Zusammenhang aus Gl. (3.17) auf mehrere hochfrequenzbedingte Störungen ausgeweitet.

Man sollte beachten, dass die Amplitudenmodulation des Signals  $x_{LO}^{RX}(t)$  die Funktionsfähigkeiten des I/Q-Demodulators nicht mindert, weil die Mischer dafür ausgelegt sind, im Sättigungsbereich zu arbeiten. Sogar eine relativ hohe Änderung der Amplitude des LOs würde keine erwähnenswerte Änderung des demodulierten Signals herbeiführen. Aus diesem Grunde kann das Modell des Signals  $x_{LO}^{RX}(t)$  vereinfacht werden zu

$$\begin{aligned} x_{LO}^{RX}(t) = & (1 - \epsilon_{RX}) \cos(\omega_{LO}t + \theta_{RX}(t) - \frac{\phi_{RX}}{2}) \\ & - j(1 + \epsilon_{RX}) \sin(\omega_{LO}t + \theta_{RX}(t) + \frac{\phi_{RX}}{2}). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Diese Arbeit befasst sich schwerpunktmäßig mit dem Empfängerteil eines Kommunikationssystems. Wir werden aber auch die hochfrequenzbedingten Fehler im Sender analysieren. Deswegen sollte an dieser Stelle das entsprechende Modell für  $x_{LO}^{TX}(t)$  erwähnt werden:

$$\begin{aligned} x_{LO}^{TX}(t) = & (1 + \epsilon_{TX}) \cos(\omega_{LO}t + \theta_{TX}(t) + \frac{\phi_{TX}}{2}) \\ & - j(1 - \epsilon_{TX}) \sin(\omega_{LO}t + \theta_{TX}(t) - \frac{\phi_{TX}}{2}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Vom obigen Modell werden nur die hochfrequenzbedingten Fehler erfasst, die im Weiteren näher betrachtet werden und sich als das Mischen mit einem fehlerbehafteten LO Signal darstellen lassen. Zusätzlich zu den in Gl. (3.20) enthaltenen Störungen im Empfänger kann als additives Glied die Mischung der Gleichanteilkomponente aus (3.9) mit dem fehlerbehafteten LO Signal berücksichtigt werden. Solch eine Ausweitung des Signalmodells würde jedoch das Modell unnötig ver-

komplizieren. Zielführender ist es, die Gleichanteilkomponente bei der Analyse des Basisband Signals  $x(t)$  zu berücksichtigen.

Aus Gl. (3.21) resultiert

$$x^{TX}(t) = \frac{1}{2} \left[ (1 + \epsilon_{TX}) e^{j\frac{\phi_{TX}}{2}} + (1 - \epsilon_{TX}) e^{-j\frac{\phi_{TX}}{2}} \right] e^{-j\theta_{TX}(t)} z(t) + \frac{1}{2} \left[ (1 - \epsilon_{TX}) e^{-j\frac{\phi_{TX}}{2}} - (1 + \epsilon_{TX}) e^{j\frac{\phi_{TX}}{2}} \right] e^{j\theta_{TX}(t)} z^*(t). \quad (3.22)$$

Der Frequenzoffset von  $\frac{d\theta_{TX}(t)}{dt}$  verursacht eine konstante Drehung des Signalvektordiagramms mit der Winkelgeschwindigkeit  $2\pi \frac{d\theta_{TX}(t)}{dt}$ .

Wie in Kapitel 4 deutlich gemacht wird, spielt der Übertragungskanal eine wichtige Rolle bei hochfrequenzbedingten Hardwarefehlern. Unter der Annahme eines Kanals mit der Impulsantwort  $h(t)$  ergibt sich für das Signal am Empfänger:

$$x^{RX}(t) = \frac{1}{2} x^{TX}(t) * h(t) \left[ (1 - \epsilon_{RX}) e^{j\frac{\phi_{RX}}{2}} + (1 + \epsilon_{RX}) e^{-j\frac{\phi_{RX}}{2}} \right] e^{-j\theta_{RX}(t)} + \frac{1}{2} (x^{TX}(t) * h(t))^* \left[ (1 - \epsilon_{RX}) e^{-j\frac{\phi_{RX}}{2}} - (1 + \epsilon_{RX}) e^{j\frac{\phi_{RX}}{2}} \right] e^{j\theta_{RX}(t)}. \quad (3.23)$$

Das Gesamtmodell ist naturgemäß sehr allgemein gehalten. Auf die Besonderheiten unterschiedlicher Modulations- und Zugriffsverfahren im SDR Kontext wird in Kapitel 4 näher eingegangen.



# 4 Einfluss der I/Q-Fehler auf Software Defined Radios

Die Bedeutung und die Auswirkungen der Amplitudenungleichgewichte und Phasenungleichläufe können nicht von deren physikalischen Ursachen entkoppelt werden. Es ist jedoch erforderlich, nach der Hardware-orientierten Beschreibung, die das Kapitel 3 geliefert hat, und nach der Präsentation einiger Messergebnisse, ein allgemeingültiges analytisches Modell der I/Q-Fehler zu entwickeln. Als Grundlage wird das Modell aus den Gl. (3.17) und (3.18) unter Berücksichtigung der Gleichanteilkomponente aus Gl. (3.9) und der allgemeinen Modelle in den Gl. (3.21) und (3.20) dienen. Bereits die in [59] angestrebte Verallgemeinerung des Modells bezieht sich nicht auf unterschiedliche Störungen (vergleiche Kapitel 3), sondern auf unterschiedliche Datenübertragungstechniken und unterschiedliche Modulationen, die in einem SDR vorkommen können.

## 4.1 Analytisches Modell

### 4.1.1 Grundlegende Auswirkungen

Unter Verwendung der Fehlerkoeffizienten

$$K_1 = \frac{(1 - \epsilon)e^{j\frac{\phi}{2}} + (1 + \epsilon)e^{-j\frac{\phi}{2}}}{2} \quad \text{und} \quad K_2 = \frac{(1 - \epsilon)e^{-j\frac{\phi}{2}} - (1 + \epsilon)e^{j\frac{\phi}{2}}}{2} \quad (4.1)$$

kann das LO Signal aus Gl. (3.17) als

$$x_{LO}(t) = K_1 e^{-j\omega_{LO}t} + K_2 e^{j\omega_{LO}t} \quad (4.2)$$

dargestellt werden. Entsprechend kann das in Gl. (3.18) dargestellte Basisband Signal im Empfänger aufgefasst werden als

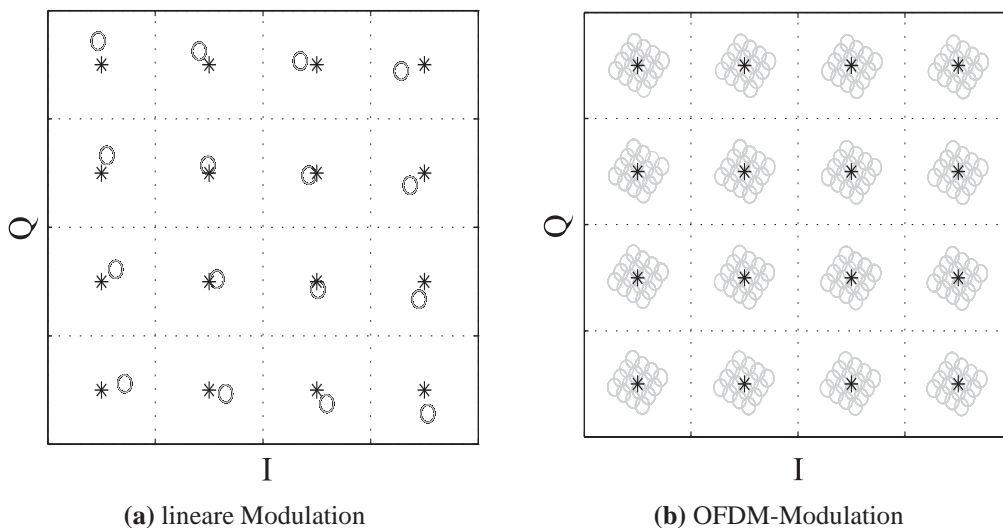
$$x(t) = K_1 z(t) + K_2 z^*(t). \quad (4.3)$$

Die Koeffizienten  $K_1$  und  $K_2$  vereinfachen nicht nur die Notation, sondern besitzen auch folgende Eigenschaft:

$$\frac{\|K_1\|}{\|K_2\|} = IRR \quad (4.4)$$

Das Verhältnis von  $K_1$  und  $K_2$  hat eine praktische Bedeutung, wie in Bild 3.11 und der dazugehörigen Beschreibung dargestellt. Liegt kein I/Q-Fehler vor, dann ist  $K_1 = 1$  und  $K_2 = 0$ .

In einem System mit einer linearen Modulation entspricht  $x(t)$  dem empfangenen Basisband Signal mit seinem spezifischen Symbolalphabet, der Impulsformung usw. Zu den Abtastzeitpunkten betrachtet und unter Annahme idealer Zeitsynchronisation und Impulsformung nach Nyquist, wird jedes Symbol mit  $K_1$  skaliert und mit der eigenen komplex konjugierten Kopie gestört, die wiederum mit  $K_2$  skaliert wird. Diese Selbstinterferenz verringert das SNR und kann vor allem in Alphabeten höherer Ordnung zu Problemen führen. Bild 4.1(a) liefert ein Beispiel einer fehlerbehafteten 16 QAM-Konstellationsdiagramm. Die mit Sternen gekennzeichneten Punkte entsprechen den Symbolen des Alphabets. Die Kreise zeigen die Lage der Symbole im Falle eines I/Q-Fehlers von  $\phi = 10^\circ$  und  $\epsilon = 0,025$ . Im Weiteren wird der logarithmische Wert  $g = 20 \log \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$  verwendet; hier  $g = 1$  dB.



**Bild 4.1** Beispiel der Auswirkung eines I/Q-Fehlers auf Systeme mit einem 16 QAM-Symbolalphabet



### 4.1.2 OFDM-basierte Systeme

$Z(f)$  und  $X(f)$  stellen die Fouriertransformierten des idealen Basisband Signals  $z(t)$  und des tatsächlichen Basisband Signals  $x(t)$  dar. Mit Hilfe der aus der DFT-Definition folgenden Beziehungen

$$z(nt_{\text{samp}}) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L Z(if_{\text{samp}}) e^{j\frac{2\pi ni}{L}} \quad (4.5)$$

und

$$X(if_{\text{samp}}) = \sum_{n=1}^L x(nt_{\text{samp}}) e^{-j\frac{2\pi ni}{L}}, \quad (4.6)$$

kann die DFT des Ausgangssignals  $X(if_{\text{samp}})$  als eine Funktion von  $Z(if_{\text{samp}})$  ausgedrückt werden, wobei  $f_{\text{samp}} = \frac{1}{t_{\text{samp}}}$  die Abtastfrequenz ist. Um die Darstellung der folgenden Gleichungen zu vereinfachen, wird  $X(if_{\text{samp}})$  mit  $X_i$  und  $Z(if_{\text{samp}})$  mit  $Z_i$  abgekürzt. Dieselbe Vorgehensweise betrifft die Signale im Zeitbereich.

$$\begin{aligned} X_i &= \sum_{n=1}^L \left[ z_n \left( \cos \frac{\phi}{2} - j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} \right) - z_n^* \left( j \sin \frac{\phi}{2} + \epsilon \cos \frac{\phi}{2} \right) \right] e^{-j\frac{2\pi ni}{L}} \\ &= \sum_{n=1}^L \left[ \left( \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L Z_m e^{j\frac{2\pi nm}{L}} \right) \left( \cos \frac{\phi}{2} - j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. - \left( \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L Z_m e^{j\frac{2\pi nm}{L}} \right)^* \left( j \sin \frac{\phi}{2} + \epsilon \cos \frac{\phi}{2} \right) \right] e^{-j\frac{2\pi ni}{L}} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L \left[ Z_m e^{j\frac{2\pi nm}{L}} \left( \cos \frac{\phi}{2} - j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. - Z_m^* e^{-j\frac{2\pi nm}{L}} \left( j \sin \frac{\phi}{2} + \epsilon \cos \frac{\phi}{2} \right) \right] e^{-j\frac{2\pi ni}{L}} \quad (4.7) \end{aligned}$$

Aufgrund der Summenorthogonalität in Gl. (4.7) liefert  $Z_m$  nur für  $m = i$  und  $m = L - i$  einen Beitrag zur Gesamtsumme. Somit vereinfacht sich Gl. (4.7) zu

$$X_i = \left( \cos \frac{\phi}{2} - j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} \right) Z_i - \left( j \sin \frac{\phi}{2} + \epsilon \cos \frac{\phi}{2} \right) Z_{L-i}^* = K_1 Z_i + K_2 Z_{L-i}^*. \quad (4.8)$$

Für die weitere Betrachtung wird angenommen, dass die aktiven Unterträger (im basisband-äquivalenten Modell) symmetrisch zur Null-Frequenz liegen. In der Praxis bedeutet diese Annahme, dass die tatsächliche IDFT/DFT-Länge  $L$  größer als die Anzahl aktiver Unterträger  $N$  ist. Besetzt werden dabei die folgenden Unterträger:

$$i = 1, 2, \dots, \frac{N}{2}, L - \frac{N}{2}, L - \frac{N}{2} + 1, \dots, L - 1 \quad (4.9)$$

Mit der Vektornotation

$$\vec{Z} = [Z_1, Z_2, \dots, Z_{\frac{N}{2}}, Z_{L-\frac{N}{2}}, Z_{L-\frac{N}{2}+1}, Z_{L-1}]^T \quad (4.10)$$

kann ein empfangenes OFDM-Symbol im Frequenzbereich, d.h. alle Modulations-symbole innerhalb eines FFT-Rahmes, kompakt geschrieben werden als

$$\vec{X} = K_1 \vec{Z} + K_2 \overleftarrow{Z}^*, \quad (4.11)$$

wobei  $\overleftarrow{Z}^*$  die gespiegelte Version des Vektors  $\vec{Z}^*$  darstellt, d.h.  $\overleftarrow{Z}^*$  besitzt dieselben Elementen wie  $\vec{Z}^*$ , aber in umgekehrter Reihenfolge:

$$\overleftarrow{Z} = [Z_{L-1}, Z_{L-2}, \dots, Z_{L-\frac{N}{2}}, Z_{\frac{N}{2}}, \dots, Z_2, Z_1]^T \quad (4.12)$$

Dies bedeutet, dass ein Symbol auf einem beliebigen Unterträger von der komplex konjugierten Version desjenigen Symbols gestört wird, das sich auf dem Spiegelfrequenz-Unterträger befindet. Den Unterschied zwischen einem I/Q-Fehler in einem Einträgersystem und einem OFDM-basierten System illustriert Bild 4.1(b). Ähnliche qualitative Aussagen findet man in der Literatur [12, 75].

### 4.1.3 CDMA-basierte Systeme

Im Folgenden wird der Downlink eines DSSS-CDMA-Systems mit  $K$  Nutzern betrachtet, die durch die orthogonalen Codes  $\mathbf{C} = [\vec{c}_0, \vec{c}_1, \dots, \vec{c}_{K-1}]$  jeweils der Länge  $M$  ( $M \geq K$ ) charakterisiert sind. Jeder individuelle Spreizcode kann als Vektor

$\vec{c}_k = [c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,M-1}]^T$  dargestellt werden. Dabei werden die Symbole unterschiedlicher Nutzer während eines Symbolintervalls als  $\vec{z} = [z_0, z_1, \dots, z_{K-1}]^T$  dargestellt. Das gespreizte Signal wird dann zu  $\mathbf{C} \vec{z}$ . Basierend auf Gl. (4.3) ergibt sich im Falle eines I/Q-Fehlers folgendes Störmodell für das gespreizte Signal  $\vec{x}$  auf der Chipebene:

$$\vec{x} = K_1 \mathbf{C} \vec{z} + K_2 \mathbf{C}^* \vec{z}^* \quad (4.13)$$

Unter der Annahme, dass alle Spreizcodes paarweise orthogonal sind, was in der Matrixnotation dem Ausdruck  $\mathbf{C}^H \mathbf{C} = \mathbf{I}$  gleicht, kann das Ergebnis der Entspreizungsoperation für alle Nutzercodes zu einem Vektor  $\vec{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{K-1}]^T$  zusammengefasst werden, und zwar

$$\vec{y} = \mathbf{C}^H \vec{x} = K_1 \vec{z} + K_2 \mathbf{C}^H \mathbf{C}^* \vec{z}^* . \quad (4.14)$$

Im allgemeinen Fall komplexwertiger Spreizcodes hängen die I/Q-fehlerbedingten Interferenzterme in jedem Nutzersignal von allen Nutzersymbolen während derselben Symboldauer ab. Diese *MultiUser Interference* (MUI) wird von der Form des Signals  $\vec{y}$  in Gl. (4.14) bestätigt. Die genaue Struktur der Interferenz ist bedingt durch den Term  $\mathbf{C}^H \mathbf{C}^*$ , der ein Maß der Korrelation zwischen den Codes und den entsprechenden konjugiert komplexen Codes ist. Für den Spezialfall reellwertiger Codes gilt  $\mathbf{C}^H \mathbf{C}^* = \mathbf{C}^T \mathbf{C} = \mathbf{I}$ . Somit leidet jedes entspreizte Signal nur unter der Eigeninterferenz. Wie in [64] erläutert, reduziert diese Beobachtung den Fall des reellwertigen Spreizcodes zum Störmodell der linearen Modulation.

#### 4.1.4 MC-CDMA-basierte Systeme

Die grundlegende Übertragungstechnik des MC-CDMA ist das OFDM, mit einer CDMA-basierten Spreizung und Entspreizung im Frequenzbereich. Es wird angenommen, dass  $N$  von  $L$  Unterträgern aktiv sind (vergleiche Kapitel 4.1.2). Es wird jeweils ein Chip des gespreizten Symbols pro Unterträger übertragen. Daher gilt  $M = N$ . Die Spreizmatrix nimmt die Form  $\mathbf{C} = [\vec{c}_0, \vec{c}_1, \dots, \vec{c}_{K-1}]$  an, wobei  $K$ , ähnlich wie im CDMA-Fall, die Anzahl der aktiven Nutzer bezeichnet. Ein I/Q-fehlerbehaftetes Signal nach der DFT- (bzw. FFT-) Operation kann im Spektralbereich ausgedrückt werden als

$$\vec{X} = K_1 \mathbf{C} \vec{Z} + K_2 \tilde{\mathbf{C}}^* \vec{Z}^* . \quad (4.15)$$

wobei die Matrix  $\tilde{\mathbf{C}} = [\overleftarrow{c}_0, \overleftarrow{c}_1, \dots, \overleftarrow{c}_{K-1}]$  Chip-Vektoren der Nutzer beinhaltet. Jeder dieser Vektoren  $\overleftarrow{c}_k = [c_{k,M-1}, c_{k,M-2}, \dots, c_{k,0}]$  bezeichnet eine zeitinvertierte Spreizsequenz. Der Entspreizungsvorgang führt zum detektierten Signal

$$\vec{Y} = \mathbf{C}^H \vec{X} = K_1 \vec{Z} + K_2 \mathbf{C}^H \tilde{\mathbf{C}}^* \vec{Z}^* . \quad (4.16)$$

Aus dem MC-CDMA Modell geht hervor, dass das Interferenzprofil von der Korrelation zwischen den Spreizcodes und den entsprechenden zeitlich invertierten Spreizcodes abhängt. Diese Eigenschaft ist eine Besonderheit der MC-CDMA Systeme, auf die im Weiteren detailliert eingegangen wird.

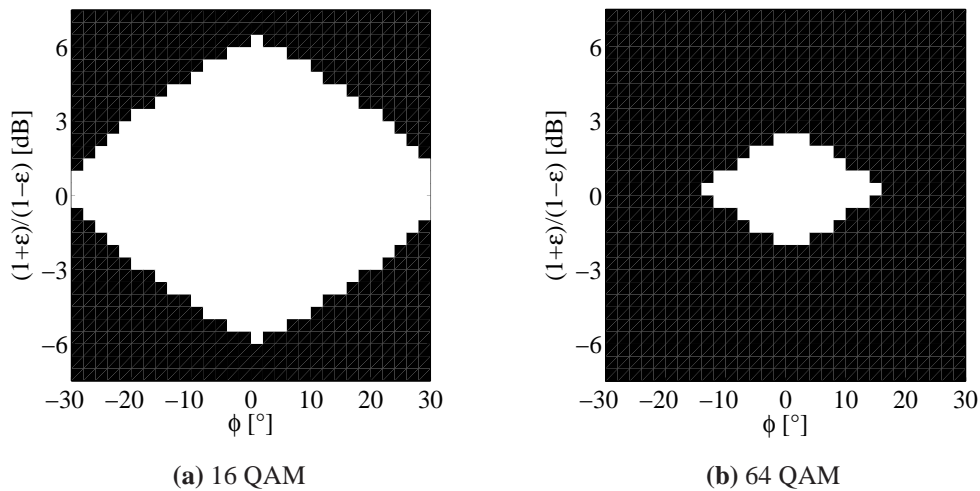
## 4.2 Schlussfolgerungen aus dem Modell

Die praktischen Beobachtungen und die Messergebnisse werden in diesem Abschnitt auf der Grundlage der analytischen Modelle und mit Hilfe von rechnergestützten Simulationen erklärt. Die Aufteilung in lineare (TDMA/FDMA)-Systeme, OFDM, CDMA und MC-CDMA wird beibehalten.

### 4.2.1 Lineare Modulation

Es wurde bereits gezeigt, dass große I/Q-Fehler die Symboldetektion erschweren. Entsprechende I/Q-Fehler verringern aber nicht nur das SNR, sondern können zur Folge haben, dass auch ohne anderweitige Störungen falsche Symbolentscheidungen getroffen werden. Von  $\phi$  und  $\epsilon$  definierte Arbeitsbereiche, in denen die Datenübertragung I/Q-Fehler bedingt unter einer bestimmten Symbol- bzw. Bitfehlerschranke nicht möglich ist (*engl.* error floor), werden im Folgenden als *Bereiche des Mindestfehlers durch Verzerrung* bezeichnet. Eine Gegenüberstellung der Bereiche der Mindestfehler in Systemen mit 16 QAM- und 64 QAM-Alphabeten kann dem Bild 4.2 entnommen werden. Die Graphiken sind grobpixelig, weil sie einer Simulation mit einem entsprechenden Raster von  $\epsilon$  und  $\phi$  entstammen.

Die in den Bildern 4.3 und 4.4 dargestellten Abhängigkeiten dienen dem Zweck, die durch den I/Q-Fehler verursachten Probleme quantitativ zu erfassen. Als Maß für das Amplitudenungleichgewicht wird stets der logarithmische Wert  $g = 20 \log \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$  angenommen. Simuliert wird dabei das Verhalten eines linearen Systems in einem AWGN-Kanal. Mit einem I/Q-Fehler von 1 dB und  $10^\circ$  wird für ein 64 QAM-Alphabet bereits der Bereich des Mindestfehlers erreicht. Zwei von 64 Symbolen



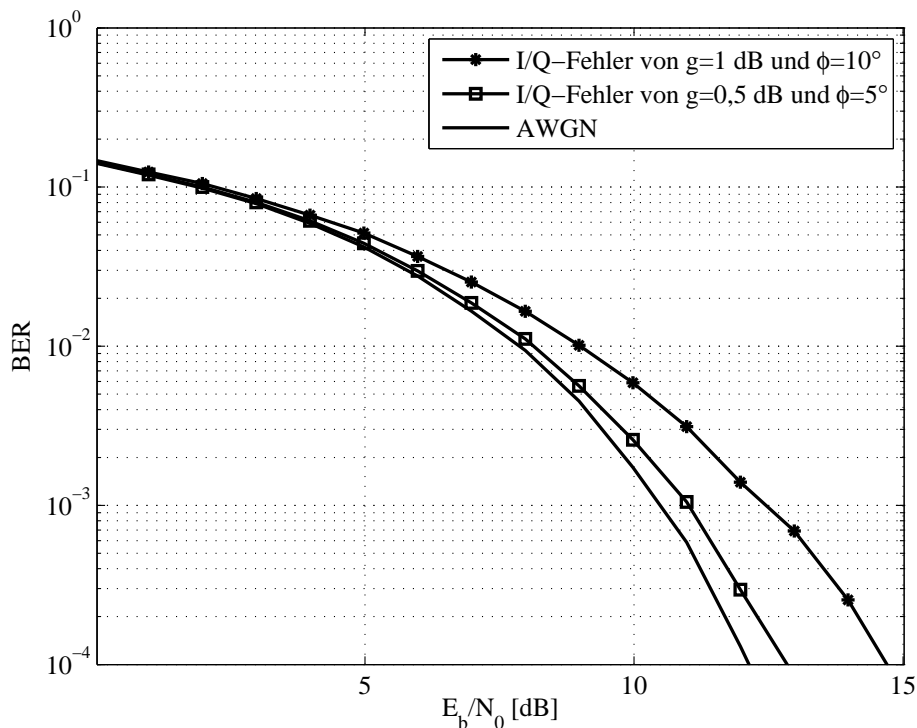
**Bild 4.2** Bereiche der Mindestfehler durch Verzerrung bei einer linearen Modulation

werden in dem Fall falsch erkannt, mit jeweils einem falschdekodierten Bit (Gray-Codierung vorausgesetzt). Die BER-Kennlinie wird in diesem Fall asymptotisch den Wert von  $5,2 \cdot 10^{-3}$  erreichen.

Die Werte der I/Q-Fehler entsprechen für  $10^\circ$  und 1 dB ungefähr 20 dB IRR und für  $5^\circ$  und 0,5 dB etwa 25 dB IRR. Im letzteren Fall funktioniert ein System mit einem Alphabet bis 16 QAM auch ohne jegliche I/Q-Fehlerkompensierung (unter Annahme des AWGN-Kanals) gut. Die von ungenauer I/Q-Anpassung verursachte Verringerung des SNR in einem linear modulierten System ohne zusätzliche Störquellen ist vergleichsweise gering und beträgt im praxisrelevanten Bereich von BER zwischen  $10^{-2}$  und  $10^{-3}$  weniger als 1 dB. Dies ist einer der Gründe, warum die Probleme der I/Q-Fehler in der Literatur oft unterschätzt werden.

### 4.2.2 OFDM-Modulation

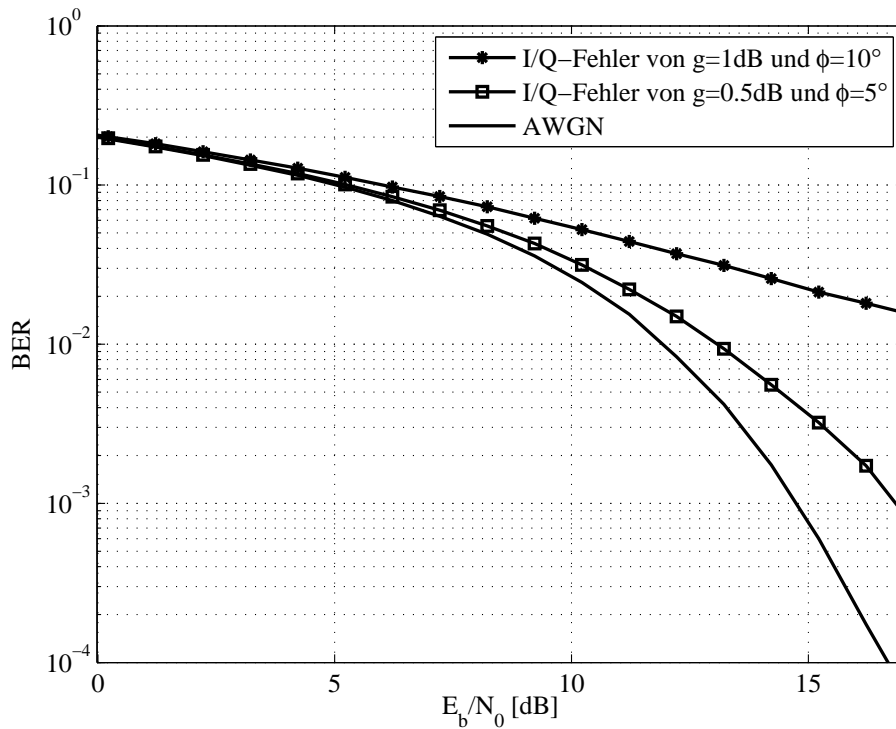
Die Gl. (4.8) und (4.11) beschreiben den Einfluss des I/Q-Fehlers auf ein Multiträgersystem für  $L > 1$  und können zu Gl. (4.3) für  $L = 1$  vereinfacht werden (EINTRÄGERSYSTEM). Es ist bemerkenswert, dass die DFT-Länge für das I/Q-Problem in OFDM- und MC-CDMA-Systemen unter der Annahme, dass  $L \geq N + 2$  irrelevant ist. Die letzte Annahme dient der Sicherstellung einer symmetrischen Anordnung der Unterträgerpaare im Frequenzbereich. Dies führt zum Ausschluss zweier Unterträger: des DC-Trägers und dem bei der halben Abtastfrequenz. Der IEEE 802.11a



**Bild 4.3** BER eines linearen Systems mit 16 QAM-Alphabet als Funktion von I/Q-Fehler und SNR

Standard nutzt insgesamt 52 von 64 Träger und erfüllt - ähnlich wie alle anderen bekannten OFDM-Kommunikationssysteme - die Randbedingungen des Modells. Sollten die OFDM-Randbedingungen für die aktiven Unterträger missachtet werden, folgen höhere Leistungsfähigkeitseinbußen. Dies betrifft auch den Fall von MC-CDMA.

Zu Darstellungszwecken sind die I/Q-Fehler in Bild 4.1 unrealistisch hoch gewählt worden. In den Bildern 4.5 und 4.6 wird die BER in Abhängigkeit von I/Q-Fehler, Symbolalphabet und SNR dargestellt. Auch wenn die Signalvektordiagramme komplexer wirken, sind die Unterschiede bezüglich BER zu linearmodulierten Systemen für moderate Werte des I/Q-Fehlers gering (siehe vorheriges Unterkapitel). Jedoch sinkt, wie später noch gezeigt wird, die Leistungsfähigkeit von OFDM-Systemen unter Einfluss von I/Q-Fehlern in Verbindung mit anderen Störquellen schneller, als es bei linearmodulierten Systemen der Fall ist.

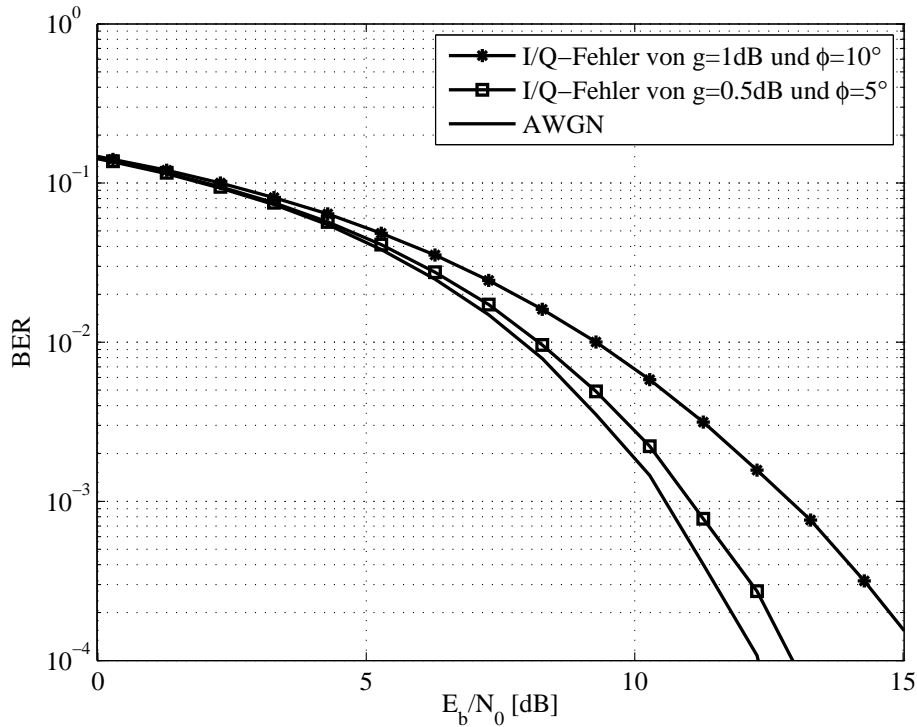


**Bild 4.4** BER eines linearen Systems mit 64 QAM-Alphabet als Funktion von I/Q-Fehler und SNR

### 4.2.3 CDMA-Modulation

In praktisch implementierbaren CDMA-Systemen, inklusive UMTS, setzt sich der effektive Spreizcode während einer Symboldauer aus dem eigentlichen Spreiz- bzw. Kanalcode und aus entsprechenden Chips des Scrambling- bzw. Verwürfungs-codes zusammen. Der resultierende Code ist das Produkt dieser beiden Code-sequenzen auf der Chipebene. In [1] werden reellwertige OVFS-Codes als Spreiz-codes im UMTS vorgeschrieben, deren Menge für die jeweilige Codelänge identisch mit der Menge der Walsh-Hadamard Sequenzen ist. Scrambling wird für alle Nutzer innerhalb einer Zelle gemeinsam durchgeführt. Als Scramblingcode verwendet man eine pseudozufällige QPSK-Sequenz (siehe [1]). Demzufolge wird der effektive Spreizcode komplex. Dessen Werte während einer Symboldauer können in der Matrixschreibweise wie folgt zusammengefasst werden:

$$\mathbf{C} = \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{C}' = [\mathbf{\Lambda}_s \vec{c}'_1, \mathbf{\Lambda}_s \vec{c}'_2, \dots, \mathbf{\Lambda}_s \vec{c}'_K], \quad (4.17)$$



**Bild 4.5** BER eines OFDM-Systems mit 16 QAM-Alphabet als Funktion von I/Q-Fehler und SNR

wobei  $\mathbf{C}'$  die ursprünglichen Spreiz- bzw. Kanalcodes enthält und  $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M)$  eine diagonale Matrix mit den Chips des Scramblingcodes während eines Symbols ist. Unter der Annahme, dass die reellwertigen Kanalcodes jeweils paarweise orthogonal sind, d.h.  $\mathbf{C}'^T \mathbf{C}' = \mathbf{I}$ ), und mit der zusätzlichen Annahme, dass alle Scrambling-Chips den Betrag von *eins* haben (z.B. QPSK), sind die effektiven Spreizcodes in  $\mathbf{C}$  auch orthogonal, weil

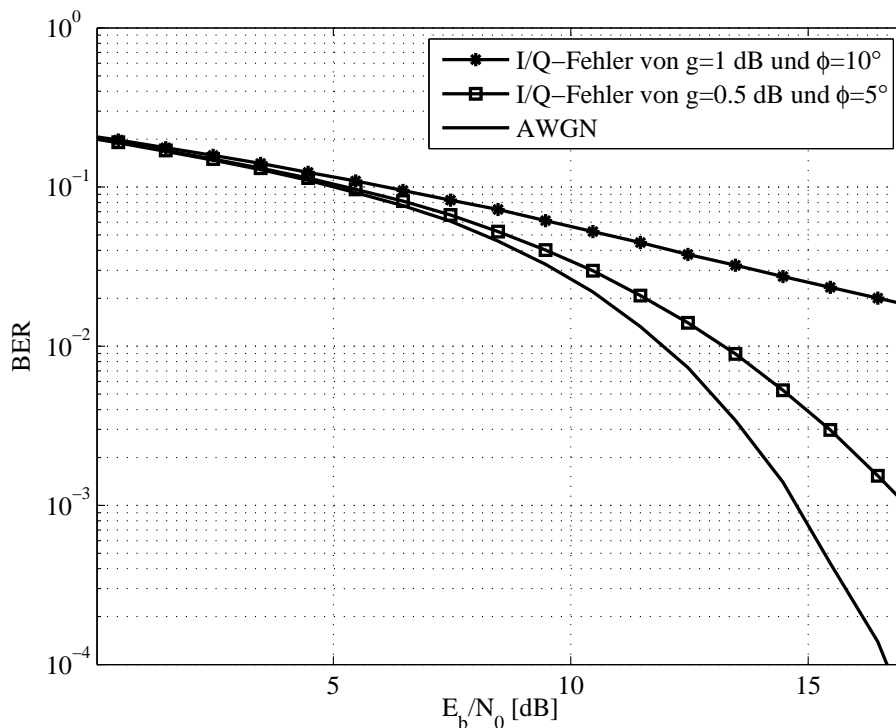
$$\mathbf{C}^H \mathbf{C} = \mathbf{C}'^T \mathbf{\Lambda}_s^H \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{C}' = \mathbf{C}'^T \mathbf{I} \mathbf{C}' = \mathbf{C}'^T \mathbf{C}' = \mathbf{I} \quad (4.18)$$

ist. Dies führt mit Einbeziehung von (4.14) zum entspreizten Signal

$$\vec{y} = \mathbf{C}^H \vec{x} = K_1 \vec{z} + K_2 \mathbf{C}'^T (\mathbf{\Lambda}_s^*)^2 \mathbf{C}' \vec{z}^* . \quad (4.19)$$

Im Allgemeinen, auch wenn  $\mathbf{C}^H \mathbf{C} = \mathbf{I}$  ist, ist die Matrix  $\mathbf{C}^H \mathbf{C}^*$  nicht diagonal und ein I/Q-Fehler führt zur *MultiUser Interferenz* (MUI). Jedoch zeigt eine Analyse der *Eigeninterferenz* (hier: die Interferenz von der komplex Konjugierten des



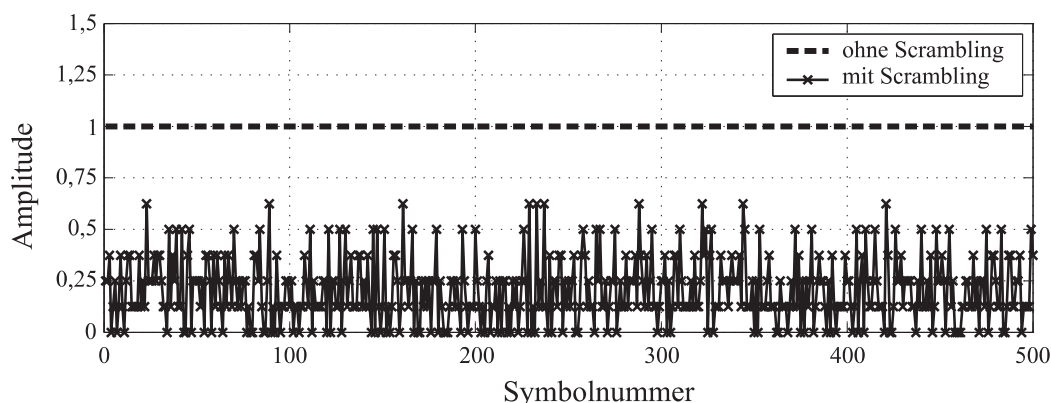


**Bild 4.6** BER eines OFDM-Systems mit 64 QAM-Alphabet als Funktion von I/Q-Fehler und SNR

eigenen Symbols), deren Niveau durch die Diagonalelemente von  $K_2 \mathbf{C}'^T (\mathbf{\Lambda}_s^*)^2 \mathbf{C}'$  gegeben ist, dass sie meistens deutlich niedriger in Systemen mit Scrambling ist als in solchen, die kein Scrambling benutzen ( $\mathbf{\Lambda}_S = \mathbf{I}$ ). Mit anderen Worten, der Gebrauch von Scrambling reduziert zwar die Leistung der Eigeninterferenz, erhöht jedoch gleichzeitig die MUI.

Um die qualitativen theoretischen Aussagen zu veranschaulichen, wurden die Eigeninterferenzanteile in einem CDMA-System mit QPSK-Scrambling simuliert und auf die Eigeninterferenz in einem entsprechenden System ohne Scrambling bezogen. Die Ergebnisse sind in Bild 4.7 dargestellt.

Auf der bereits durchgeführten Analyse basierend, kann angenommen werden, dass im Kontext von I/Q-Fehlern das Verhalten eines CDMA-Systems ohne Scrambling unabhängig von der Anzahl der Nutzer ist. Die Leistungsfähigkeit eines Systems, das Scrambling verwendet, hängt dagegen sehr stark von der Anzahl der Nutzer ab. Mit wenigen Nutzern ( $K \ll M$ ) weisen Scrambling-Systeme eine im Vergleich



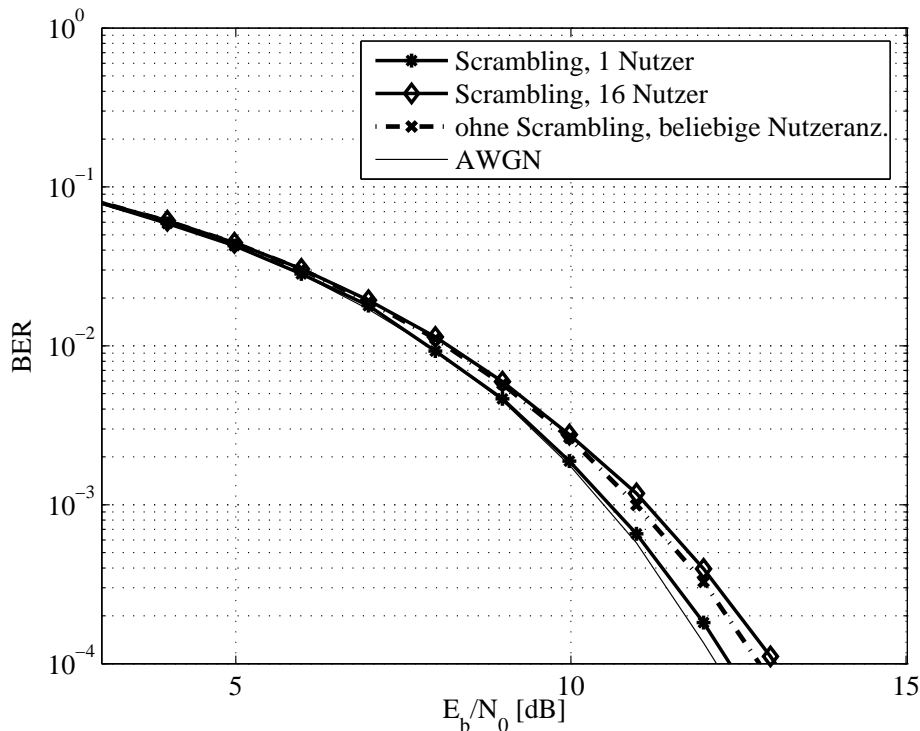
**Bild 4.7** Relatives Niveau der Eigeninterferenz mit und ohne Scrambling in einem CDMA-System ( $M = K = 16$ )

zu Systemen ohne Scrambling bessere Leistungsfähigkeit auf. Völlig ausgelastete Systeme ( $K = M$ ) besitzen das umgekehrte Verhältnis bezüglich der Leistungsfähigkeit.

Die nachfolgend in den Bildern 4.8-4.10 präsentierten Ergebnisse beziehen sich auf Systeme mit 16 QAM bzw. 64 QAM-Alphabeten. I/Q-Fehler entsprechen 20 bis 25 dB IRR und vertreten somit realistische Werte, die beim Frontend-Entwurf vorkommen. Die Erkenntnisse, die den Simulationen entnommen werden können, decken sich mit dem theoretischen Modell.

In allen CDMA-Simulationen leiden die Scrambling-Systeme weniger an I/Q-Fehlern als die Systeme ohne Scrambling bis zu einer Auslastung von etwa 75% (hier 12 von 16 Nutzern). Interessanterweise unterdrückt Scrambling die negative Effekte des I/Q-Fehlers für niedrige Auslastungen, weil es die Eigeninterferenz senkt.

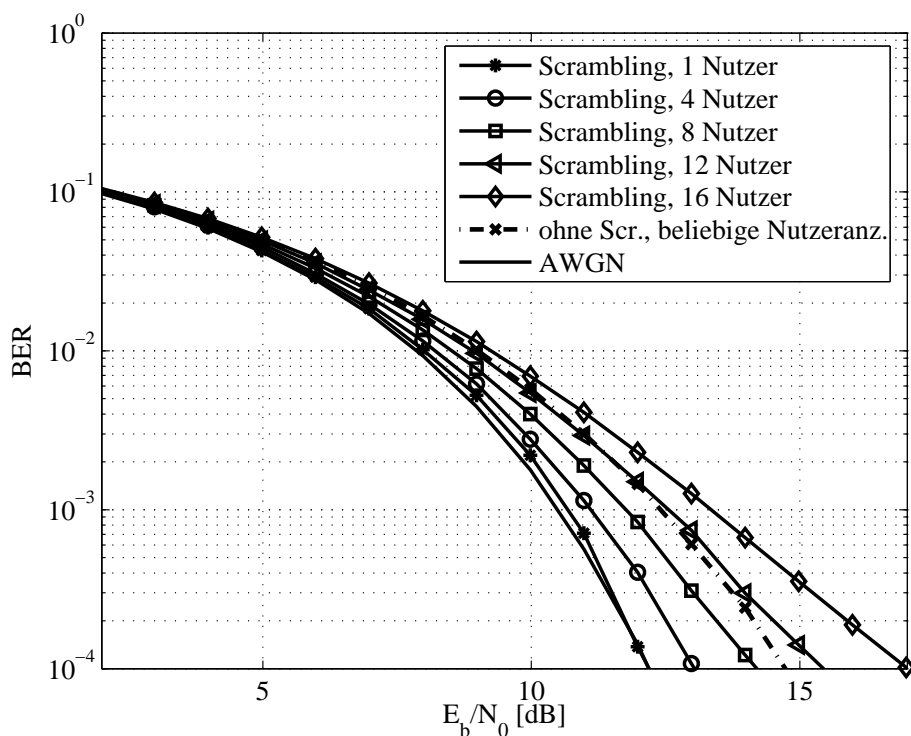
Neben CDMA-Systemen mit reellwertigen Spreiz- bzw. Kanalcodes existieren einige Vorschläge zur Implementierung komplexwertiger Spreizcodes (siehe z.B. [43] und [69]). Zwar weisen die Autoren dieser Publikationen auf die besseren Korrelationseigenschaften der komplexen Codes hin, die diese Codes attraktiv machen, die von I/Q-Fehlern bei hoher Auslastung der Zelle verursachten Probleme wurden aber bisher nicht berücksichtigt. Bezüglich I/Q-Fehler müssen solche komplexen Codes andere Eigenschaften als reellwertige Spreizcodes mit komplexen Scramblingcodes schon aus dem Grund aufweisen, dass sie im Gegensatz zu den Scramblingcodes eine bestimmte und regelmäßige Struktur haben.



**Bild 4.8** BER eines CDMA-Systems mit 16 QAM-Alphabet,  $M = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 0,5$  dB und  $\phi = 5^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

Das Störmodell in Gl. (4.13) und der Entscheidungsvektor in Gl. (4.14) weisen Ähnlichkeiten zum OFDM-Fall bezüglich der Wechselwirkung unterschiedlicher Unterträger (OFDM) bzw. unterschiedlicher Nutzer (CDMA) auf. In einem OFDM System können I/Q-Fehler vollständig vermieden werden, in dem nur die Hälfte der zur Verfügung stehenden Unterträger verwendet wird. Aus jedem Paar komplementärer Unterträger auf den Frequenzen  $f_c$  und  $-f_c$  darf jeweils nur ein Unterträger gewählt werden. Analog dazu können komplexe CDMA-Codes erzeugt werden, die bis zur Hälfte der maximalen Nutzerlast das System vor I/Q-Fehlern schützen.

Das Vermeiden des I/Q-Fehlers in Systemen mit geringer Last ist praktisch relevant, weil Kommunikationssysteme meistens mit weniger als Hälfte der maximalen Anzahl der Nutzer betrieben werden. Man denke an das CDMA-basierte UMTS System, dessen Auslastung stark von der Tageszeit abhängig ist und ausserhalb der Spitzenzeiten von einer geschickten Auswahl der Codes profitieren könnte. Ob eine

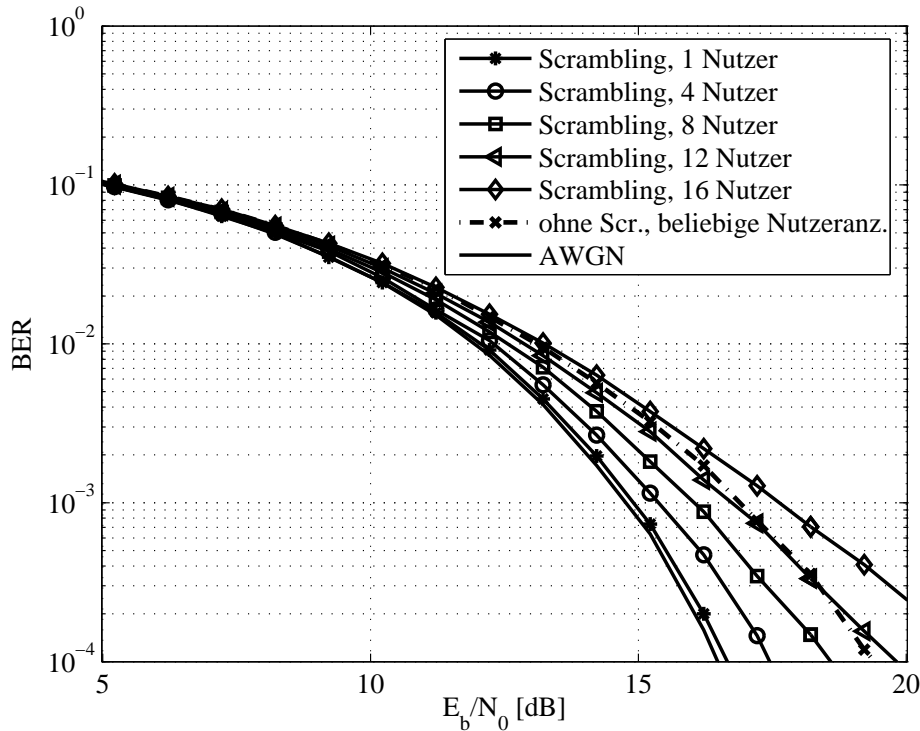


**Bild 4.9** BER eines CDMA-Systems mit 16 QAM-Alphabet,  $M = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 1$  dB und  $\phi = 10^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

konkrete Struktur im Sinne des I/Q-Fehlers Vor- oder Nachteile bringt, müsste für jede Codefamilie untersucht werden, wobei eine solche Untersuchung den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde.

#### 4.2.4 MC-CDMA-Modulation

Aus dem MC-CDMA-Störmodell in Gl. (4.16) lässt sich das Interferenzprofil  $K_2 \mathbf{C}^H \tilde{\mathbf{C}}^* \vec{Z}^*$  extrahieren. Es hängt davon ab, welche Eigenschaften die benutzten Spreizcodes besitzen. Besonders wichtig ist die Antwort auf die Frage, inwieweit ein beliebiger Spreizcode  $\vec{c}_k$  orthogonal zur eigenen komplex konjugierten zeitlich invertierten Variante  $\overleftarrow{c}_k^*$  und zu den anderen komplex konjugierten zeitlich invertierten Codes  $\overleftarrow{c}_m^*$ ,  $m \neq k$ , ist.



**Bild 4.10** BER eines CDMA-Systems mit 64 QAM-Alphabet,  $M = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 1$  dB und  $\phi = 10^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

Allgemein betrachtet führt ein I/Q-Fehler zur MUI, falls die Matrix  $\mathbf{C}^H \tilde{\mathbf{C}}^*$  nicht diagonal ist. Für den Sonderfall der traditionellen reellwertigen OVSF- bzw. Walsh-Hadamard-Codes gilt jedoch

$$\mathbf{C}^H \tilde{\mathbf{C}}^* = \text{diag}\{\rho_0, \rho_1, \dots, \rho_{K-1}\}, \quad (4.20)$$

wobei  $\rho_k \in \{\pm 1\} \forall k$  ist. Das entspreizte Signal vor der Symboldetektion lautet für die Daten im Code-Kanal  $k$ :

$$Y_k = K_1 Z_k + K_2 \rho_k Z_k^* \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (4.21)$$

Das Signalmodell in Gl. (4.21) sieht formal dem grundlegenden Modell eines linearen Einträgersystems in Gl. (4.3) sehr ähnlich. Auch in diesem Fall bedeutet ein I/Q-Fehler lediglich Eigeninterferenz im digitalen Basisband. Genauer gesagt, mit

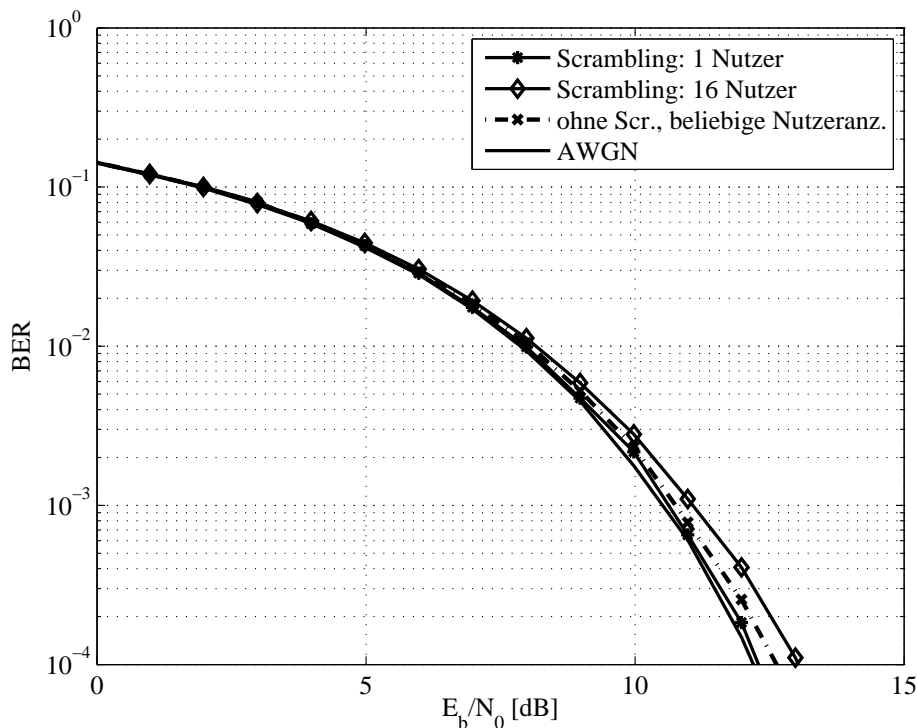
$\rho = 1$  sind beide Modelle identisch und mit  $\rho = -1$  ändert sich das Vorzeichen der Eigeninterferenz-Komponente. In einem mit der maximalen Anzahl der Nutzer belegten MC-CDMA-System mit OVSF- oder Walsh-Hadamard-Codes nimmt die Hälfte der Code-Kanäle  $\rho = 1$  und die andere Hälfte  $\rho = -1$  an. Allerdings kann für andere Codes gelten, dass  $\mathbf{C}^H \tilde{\mathbf{C}}^*$  nichtdiagonal ist, womit auch die resultierende MUI in Kauf genommen werden muss.

In den bis jetzt bekannten Vorschlägen für Industriestandards, die MC-CDMA einsetzen sollen, wird Scrambling nicht ausführlicher angesprochen. Es bleibt fraglich, welchem Zweck Scramblingcodes in einem MC-CDMA System dienen könnten, sollte MC-CDMA als die grundlegende Modulation das Rennen um die vierte Generation des Mobilfunks gewinnen. Denn eine orthogonale Codierung der Zellen im Downlink bzw. eine orthogonale Codierung der Teilnehmer im Uplink sollte von der OFDM-Komponente gewährleistet sein. Um eine Parallele zum CDMA-Fall ziehen zu können, berücksichtigen die Simulationen einen QPSK-Scramblingcode, unabhängig von den praktischen Anwendungen.

Die Bilder 4.11-4.13 verdeutlichen den Einfluss, den die Korrelationseigenschaften von Spreiz- und Scramblingcodes auf ein unter I/Q-Fehlern leidendes System haben. Es ist erwähnenswert, dass auch für MC-CDMA Spreizcodes existieren, die in Zellen mit niedriger Nutzerlast Vorteile bezüglich I/Q-Fehlern aufweisen.

### 4.3 Analyse bei Mehrwegeausbreitung

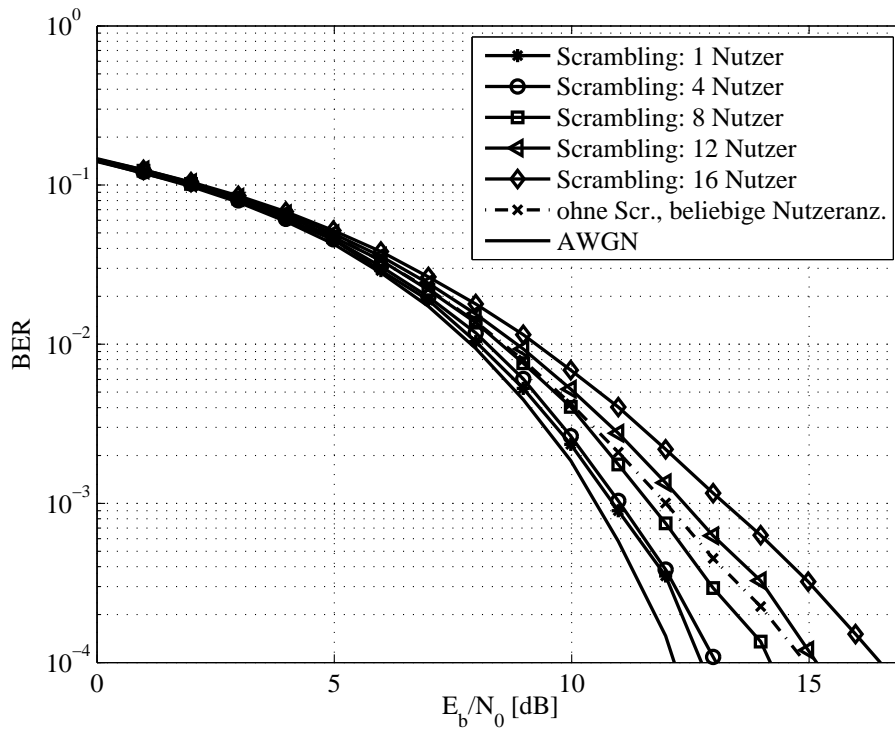
Keine der bisher durchgeführten Analysen hat den Einfluss eines Mehrwegekanals auf ein System mit einem I/Q-Fehler berücksichtigt. Es wurde lediglich der AWGN-Fall betrachtet. Dabei findet die Mobilkommunikation meist in einer Mehrwegeumgebung statt. Für die Betrachtung des I/Q-Fehlers spielt es eine wesentliche Rolle, welche Wechselwirkungen mit den Mehrwegekanälen entstehen. Denn aus der Beobachtung, wie sich ein I/Q-Fehler im AWGN-Fall auf die BER des Systems auswirkt, kann keine direkte Aussage für eine Mehrwegeumgebung getroffen werden. Besonders interessant ist die Frage, in welcher Reihenfolge die Kanalverzerrung und die in Kapitel 5 näher betrachtete I/Q-Fehlerkompensierung stattfinden sollen. Allgemein betrachtet ist die Kompensierung des Empfänger-I/Q-Fehlers vor der Kanalverzerrung zielführender, weil sich sonst die Fehlerquellen überlagern und die Kanalverzerrung beeinträchtigen (vergleiche Simulationsergebnisse in Kapitel 5 und [30]). Bild 4.14 stellt die optimale Reihenfolge der Operationen dar.



**Bild 4.11** BER eines MC-CDMA-Systems mit 16 QAM-Alphabet,  $M = N = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 0,5$  dB und  $\phi = 5^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

Die Mehrwegekanäle werden in der Regel als Rayleighprozesse modelliert. Sollte eine starke direkte Komponente ein Bestandteil des Empfangssignals sein, was in ländlichen Regionen häufig der Fall ist, eignet sich zur Beschreibung des Kanals der Riceprozess, wobei der Rayleighprozess als ein Sonderfall des Riceprozesses interpretiert werden kann [46].

Im Rahmen dieser Arbeit wird in den theoretischen Betrachtungen lediglich eine allgemeine, endlich lange, zeitinvariante basisband-äquivalente Kanalimpulsantwort  $h(t)$  betrachtet, ohne auf die möglichen Eigenschaften des Kanals einzugehen. In Monte-Carlo-Simulationen werden Beispiele für Frequenzgänge verwendet. Da eine ideale Zeitsynchronisation vorausgesetzt wird, werden die Spektren als eine Reihe von Taps definiert, deren zeitliche Abstände Vielfache der Abtastperiode



**Bild 4.12** BER eines MC-CDMA-Systems mit 16 QAM-Alphabet,  $M = N = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 1$  dB und  $\phi = 10^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

sind. Die Signalenergie innerhalb einer Abtastperiode (eines Chips oder Symbols) wird nach diesem Modell am Abtastzeitpunkt aufgesammelt.

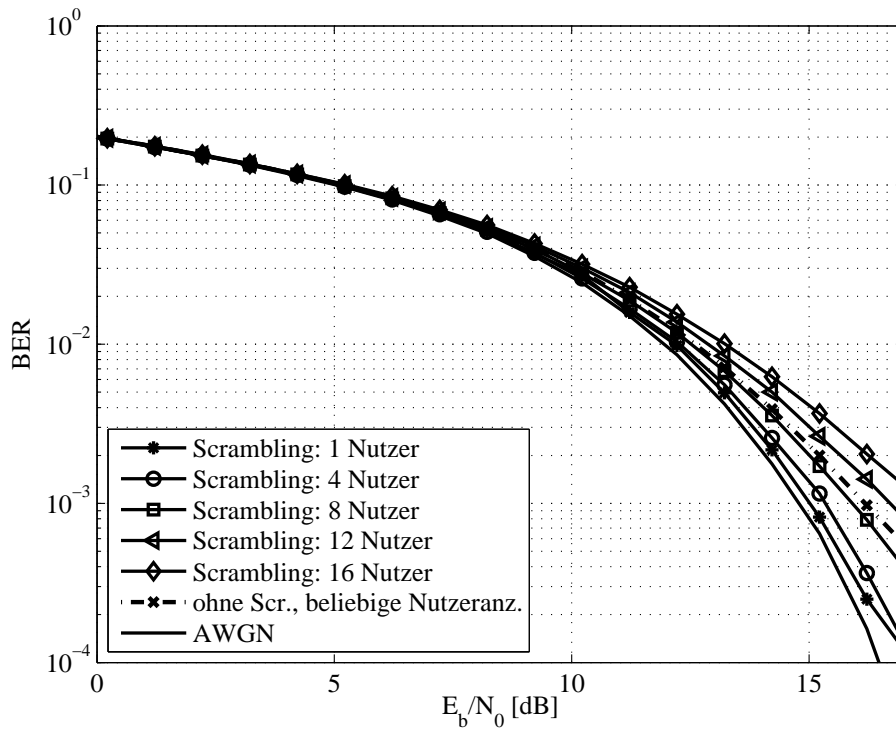
### 4.3.1 Einträgersysteme

Als Ausgangspunkt zur Analyse kann die Gl. (3.21) dienen. Daraus resultiert die komplexe Einhüllende (das Basisband-Äquivalent) des Sendesignals

$$x_{TX}(t) = K_{1,TX}z(t) + K_{2,TX}^*z^*(t). \quad (4.22)$$

Die Eigeninterferenz auf der Spiegelfrequenz, die bereits mehrmals diskutiert wurde, ist im Glied  $z^*(t)$  sichtbar.



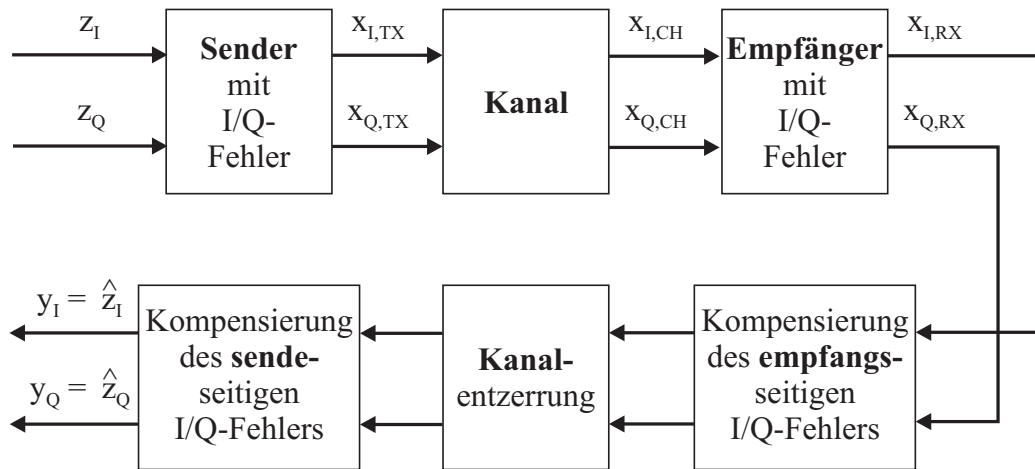


**Bild 4.13** BER eines MC-CDMA-Systems mit 64 QAM-Alphabet,  $M = N = 16$  und I/Q-Fehler von  $g = 0,5$  dB und  $\phi = 5^\circ$  als Funktion der Anzahl der Nutzer und des SNRs

Sei  $h(t)$  die basisband-äquivalente Impulsantwort des physikalischen Übertragungskanals, dann gilt für das Signal am Eingang des Empfängers

$$x_{CH}(t) = x_{TX}(t) * h(t). \quad (4.23)$$

Weitere Verzerrungen des Signals kommen wegen des I/Q-Fehlers im Frontend des Empfängers hinzu. Analog zur Senderseite kann das äquivalente komplex abwärts-gemischte LO Signal den Gl. (3.17) bzw. (3.20) entnommen werden.



**Bild 4.14** Optimale Anordnung der Kompensationsverfahren für einen homodynen Empfänger

Das Basisband-Äquivalent des Signals, das nach der Frontend-Stufe des Empfängers entsteht, kann beschrieben werden als [65]

$$\begin{aligned}
 x_{RX}(t) &= K_{1,RX}x_{CH}(t) + K_{2,RX}x_{CH}^*(t) & (4.24) \\
 &= K_{1,TX}K_{1,RX}z(t) * h(t) \\
 &\quad + K_{1,TX}^*K_{2,RX}z^*(t) * h^*(t) \\
 &\quad + K_{2,TX}K_{1,RX}z(t) * h(t) \\
 &\quad + K_{2,TX}K_{2,RX}z(t) * h^*(t).
 \end{aligned}$$

Die doppelte Anwendung des I/Q-Fehlermodells (im Sender und im Empfänger) führt zu vier Signalkomponenten. Ohne Ungleichgewichte und Ungleichläufe ( $K_{1,TX} = K_{1,RX} = 1$  und  $K_{2,TX} = K_{2,RX} = 0$ ) vereinfacht sich das Signalmodell in Gl. (4.24) zur grundlegenden Verzerrung durch den Kanal  $z(t) * h(t)$ .

Das Störmodell zeigt analytisch, dass der ursprüngliche Datenfluss  $z(t)$  am Sender- und Empfänger-I/Q-Fehler leidet mit einem durch  $h(t)$  charakterisierten Kanal dazwischen. Ohne auf die Einzelheiten der Entzerrertechniken einzugehen, wird an dieser Stelle angenommen, dass ein linearer Entzerrer  $c(t)$  gegeben ist, der die Mehrwegekanaleinflüsse kompensiert. Um das Modell einfach zu halten, soll der Entzerrer dem *Zero Forcing* (ZF)-Kriterium entsprechen, so dass  $h(t) * c(t) = \delta(t)$  ist, wobei  $\delta(t)$  einen Diracimpuls darstellt. Auch wenn praktisch implementierbare lineare Entzerrer eher nach dem *Mean Squared Error* (MSE)-Prinzip aufgebaut

sind, kann anhand des ZF der grundlegende Zusammenhang zwischen dem I/Q-Fehler und der linearen Entzerrung gezeigt werden. Die Filterung des beobachteten Signals laut Gl. (4.24) mit einem ZF-Entzerrer führt zu

$$\begin{aligned} y(t) &= x_{RX}(t) * c(t) \\ &= K_{1,RX} K_{1,TX} z(t) \\ &\quad + [K_{1,RX} K_{2,TX}^* \delta(t) + K_{2,RX} K_{1,TX}^* p(t)] * z(t)^* \\ &\quad + K_{2,RX} K_{2,TX} p(t) * z(t), \end{aligned} \quad (4.25)$$

wobei die Impulsantwort  $p(t) = h^*(t) * c(t)$  dem Ergebnis entspricht, das eine Entzerrung des komplex konjugierten Kanals  $h^*(t)$  mit dem für  $h(t)$  geeigneten Entzerrer zur Folge hat (vergleiche Gl. (4.24)). Selbst mit  $h(t) * c(t) = \delta(t)$  kann  $p(t) = h^*(t) * c(t)$  eine beliebige Form annehmen. Die Erklärung liefert der Zusammenhang  $\mathcal{F}\{h(t)\} = H(f)$ , wobei  $\mathcal{F}\{\cdot\}$  die Fouriertransformation ist. Daraus folgt  $\mathcal{F}\{h^*(t)\} = H^*(-f)$ . Dies bedeutet unter anderem, dass das Amplitudenspektrum von  $h^*(t)$  die frequenzgespiegelte Version von  $h(t)$  ist. Deswegen kann die Wirkung eines Entzerrers, der für die Kanalimpulsantwort  $h(t)$  entworfen wurde, in Bezug auf  $h^*(t)$  *beliebig* sein. Die genauen Effekte hängen stark vom jeweiligen Kanal ab. Am Ende dieses Unterkapitels werden einige numerische Beispiele präsentiert, die diese analytischen Betrachtungen ergänzen.

Es bietet sich an, die Güte des Signals am Ausgang des Entzerrers formell zu beurteilen. Dazu dient das SIR. Aus den vier Termen in Gl. (4.24) kann lediglich  $K_{1,RX} K_{1,TX} z(t)$  als das gewünschte Signal erfasst werden. Alle andere Elemente stellen Eigeninterferenzen dar. Unter der Annahme, dass das ideale Basisband Signal  $z(t)$  stark zirkulär ist, d.h.  $\forall \tau$  gilt  $E[z(t)z(t-\tau)] = 0$  [47, 68] (und auch  $E[z^*(t)z^*(t-\tau)] = 0$ ), kann das Leistungsdichtespektrum (*engl.* Power Spectral Density, PSD) des gewünschten Signals und der Eigeninterferenzanteile ausgedrückt werden als

$$G_S(f) = |K_{1,RX} K_{1,TX}|^2 G_z(f) \quad (4.26)$$

und

$$\begin{aligned} G_I(f) &= |K_{1,RX} K_{2,TX}^* + K_{2,RX} K_{1,TX}^* P(f)|^2 G_{z^*}(f) \\ &\quad + |K_{2,RX} K_{2,TX} P(f)|^2 G_z(f), \end{aligned} \quad (4.27)$$

wobei  $G_z(f)$  und  $G_{z^*}(f)$  die PSD von  $z(t)$  bzw.  $z^*(t)$  sind. Der Term  $P(f) = H^*(-f)C(f)$  entspricht der Interferenz. Das eigentliche SIR kann dann

definiert werden als

$$SIR = \frac{\int_B G_S(f)df}{\int_B G_I(f)df}, \quad (4.28)$$

wobei  $B$  die Bandbreite von  $z(t)$  ist. Man beachte, dass der zweite Summand in Gl. (4.27) verschwindend klein ist und demzufolge kaum Einfluss auf das SIR in Gl. (4.28) hat. Im Spezialfall eines angepassten Senders und ohne Kanal reduziert sich der Ausdruck zu dem aus [81] bekannten Verhältnis  $|K_{1,RX}|^2/|K_{2,RX}|^2$  für das empfängerspezifische Frontend IRR.

Ein genauer Blick auf Gl. (4.27) verrät, dass die Rolle des Empfänger-I/Q-Fehlers größer ist als die des Sender-I/Q-Fehlers, zumindest in Bezug auf die Kanalentzerrung. Gründe dafür liegen in der Signalverarbeitungskette. Der Kanal wird gefolgt vom Empfänger-Frontend. Danach sollte die Entzerrung stattfinden. Doch die falschen Annahmen über den Kanal führen zu noch höheren Anforderungen an die I/Q-Anpassung im Frontend als sie aus der Analyse der Eigenschaften des Frontends alleine resultieren würden. Die zusätzlichen BER-Einbußen aufgrund ungeeigneter Entzerrung des dem  $p(t) = h^*(t) * c(t)$  zugehörigen Signalanteils können mehrere Dezibel betragen, abhängig vom eigentlichen Kanal (vergleiche Beispiel in Bild 4.16). Um die Probleme, die aus der Wechselwirkung des Mehrwegekanals und des I/Q-Fehlers resultieren, zu umgehen, gibt es zwei Möglichkeiten: Genauere Frontend-Elemente einsetzen oder den Empfänger-I/Q-Fehler *vor* der Kanalentzerrung kompensieren. Die Erstgenannte fordert meist inakzeptabel hohe Kosten. Daher soll die I/Q-Fehlerkompensierung im komplexen Basisband untersucht werden.

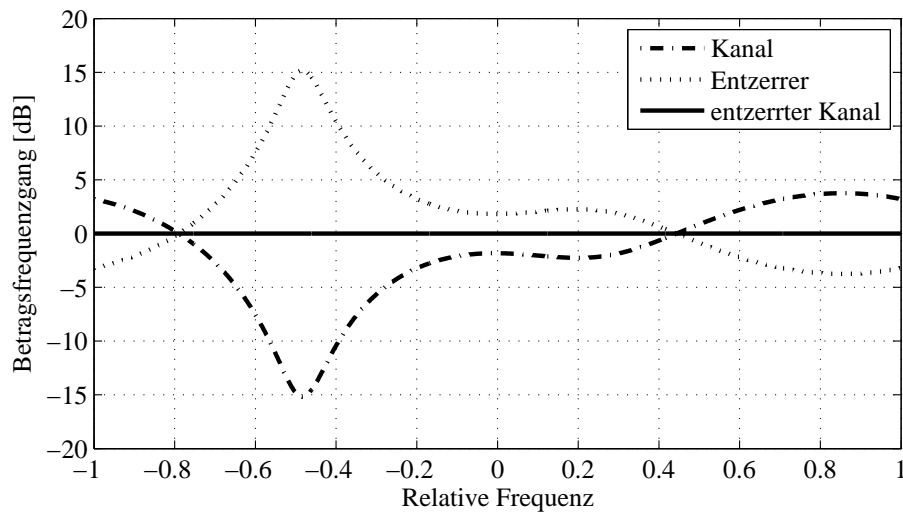
Ein weiteres praktisches Problem hängt mit dem Einfluss des I/Q-Fehlers auf die Kanalschätzung zusammen. Laut Gl. (4.24) wird jeder Algorithmus zur Kanalschätzung, ob datengestützt oder nicht, aufgrund der Verarbeitung des I/Q-fehlerbehafteten  $x_{RX}(t)$  selbst von diesem Fehler beeinflusst. Wie in jeder Empfängerstruktur resultiert eine fehlerbehaftete Schätzung in Fehlern am Ausgang des Entzerrers. In diesem Kontext ist es interessant zu beobachten, dass die Funktionsfähigkeit eines einfachen Korrelators im Zeitbereich mit der Annahme, dass  $z(t)$  bzw. eine genügend hohe Anzahl seiner Pilotsymbole bekannt sind, stark von der Zirkularität des zu sendenden Signals abhängt. Mit anderen Worten, die von  $z^*(t)$  abhängigen Glieder in Gl. (4.24) haben keinerlei Einfluss auf die korrelationsbasierte Kanalschätzung, falls  $z(t)$  zirkular ist, d.h.  $z(t)$  und  $z^*(t - \tau)$  für alle Werte von  $\tau$  unkorreliert sind. Somit ist bewiesen, dass eine pilotbasierte Korrelation robust gegenüber I/Q-Fehlern ist.

Im Falle von anderen Kanalschätzern können die vom I/Q-Fehler verursachten Effekte dramatischer erscheinen. Die bereits angeführten Ergebnisse in den Gl. (4.25)-(4.28), die genaue Kenntnis des Kanals voraussetzen, stellen in dieser Hinsicht die bestmöglichen Ergebnisse dar.

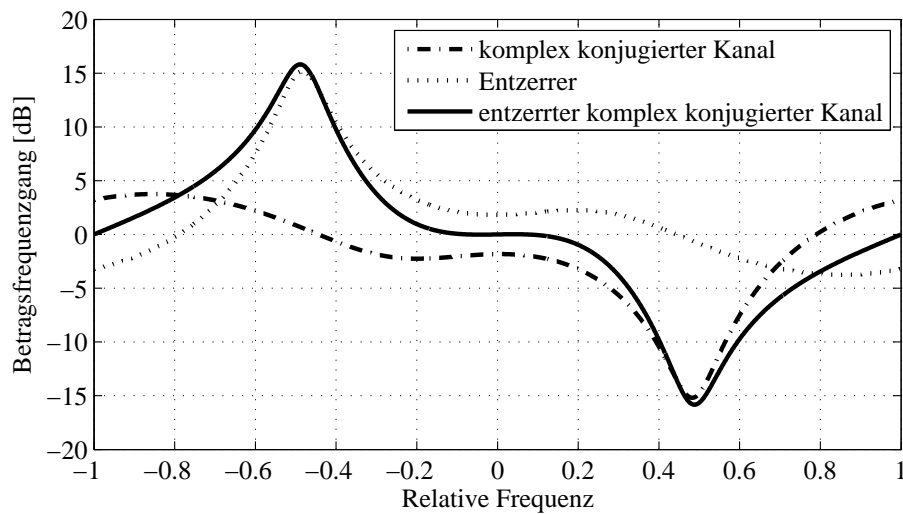
Um die praktischen Auswirkungen zu illustrieren, werden nun die Ergebnisse der rechnergestützten Simulationen präsentiert und diskutiert. Als Mehrwegekanal wird ein Drei-Tap-Modell mit der willkürlichen aber realistischen Impulsantwort  $h = [0,79 + 0,18j, -0,35 + 0,35j, 0,26 - 0,13j]$  angewendet, in dem die zeitlichen Abstände zwischen den Einzelpfaden einer Symboldauer entsprechen (vergleiche auch [19]). Die ZF-Methode wird zur Entzerrung der 16 QAM- und 64 QAM-Systeme verwendet. Die Phasenungleichläufe im Sender und im Empfänger betragen  $\phi = 5^\circ$  bzw.  $\phi = 4^\circ$ . Die Ungleichgewichtswerte von  $g = 0,6$  dB im Sender und  $g = 0,7$  dB im Empfänger errechnen sich aus  $g = 20 \log \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$ . Diese Werte entsprechen in etwa 25 dB IRR, sowohl für den Sender als auch für den Empfänger, sie sind also durchaus realistisch für analoge Frontends [53]. Wie in Gl. (4.25) und (4.27) dargelegt, hängt die Stärke der Eigeninterferenz im frequenzselektiven Kanal davon ab, was während der Kanalverzerrung mit dem komplex konjugierten Kanal  $h^*(t)$  passiert. Für den angenommenen Mehrwegekanal findet man die Frequenzgänge der entsprechenden Impulsantworten in den Bildern 4.15 und 4.16. Das SIR beträgt nach Gl. (4.28) 17,4 dB und ist somit deutlich kleiner als anhand der beiden Frontend-IRR von je 25 dB erwartet werden könnte.

Signalvektordiagramme I/Q-fehlerbehafteter Systeme wurden im Rahmen dieser Arbeit bereits in Unterkapitel 4.1 präsentiert. Der typischen I/Q-Fehlerstruktur in Bild 4.17(a) wird an dieser Stelle mit Bild 4.17(b) ein Signalvektordiagramm gegenübergestellt, in dem das Signal durch den Drei-Tap-Mehrwegekanal geschickt, danach im Frontend des Empfängers verarbeitet und im Basisband entzerrt wurde, ohne dass der I/Q-Fehler kompensiert wird. Die Punktwolken in Bild 4.17(b) resultieren aus nicht angepasster Kanalverzerrung. Es wurde kein AWGN-Rauschen eingesetzt und ohne I/Q-Fehler im Frontend würden beide Bilder eine ungestörte 16 QAM-Konstellation darstellen.

Die Verschlechterung der Übertragungsqualität durch den I/Q-Fehler ist in dem vorgestellten Beispiel sichtbar. Um den Einfluss des I/Q-Fehlers noch deutlicher zu machen, werden im Folgenden Simulationsergebnisse für lineare Modulationsverfahren präsentiert. Bild 4.18 zeigt ein lineares System mit einem 16 QAM Alphabet, mit und ohne Mehrwege (und ZF-Entzerrung) und mit und ohne I/Q-Fehlerkompensierung (unter Annahme vollständigen Wissens über die

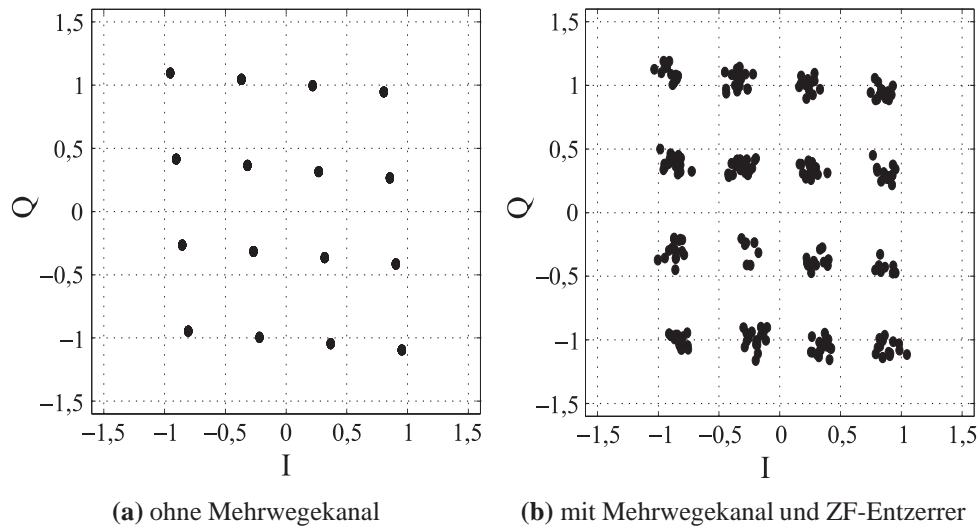


**Bild 4.15** Betragsfrequenzgang des originären Kanals, des Entzerrers und des Kanals nach der Entzerrung



**Bild 4.16** Betragsfrequenzgang des komplex konjugierten Kanals, des auf den originären Kanal angepassten Entzerrers und des komplex konjugierten Kanals nach der Entzerrung

I/Q-Fehlerparameter). Die Annahme, dass die Werte des Amplitudenungleichgewichts und des Phasenungleichlaufs bekannt sind, ist dafür verantwortlich, dass die BER-Ergebnisse für den Fall ohne des I/Q-Fehlers und für den Fall mit der



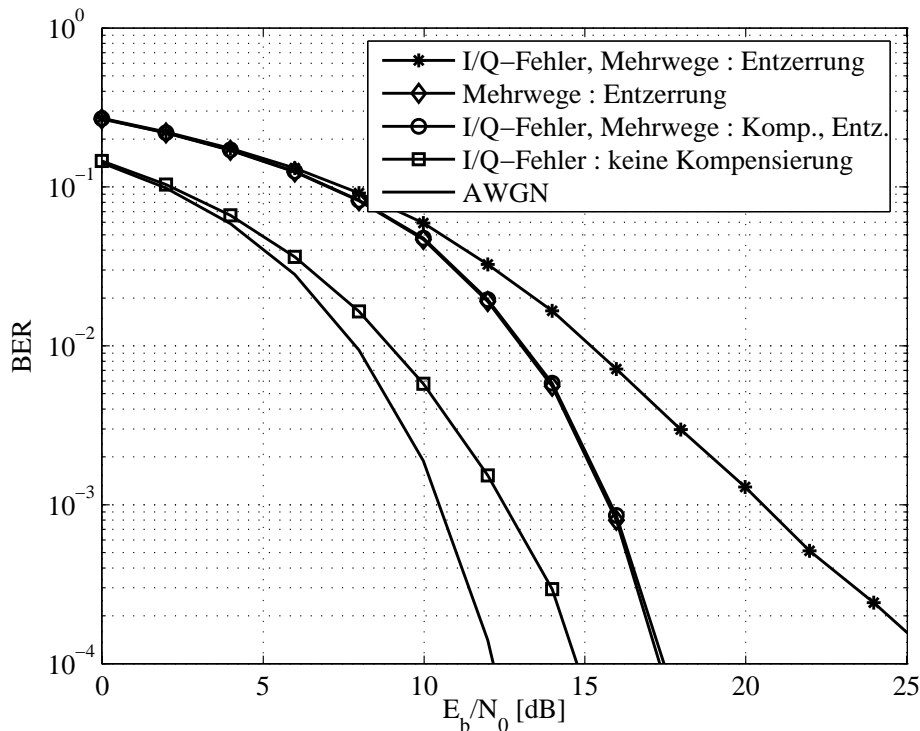
**Bild 4.17** Signalvektordiagramme I/Q-fehlerbehafteter linearmodulierter Systeme mit einem 16 QAM Symbolalphabet, ohne Rauschen

I/Q-Fehlerkorrektur nahezu identisch sind. Dieses gilt auch für weitere in diesem Kapitel dargestellte Ergebnisse.

Auf dem für uncodierte Systeme interessanten BER-Niveau von  $10^{-2}$  beträgt die SNR-Verschlechterung aufgrund von I/Q-Fehlern etwa 1 dB ohne Mehrwegekanal und 2 dB mit Mehrwegekanal. Ein System mit dem gegebenen Kanal und einem Entzerrer verliert zusätzlich 1 dB verglichen mit dem Fall ohne Mehrwege.

In einem 64 QAM-System (Bild 4.19) sind die Verhältnisse zwischen den Fällen mit und ohne Mehrwege noch dramatischer. Sehr hohe BER macht ein solches System ohne I/Q-Fehlerkorrektur zusätzlich zur Entzerrung nutzlos.

In Bezug auf CDMA ist anzumerken, dass das grundlegende Signalmodell, bis auf die vom Scramblingcode verursachten Unterschiede, gültig bleibt. Eine genauere Betrachtung der Auswirkung vom Mehrwegekanal auf CDMA-Systeme würde deswegen zu einer Überlagerung bereits bekannter Effekte führen. In diesem Sinne können die vorgestellten Modelle auf CDMA-basierte Systeme, z.B. UMTS, angewendet werden. Falls komplexe Codes eingesetzt werden, wird eine zusätzliche Beachtung der Abhängigkeit von der Anzahl der Nutzer notwendig.



**Bild 4.18** BER eines linearen Systems (16 QAM) mit einem I/Q-Fehler von  $g_{TX}=0,6$  dB und  $\phi_{TX}=5^\circ$  im Sender und  $g_{RX}=0,7$  dB und  $\phi_{RX}=4^\circ$  im Empfänger

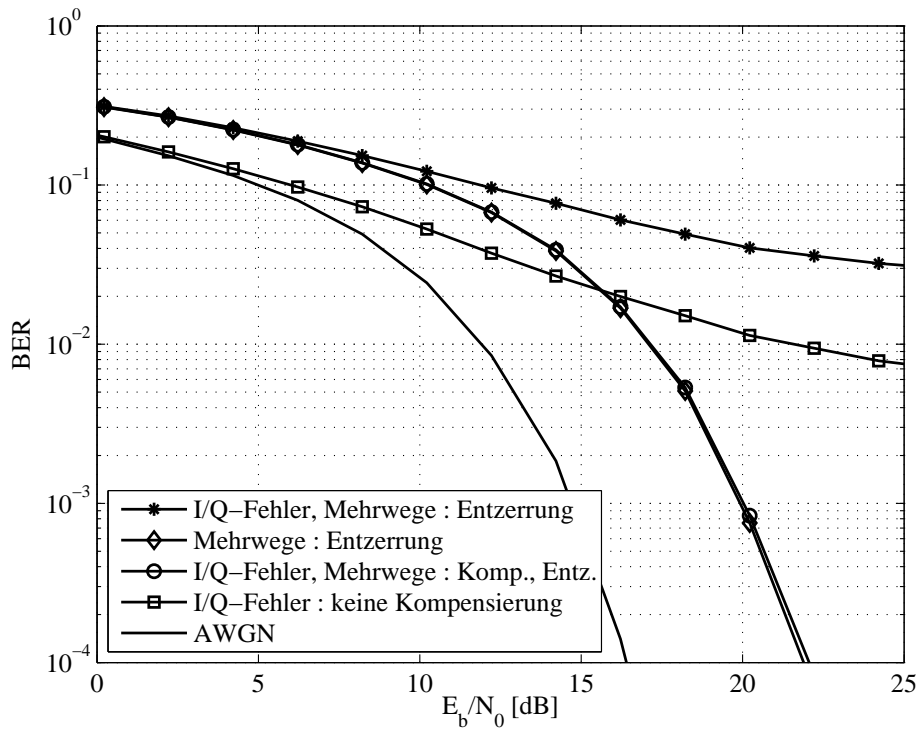
### 4.3.2 Mehrträgersysteme

Die vorherigen Unterkapitel wurden insofern stark von der linearen Modulation geprägt, dass stets eine lineare Entzerrung im Zeitbereich angenommen wurde. In OFDM-basierten Systemen wird die Entzerrung in der Regel im Frequenzbereich durchgeführt (und zwar nach der FFT-Operation im Empfänger). Demzufolge kann das entsprechende Signalmodell des  $i$ -ten Unterträgers folgendermaßen dargestellt werden [65]:

$$X_{RX,i} = (K_{1,RX}K_{1,TX}H_i + K_{2,RX}K_{2,TX}H_{L-i}^*) Z_i + (K_{1,RX}K_{2,TX}^*H_i + K_{2,RX}K_{1,TX}^*H_{L-i}^*) Z_{L-i}^*, \quad (4.29)$$

wobei  $Z_i$  die  $i$ -te Stelle mit Datensymbolen innerhalb des FFT-Blocks der Länge  $L$  bedeutet und  $H_i$  die Übertragungsfunktion des entsprechenden Kanals ist. Es

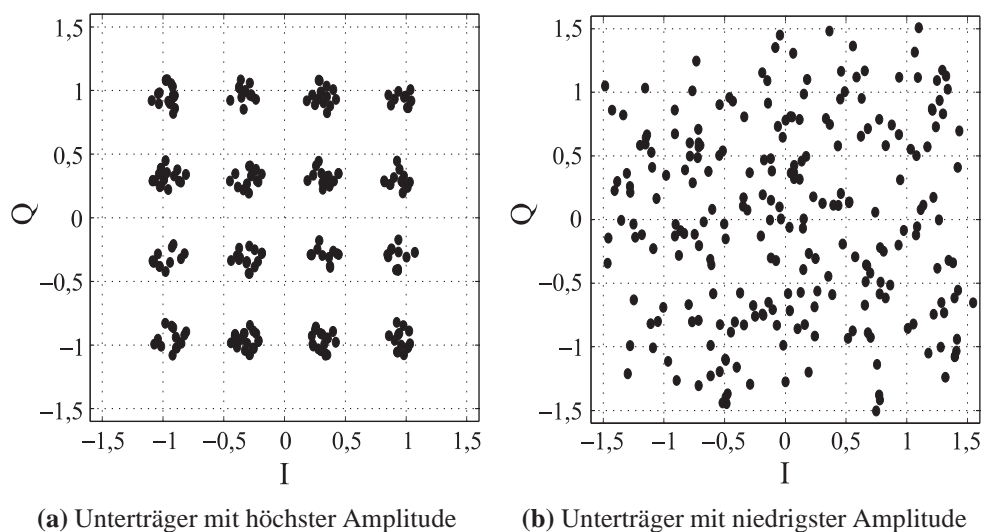




**Bild 4.19** BER eines linearen Systems (64 QAM) mit einem I/Q-Fehler von  $g_{TX}=0,6$  dB und  $\phi_{TX}=5^\circ$  im Sender und  $g_{RX}=0,7$  dB und  $\phi_{RX}=4^\circ$  im Empfänger

wird angenommen, dass das GI als *zyklische Erweiterung* implementiert ist. Die Länge des GIs soll nicht kürzer als die Impulsantwort des Kanals sein. Die aktiven Unterträger sind zur Null-Frequenz symmetrisch angeordnet, wobei weder der Gleichstromträger noch der Unterträger auf der halben Abtastfrequenz benutzt werden. Diese Annahmen sind typisch im OFDM-Kontext und haben zunächst nichts mit dem I/Q-Fehler zu tun.

Auf dem Modell in Gl. (4.29) basierend kommt die wichtigste Quelle der Interferenz auf dem Unterträger  $i$  vom gespiegelten Unterträger  $Z_{L-i}$ , was in der OFDM-Literatur bereits bekannt ist [59, 73, 75]. Im Gegensatz zu linear modulierten Systemen hängt das Verhalten des OFDM-Systems von den Wechselwirkungen gespiegelter Unterträger ab. Genauer gesagt hängt die Leistungsfähigkeit des Systems von der Kanalübertragungsfunktion des Unterträgers  $i$  und der des entsprechenden Unterträgers  $L - i$  bei der Spiegelfrequenz ab. Sollte ZF-Entzerrung mit dem Ko-



**Bild 4.20** Signalvektordiagramme eines I/Q-fehlerbehafteten OFDM-Systems mit 16 QAM Alphabet auf zwei ausgewählten Unterträgern, ohne Rauschen

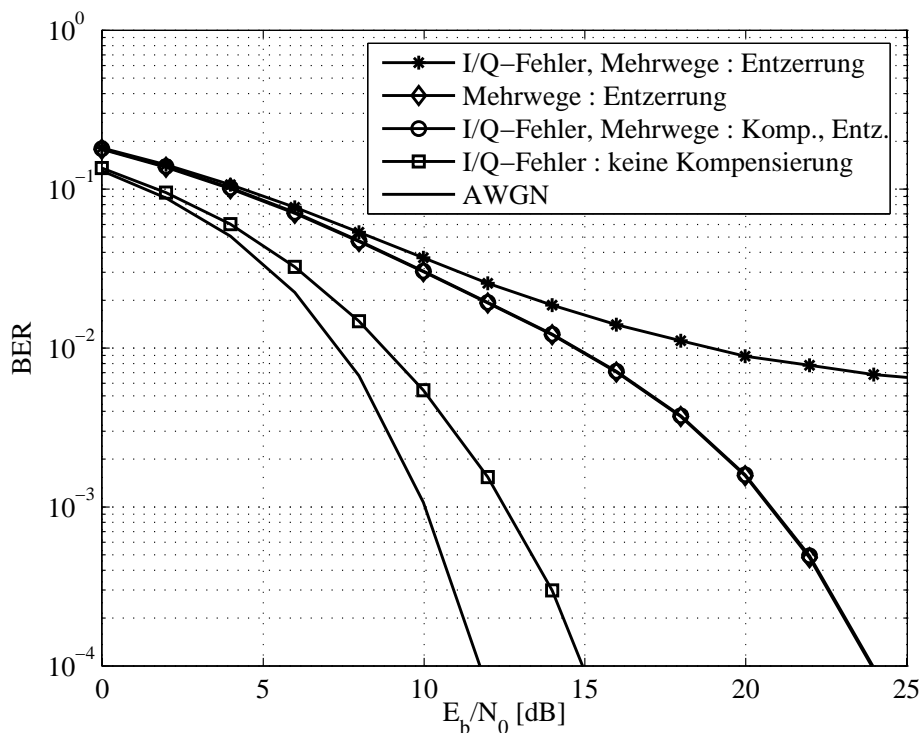
effizienten  $1/H_i$  auf der Unterträgerbasis angewendet werden, wird das System wegen I/Q-Fehlern nicht vollständig entzerrt. Vor allem Unterträger mit niedrigen Leistungen, denen starke Unterträger auf den gespiegelten Frequenzen gegenüber stehen, d.h.  $|H_i| \ll |H_{L-i}|$ , können selbst bei niedrigen I/Q-Fehlerwerten an starken Interferenzen leiden.

In realistischen physikalischen Kanälen kann die Dynamik der Amplitude der Impulsantwort leicht 20 dB betragen. Selbst wenn das Empfänger-Frontend-IRR mit 30 dB sehr hoch wäre (was eine sehr sorgfältige Hardware-Auswahl und Verarbeitung voraussetzt), würde die SIR des schwächsten Unterträgers lediglich 10 dB betragen. Dies ist bei weitem zu wenig für spektral effiziente Symbolalphabete, wie die hier oft betrachtete 16 QAM und 64 QAM. Vom I/Q-Fehler in Mehrträgersystemen verursachte Probleme ändern sich von Träger zu Träger und können teilweise durch Kanalcodierung über alle Unterträger gemildert werden. Trotzdem stellen frequenzselektive Kommunikationskanäle höhere Anforderungen an das Frontend bezüglich I/Q-Anpassung als es aus dem schlichten I/Q-Fehlermodell im Unterkapitel 4.1 hervorgeht.

In OFDM-Systemen hängt das Zusammenspiel von I/Q-Fehler und Kanalschätzung stark vom jeweiligen Unterträger ab. Die Kanalübertragungsfunktionen aus den Bildern 4.15 und 4.16 führen im OFDM-Fall zu unterschiedlichen Kanal- und Entzerrerwerten bei verschiedenen Unterträgern. Es gibt naturgemäß stärkere

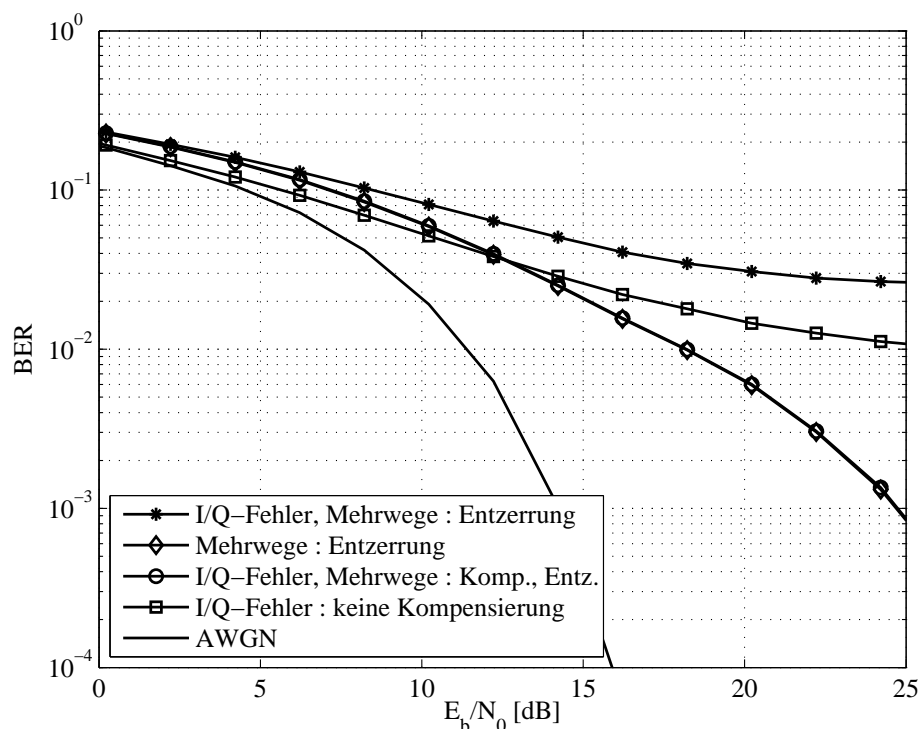
(Bild 4.20(a)) und schwächere (Bild 4.20(b)) Unterträger innerhalb des gesamten OFDM-Symbols (hier 64 Unterträger, von denen 52 verwendet werden). Die Qualität der schwachen Unterträger ist gering und wirft einen Schatten auf die Qualität des gesamten Systems.

Ähnlich zu dem linear modulierten Fall werden in den Bildern 4.21 und 4.22 Simulationsergebnisse im gewohnten BER/SNR-Schema präsentiert.



**Bild 4.21** BER eines OFDM-Systems (16 QAM) mit einem I/Q-Fehler von  $g_{TX}=0,6$  dB und  $\phi_{TX}=5^\circ$  im Sender und  $g_{RX}=0,7$  dB und  $\phi_{RX}=4^\circ$  im Empfänger

Der Einfluss von I/Q-Fehlern auf OFDM-Systeme ist höher als bei linearen Systemen. Interessante Erkenntnisse liefert nicht nur der Blick auf die Simulationen in diesem Unterkapitel, sondern auch ein Vergleich mit den Auswirkungen des grundlegenden OFDM-Modells. Waren die im grundlegenden linearen und im OFDM-Fall verursachten SNR-Verluste vergleichbar hoch (wobei bei OFDM immer ein bisschen höher), so unterscheiden sie sich beim Mehrwegekanal deutlicher voneinander.



**Bild 4.22** BER eines OFDM-Systems (64 QAM) mit einem I/Q-Fehler von  $g_{TX}=0,6$  dB und  $\phi_{TX}=5^\circ$  im Sender und  $g_{RX}=0,7$  dB und  $\phi_{RX}=4^\circ$  im Empfänger

Ähnlich dem CDMA-Fall wird hier auf eine tiefere Analyse der MC-CDMA-Modulation aus Übersichtlichkeitsgründen verzichtet. Die qualitativ wichtigsten Modellunterschiede liegen zwischen Ein- und Mehrträgersystemen. Auf diesem Aspekt stützt sich die in dieser Arbeit vorgenommene Gliederung.

## 4.4 Einfluss der Gleichstromkomponente

In homodynen Empfängern wird das RF Signal mit dem LO Signal, das die Trägerfrequenz liefert, gemischt. Die daraus resultierende Tatsache, dass die IF Null beträgt, ist auch für die Empfindlichkeit gegenüber Gleichstromkomponenten verantwortlich. Sowohl der statische als auch der dynamische DC-Offset können die Leistungsfähigkeit eines SDRs beeinträchtigen, wenn sie unkompensiert bleiben.

Im ersten Fall lässt sich der Offset jedoch leicht aus dem Gesamtsignal herausrechnen und stellt somit generell kein Problem dar [30]. Deswegen wird im Weiteren vornehmlich die dynamische Gleichstromkomponente behandelt. Die Tatsache, dass die Gleichstromkomponente oft gemeinsam mit I/Q-Fehlern als Teil eines Quadraturdemodulator-Problems aufgefasst wird, dem gemeinsame Hardwareprobleme zu Grunde liegen, gibt einen weiteren Anlass zu einer genaueren Analyse des Problems.

#### 4.4.1 Einträgersysteme

Einen Ausgangspunkt zur weiteren Analyse stelle Gl. (3.10) und deren Approximation (3.11) dar. Die tatsächliche Auswirkung des Terms  $2d|w(t)|^2$  auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems hängt von den Eigenschaften des Störsignals  $w(t)$  ab, und zwar

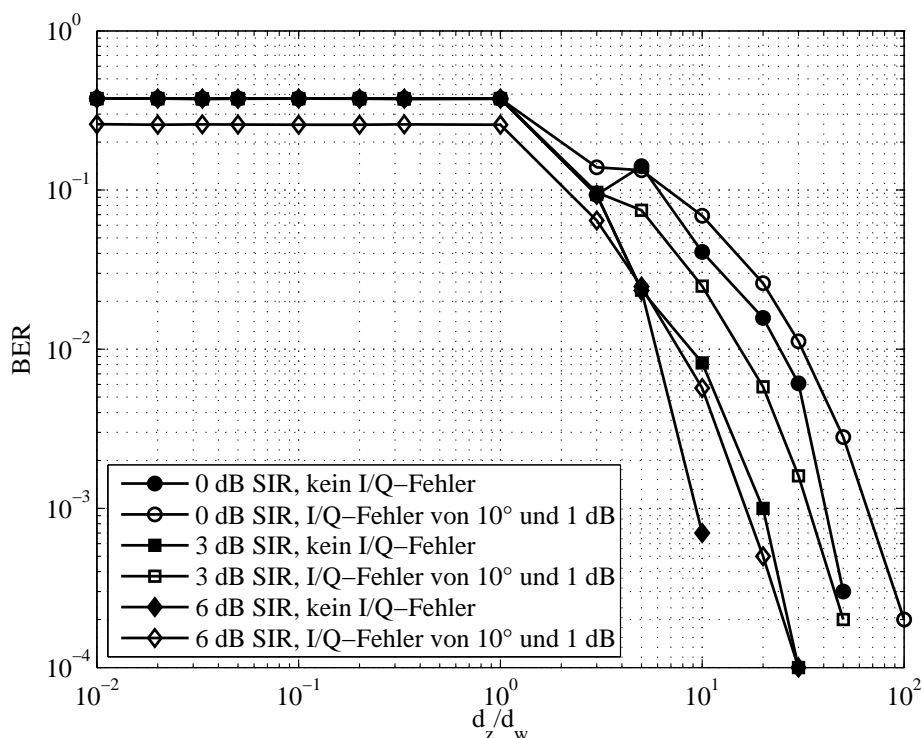
1. vom SIR, d.h. von der relativen Leistung des Signals  $w(t)$ , und
2. von der relativen Chip- bzw. Symboldauer  $d_w$  des Störsystems bezogen auf die Chipdauer  $d_z$  des gewünschten Systems.

Das von einer Gleichstromkomponente kommende SIR muss zusätzlich zu dem mit dem I/Q-Fehler zusammenhängendem IRR berücksichtigt werden. Entscheidend dabei ist das Verhältnis  $\frac{d_z}{d_w}$ . Es lassen sich drei Fälle unterscheiden:

- |                   |   |   |
|-------------------|---|---|
| $d_z \gg d_w$     | - | die Varianz des Störsignal-Mittelwerts jeweils innerhalb eines $d_z$ ist gering, kaum negative Auswirkungen       |
| $d_z \approx d_w$ | - | dynamische Gleichstromkomponente, Leistungsfähigkeit des Systems beeinträchtigt                                   |
| $d_z \ll d_w$     | - | die Gleichstromkomponente kann über längere Zeitabschnitte als statisch betrachtet werden, Mittelung erforderlich |

Um das Problem praktisch zu untersuchen, vor allem in Bezug auf I/Q-Fehler, wurden Simulationen durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen die negativen Auswirkungen des DC-Offsets (siehe Bilder 4.23 und 4.24). Ein direkter Vergleich mit einem rein I/Q-fehlerbehafteten System (Bilder 4.3 und 4.4) ist nicht möglich. Es wird jedoch deutlich sichtbar, dass beim Auftreten der Gleichstromkomponente die Lei-

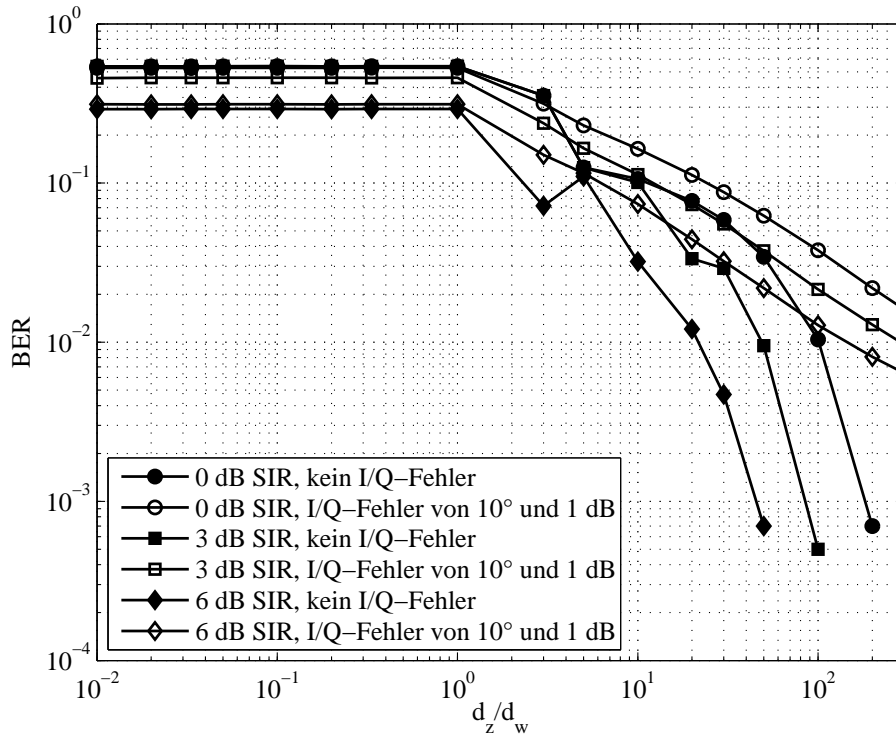
stungsfähigkeit des Systems für niedrige  $\frac{d_z}{d_w}$  deutlich absinkt und in Verbindung mit einem I/Q-Fehler sich die BER deutlich verschlechtert. Bei hohen Werten von  $\frac{d_z}{d_w}$  spielt der I/Q-Fehler eine entscheidene Rolle, was insbesondere in der 64 QAM-Simulation deutlich wird.



**Bild 4.23** BER eines linear modulierten Systems (16 QAM) mit und ohne einem I/Q-Fehler von  $g=1$  dB und  $\phi=10^\circ$  im Empfänger und mit einem dynamischen QPSK-Störer als Funktion des SIR und von  $d_z/d_w$

## 4.4.2 Mehrträgersysteme

Der besonders starke Einfluss der dynamischen Gleichstromkomponente auf Mehrträgersysteme wurde bereits in der Praxis beobachtet und in technischen Publikationen wiedergegeben. In [49] wurde in dieser Hinsicht der Standard IEEE 802.11a betrachtet. Leider fehlt in [49] eine weitergehende Analyse der Ergebnisse. Die Unstimmigkeiten, die in der Darstellung des SIR beim bestimmten PER als Funktion der Trägerfrequenz sichtbar sind, wurden nicht erklärt. Auch wenn unsere



**Bild 4.24** BER eines linear modulierten Systems (64 QAM) mit und ohne einem I/Q-Fehler von  $g=1$  dB und  $\phi=10^\circ$  im Empfänger und mit einem dynamischen QPSK-Störer als Funktion des SIR und von  $d_z/d_w$

Schlussfolgerungen von denen des Autors abweichen, signalisieren die Simulationsergebnisse von Popov, dass das Problem durchaus ernst zu nehmen ist.

Analytisch betrachtet ergibt sich aus Gl. 3.10 folgendes Signalmodell in einem Mehrträgerfall [61]:

$$\begin{aligned} X_n &= Z_n + 2k(Z_n * Z_{L-n+1} + W_n * S_{L-n+1}) \\ &= Z_n + 2k(\text{CCF}(Z_n, Z_n^*) + \text{CCF}(W_n, W_n^*)), \end{aligned} \quad (4.30)$$

wobei CCF für die Kreuzkorrelationsfunktion steht (*engl.* Cross Correlation Function, CCF). Die Definition der CCF lautet [50]

$$\text{CCF}(A_n, B_n)(n) = \sum_{l=0}^{l=L-1} A_{l-n}^* B_l. \quad (4.31)$$

Auf eine Art, die der Approximation (3.11) entspricht, kann im OFDM-Fall angenommen werden, dass

$$X_n \approx Z_n + 2k\text{CCF}(W_n, W_n^*) \quad (4.32)$$

ist. Gl. (4.30) zeigt, dass jeder Träger des resultierenden gleichstrombehafteten Signals von allen Elementen der Datenströme im Frequenzbereich  $Z_n$  und  $W_n$  abhängig ist (reduziert zu  $W_n$  in (4.32)). Sollte jedoch der Störer nur auf einem einzigen Unterträger auftreten, ist nur der Gleichstrom (DC)-Unterträger betroffen, weil

$$\text{CCF}(\delta(n - mf_s), \delta(n - mf_s)^*) = \delta(n) \quad (4.33)$$

ist. In keiner der praktisch relevanten OFDM- und MC-CDMA-Realisierungen wird der DC-Unterträger zur Übertragung von Daten verwendet. Das Problem der dynamischen Gleichstromkomponente erübrigt sich also für schmalbandige Störsignale, d.h. für solche, die schmäler als der Abstand zwischen zwei benachbarten Unterträgern sind. Bei IEEE 802.11a beträgt dieser Abstand 312,5 kHz.



# 5 Kompensierung der I/Q-Fehler

Wie im vorherigen Kapitel demonstriert, kann der I/Q-Fehler mit Hilfe eines relativ einfachen Modells analytisch abgebildet werden. Der Fehler wird von zwei komplexen Parametern bestimmt,  $K_1$  und  $K_2$ , die eine direkte Aussage über das IRR liefern, bzw.  $\epsilon$  und  $\phi$ , die eine physikalische Anschauung im Sinne der Hardwarefehler besitzen. Der durch diese Parameter dargestellte Fehler soll im digitalen Basisband kompensiert werden, falls eine Korrektur im analogen Frontend nicht oder nicht mit vertretbarem Aufwand möglich ist. Im Rahmen vieler Kompensierungsmethoden erfolgt zuerst eine Schätzung der Parameter. Die Schätzwerte werden dann in das Fehlermodell eingesetzt. Es existieren auch Methoden, in denen nicht die Fehlermodelle, sondern statistische Eigenschaften des fehlerbehafteten Signals eine Rolle spielen und eine explizite Parameterschätzung nicht durchgeführt wird.

Bei den im Folgenden angeführten Kompensierungsmethoden kann generell zwischen datengestützten und nicht-datengestützten Algorithmen unterschieden werden. Die Letzteren eignen sich deutlich besser für eine SDR-Implementierung, weil sie keine Pilot- oder Trainingssequenzen auswerten. Auch nicht-datengestützte Methoden können auf die Eigenarten unterschiedlicher Systeme, z.B. die Modulation, eingehen. Es existiert jedoch eine Gruppe der so genannten *blinden Algorithmen*, die über keinerlei oder sehr beschränkte Information bezüglich des zu Grunde liegenden Systems verfügen. Diese Methoden sind für uns von besonderem Interesse, weil sie die Idee des SDRs in der I/Q-Fehler Kompensierung verwirklichen. Entkoppelt von den anderen Methoden wurde im Vorfeld dieser Arbeit ein Wiener-Filter betrachtet, das sich zwar zur Gewinnung des originären Signals unter Rauschen hervorragend eignet [31], jedoch den I/Q-Fehler nur dann kompensieren kann, wenn das tatsächliche Störmodell bekannt ist, was zusätzliche Störquellen, z.B. Frequenzoffset, ausschließt.

## 5.1 Raum für die Kompensierung

Die Anwendbarkeitsgebiete unterschiedlicher Methoden hängen von den Stellen in der Signalverarbeitungskette, an denen sie angewendet werden [73], von der Modulation des zu Grunde liegenden Systems (z.B. die Unterscheidung zwischen Einträger- und Mehrträgerverfahren) und von den gewählten Algorithmen ab. Bei

iterativen Kompensationsmethoden kommen einige Parameter, die die Schrittweite des Algorithmus innerhalb einer Iteration bestimmen, hinzu. Es können auch globale Grenzwerte aufgestellt werden, z.B. das Auftreten *Mindestfehler durch Verzerrung* vor der Stelle, an der die Kompensationsmethode angewendet wird (siehe Bild 4.2).

Die Anwendung geeigneter Architekturen (vergleiche [80]) kann zwar die Grenzen der zur Kompensierung geeigneten Hardwarefehler verschieben, ändert aber nichts an der Betrachtung des Fehlers aus der Basisband-Perspektive, weil das an der Kompensierungsstelle geltende Störmodell bestimmte I/Q-Fehler Werte belegt, ohne Unterscheidung, ob es sich dabei um direkte Folgen von Hardwareungenauigkeiten oder um durch eine entsprechende Frontend-Architektur gemilderte Fehler handelt.

In linear modulierten Systemen mit einem QPSK-Alphabet können Amplitudenungleichgewichte von einigen Dezibel (weil QPSK die Amplitudenkomponente zur Unterscheidung von Symbolen nicht nutzt) und Phasenungleichläufe von bis zu  $45^\circ$  kompensiert werden, wobei die Betrachtung der Amplitudenungleichgewichte von mehr als 2-3 dB und der Phasenungleichgewichte von mehr als  $10^\circ$  bis  $15^\circ$  praktisch nicht vorkommen [36]. Bei höherwertigen Modulationen gelten natürlich engere Grenzen. Bei OFDM-Systemen verringern sich die Räume für die Kompensierung zusätzlich.

Ein Problem für die Kompensierung können beidseitige I/Q-Fehler - also sowohl im Sender als auch im Empfänger - verursachen. Die voneinander getrennte Kompensierung des Empfängerfehlers, die Entzerrung des Kanals und die Kompensierung des Senderfehlers, in dieser Reihenfolge, ist selten möglich (siehe auch Kapitel 4.3). Es wurde praktisch beobachtet und kann analytisch für die im Folgenden dargestellte Methoden nachgewiesen werden, dass die Kompensierung des I/Q-Fehlers im Empfänger den im Sender entstandenen Fehler zum Teil kompensiert bzw. so modifiziert, dass das ursprünglich angenommene Fehlermodell nicht mehr zutrifft. Daraus resultiert die Idee, den I/Q-Fehler im Sender für die auf den Empfänger abgestimmten Kompensationsalgorithmen unsichtbar zu machen, und zwar durch das Hinzufügen eines bekannten Frequenzoffsets im Sender.

Durch einen vorsätzlich eingeführten Frequenzoffset wird eine Rotation des Signalvektordiagramms bewirkt. Der genaue Wert des Offsets spielt eine zweitrangige Rolle. Wichtig dabei ist nur, dass sich das Symbolvektordiagramm des zu Grunde liegenden Systems infolge des Offset um eine Vielfache von  $2\pi$  während der Schätzphase dreht. Somit sind die mittleren Amplituden der I- und Q-Zweigen

identisch und auch der Phasenungleichlauf ist mit statistischen Mitteln nicht ermittelbar, solange der Frequenzoffset nicht korrigiert wird. Mit steigender Frequenz spielt die Forderung nach einem Offset, der einer Vielfachen von  $2\pi$  entspricht, eine immer geringere Rolle, weil der relative Fehler sinkt.

Alle nachfolgend diskutierten nicht-datengestützten Kompensationsmethoden werden den I/Q-Fehler im Sender nicht als solchen erkennen, und somit bei der Kompensation des Empfängerfehlers tatsächlich nur den empfängerspezifischen Teil des I/Q-Fehlers kompensieren. Danach muss der Frequenzoffset korrigiert und die Kanalverzerrung durchgeführt werden. Der Nachteil dieses Vorgehens liegt im erhöhten Bandbreitenbedarf des Systems, der aus der Frequenzverschiebung resultiert. Außerdem muss sichergestellt werden, dass die vorsätzlich verursachte Frequenzverschiebung keine negativen Auswirkungen auf die Hardware und auf die Signalverarbeitung hat. Die Einzelheiten werden in Zusammenhang mit der jeweiligen Kompensierungsmethode diskutiert.

Sollte nichts anderes angemerkt sein, beziehen sich die Kompensationsmodelle auf die Empfängerfehler. Bei nicht-datengestützten Methoden sind sie jedoch auch im Falle beidseitiger Fehler, mit der Annahme eines vorsätzlich eingeführten Frequenzoffsets, gültig.

## 5.2 Wiener-Filter

Das Wiener-Filter ist dasjenige kausale, zeitinvariante Filter, das auf den minimal möglichen MSE bei bekannten Mittelwerten, Auto- und Kreuzkorrelationsfunktionen führt. Es wird eingesetzt, um ein Nutzsignal von der im selben Frequenzbereich auftretenden Störung zu trennen. Dies weicht von sonst üblichen Voraussetzungen bezüglich des Frequenzgangs beim Filterentwurf ab. Die traditionelle Festlegung eines Durchlassbereichs und eines Sperrbereichs ist nur in den Anwendungen sinnvoll, in denen es Frequenzbereiche gibt, die überwiegend durch das Nutzsignal belegt sind, und solche Bereiche, in denen Störsignale dominieren. In Situationen, in denen diese Vorgehensweise aufgrund sich überlagernder Spektren versagt, muss das Rauschen im spektralen Bereich des Nutzsignals unterdrückt werden [31].

Da das Wiener-Filter für gaußsche Störungen das globale Minimum des MSE liefert, eignet es sich zur Parameterschätzung, darunter zur Schätzung des I/Q-Fehlers, falls das zu Grunde liegende Störmodell bekannt ist. Sollte die Störung dem angenommenen Modell vollständig entsprechen, könnte eine Parameterschätzung, z.B.

mit Hilfe der Pilot- bzw. Trainingssymbole erfolgen, die mit dem Wiener-Filter besser wäre, als mit jedem nichtlinearen Schätzer.

Die größte Herausforderung stellt die Notwendigkeit dar, das Modell der Störung zu formulieren. Zwar wurde im Rahmen dieser Arbeit ein analytisches Modell des I/Q-Fehlers erstellt, in der Realität treten jedoch gleichzeitig mehrere hochfrequenzbedingte Probleme auf, die vom ursprünglichen Modell nicht erfasst werden. Im Vorfeld dieser Arbeit wurde die Leistungsfähigkeit des Wiener-Filters bei der Schätzung des I/Q-Fehlers simuliert. Bereits bei sehr geringen Frequenzoffsets versagte das Wiener-Filter. Deswegen wurde von diesem Ansatz zuerst Abstand genommen.

Die einzige Anwendung für ein Wiener-Filter im Rahmen dieser Arbeit kann die Aufgabe der Kanalverzerrung sein. Nach der Kompensation des I/Q-Fehlers im Empfänger könnte der Kanal mit Pilot- bzw. Trainingssymbolen geschätzt und entzerrt werden, und zwar mit Hilfe des Wiener-Filters. Naturgemäß ist die Implementierung des Wiener-Filters nur dann begründet, wenn die Kanaleinflüsse auf diese Weise ausreichend gut kompensiert werden können. Ist die Impulsantwort des Wiener-Filters deutlich länger als die des Kanals, wie es z.B. bei einem Mehrwegekanal mit zwei ähnlich gedämpften *Taps* der Fall ist, wird die Matrixinversion sehr rechenintensiv. Da in Mobilfunkgeräten möglichst leistungsarme DSPs eingesetzt werden, wird der Einsatz eines Wiener-Filters in vielen Fällen schon aus technischen Gründen scheitern.

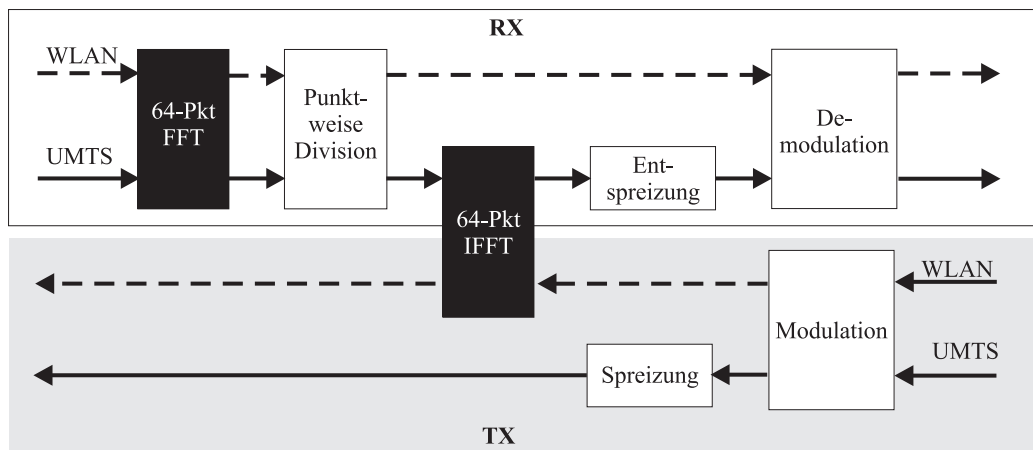
### 5.3 Datengestützte Methoden

Datengestützte Methoden basieren auf bekannten Trainings- bzw. Pilotsequenzen, was bedeutet, dass sie sich von Standard zu Standard unterscheiden. Dieser Verlust der Flexibilität resultiert jedoch in der Möglichkeit, mehrere Störeffekte auf einmal für eine bestimmte Wellenform bzw. Übertragungsstandard zu kompensieren. In [71] wurde eine präambelbasierte Methode zur Schätzung und Kompensierung von I/Q-Fehler und Gleichstromkomponente präsentiert. Die Schätzung betrifft drei Parameter, dem von Sohn eingeführten Störmodell entsprechend. Vor der Schätzung wurde eine Linearisierung durchgeführt. Weitere Veröffentlichungen belegen die Möglichkeit einer gemeinsamen Kompensierung von I/Q-Fehler und Frequenzoffset. Solch eine verkettete Kompensierung ist insbesondere im Hinblick auf OFDM-basierte Systeme, bei denen beide Probleme zu hohen Leistungsfähig-

keitsverlusten führen, von Bedeutung. In [76] und [86] wurden Präambel bzw. eine pilotbasierte Methoden erläutert. Beide Algorithmen wenden allgemeine Störmodelle auf bekannte Daten an und ermitteln somit eine Reihe von Parametern.

Die hier behandelte Weiterentwicklung von datengestützten Kompensationsmethoden hat zum Ziel, die eingeschränkte SDR-Fähigkeit solcher Methoden im größtmöglichen Umfang auszunutzen bzw. wieder herzustellen. Diese Zielsetzung unterscheidet SDR-fähige datengestützte Kompensationsmethoden von zwei weiteren Vorgehensweisen: Modifikationen der Hardwarearchitektur (z.B. [80] für den I/Q-Fehler, [32] für die Gleichstromkomponente) und modulationsspezifische Algorithmen, wie die in [63] klassifizierten Methoden zur Kompensierung des Frequenzoffsets, z.B. [29] und [40].

Ausgehend von den Ergebnissen aus [35] wurde eine gemeinsame Struktur für einen I/Q-Fehler Kompensator und einen Multimode-Detektor entwickelt [62], die in Bild 5.1 zu sehen ist.



**Bild 5.1** FFT zur Frequenzbereichszerrung bei einer SDR-fähigen Sende-Empfangsstruktur für UMTS und WLAN [34]

Diese Struktur ist auf UMTS (UTRA FDD) und WLAN (IEEE 802.11a) abgestimmt und nutzt die Tatsache, dass in jedem UMTS- und WLAN-Empfänger ein FFT-Block vorhanden sein muss, der demzufolge in einem gemeinsamen SDR auch in der UMTS-Signalverarbeitung eingesetzt werden kann. Insbesondere Multimode-Detektion und I/Q-Fehler Kompensierung können vom mehrmaligen Nutzen der FFT-Struktur profitieren.

Die Frequenzbereichsentzerrung (*engl.* Frequency Domain Equalization, FDE) hat wegen ihrer geringen Rechenkomplexität und enormen Effektivität als ein Detektionsalgorithmus für mobile Kommunikationssysteme viel Zuspruch bekommen [16]. FDE ist bereits mit Erfolg in CDMA-Systemen eingesetzt worden [4]. Die Leistungsfähigkeit von FDE übersteigt nicht nur die des RAKE-Empfängers [34], sie erreicht fast die Güte eines MUD im Downlink eines CDMA-Systems mit orthogonalen Codes. Andererseits weist die FDE sehr viele Gemeinsamkeiten mit der OFDM-Technik auf [15], was zur erwähnten Struktur für UMTS und WLAN führt. Der MUD-Teil der gemeinsamen Lösung wurde bereits ausführlich in den Arbeiten von Martoyo beschrieben (z.B. [34]). Hier wenden wir uns der I/Q-Fehler Kompensierung in einer solchen Struktur zu. Die einfachste Variante sieht eine datengestützte Kompensierung vor:

$$\cos \frac{\phi}{2} + j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} = \frac{x_{n_1} z_{n_2}^* - x_{n_2} z_{n_1}^*}{z_{n_2}^* z_{n_1} - z_{n_2} z_{n_1}^*} \quad (5.1)$$

und

$$\epsilon \cos \frac{\phi}{2} - j \sin \frac{\phi}{2} = \frac{x_{n_2} - (\cos \frac{\phi}{2} + j\epsilon \sin \frac{\phi}{2}) z_{n_2}}{z_{n_2}^*}. \quad (5.2)$$

Die oben genannte Beziehungen folgen direkt aus Gl. 3.18. Es wird angenommen, dass die Werte von  $z$  aus Trainings- bzw. Pilotsequenzen stammen, und daher bekannt sind und der I/Q-Fehler zum Zeitpunkt  $n_1 t_{samp}$  identisch ist mit dem Fehler zum Zeitpunkt  $n_2 t_{samp}$ . Diese Annahme ist von zentraler Bedeutung, denn die Forderung,  $\epsilon$  und  $\phi$  gleichzeitig zu bestimmen, kann nur durch das Aufstellen zweier Gleichungen zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten erfüllt werden.

Aufgrund niedriger Ordnung der Symbolalphabeten (QPSK für dedizierte Kanäle), leidet UMTS kaum unter Folgen der I/Q-Fehler (abgesehen von HSUPA und HSDPA, die höherwertige Alphabete benutzen). Von den beiden betrachteten Standards rückt deswegen bei einer praktischen Implementierung IEEE 802.11a in den Mittelpunkt. Für UMTS ist der entwickelte IEEE 802.11a spezifische Algorithmus transparent, kann aber natürlich auch nach einigen Modifikationen mit der Midamble bzw. mit dem UMTS-Pilotkanal CPICH funktionieren [63].

Aus dem Fehlermodell (4.8) resultiert für vier Unterträger  $i_1, i_2, L - i_1$  und  $L - i_2$  eines OFDM-Systems

$$\cos \frac{\phi}{2} + j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} = \frac{X_{i_1} Z_{L-i_2}^* - X_{i_2} Z_{L-i_1}^*}{Z_{L-i_2}^* Z_{i_1} - Z_{i_2} Z_{L-i_1}^*} \quad (5.3)$$

und

$$\epsilon \cos \frac{\phi}{2} - j \sin \frac{\phi}{2} = \frac{X_{i_2} - (\cos \frac{\phi}{2} + j \epsilon \sin \frac{\phi}{2}) Z_{i_2}}{Z_{L-i_2}^*} \quad (5.4)$$

Hierbei sind die Werte von  $Z$  bekannt, weil die Schätzung innerhalb der langen Trainingssequenzen stattfindet, deren Inhalt vom Standard festgelegt ist. In unserer Implementierung wurden 21 Paare komplementärer vom Standard benutzter Unterträger eingesetzt. Daraus sind 42 Gleichungen entstanden, die Schätzungen für  $\cos \frac{\phi}{2} + j \epsilon \sin \frac{\phi}{2}$  und  $\epsilon \cos \frac{\phi}{2} - j \sin \frac{\phi}{2}$  liefern. Daraus können sowohl die geschätzten Werte für  $\epsilon$  und  $\phi$  als auch die Hilfsvariablen  $K_1$  und  $K_2$  ermittelt werden. Es wird angenommen, dass sich die Werte von I/Q-Fehlern innerhalb eines OFDM-Symbols aus 52 Unterträgern nicht unterscheiden.

Interessanterweise erledigt diese I/Q-Fehler Kompensierung, deren Algorithmus, abhängig von der Anzahl aufgestellter Gleichungen, über mehrere Freiheitsgrade verfügt, auch die Aufgabe der Kanalschätzung. Die Kanalkoeffizienten werden anhand der Präambel ermittelt und die Kanalschätzung und die anschließende Kompensierung werden ohne zusätzlichen Aufwand durchgeführt. Simulationsergebnisse, die für ein OFDM-Symbol gewonnen wurden, können dem Bild 5.2 entnommen werden. Diese Ergebnisse [62] wurden kurz darauf von Tubtax in [76] bestätigt.

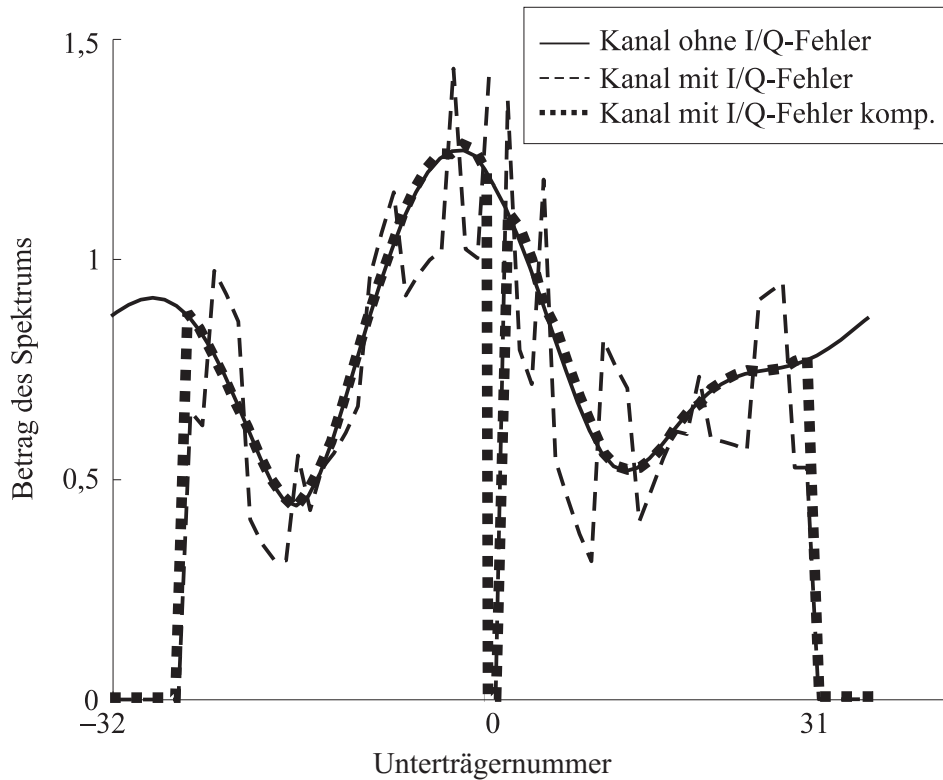
## 5.4 Nicht-datengestützte Algorithmen

Trotz aller Vorteile, können datengestützte Methoden nur beschränkt Einzug in die SDR-Welt finden, weil sie von konkreten Präambel- bzw. Pilotsequenzen ausgehen. Weit flexibler sind Methoden, die die Parameter, die zur Kompensierung von I/Q-Fehlern notwendig sind, aus Nutzerdaten gewinnen.

### 5.4.1 Hard-Decision-Methode

Als erstes Beispiel eines nicht-datengestützten, aber auch nicht-blinden Algorithmus, eignet sich die bereits eingeführte präambelbasierte Methode, die für Nutzerdaten angewendet wird. Da der tatsächliche Wert von  $Z$  im Allgemeinen unbekannt ist, wird das Signal geschätzt (im Folgenden mit  $\hat{Z}$  bezeichnet), in dem eine Entscheidung für ein Symbol des zu Grunde liegenden Symbolalphabets gefällt wird (*Hard Decision*, HD) [58]. Im Rahmen der harten Symbolentscheidung wird jedem





**Bild 5.2** Einfluss der präambelbasierten I/Q-Fehler Kompensierung in IEEE 802.11a (Fehlerwerte  $10^\circ$  Phasen- und 3 dB Amplitudenfehler) auf die Kanalschätzung

Symbolvektor das nächstliegende Symbol des Alphabets zugeordnet. Es kann auf die analytische Beschreibung der datengestützten Methoden zurückgegriffen werden, wie hier für ein OFDM-System im Frequenzbereich gezeigt:

$$\cos \frac{\phi}{2} + j\epsilon \sin \frac{\phi}{2} = \frac{X_{n_1} \hat{Z}_{L-n_2}^* - X_{n_2} \hat{Z}_{L-n_1}^*}{\hat{Z}_{L-n_2}^* \hat{Z}_{n_1} - \hat{Z}_{n_2} \hat{Z}_{L-n_1}^*} \quad (5.5)$$

und

$$\epsilon \cos \frac{\phi}{2} - j \sin \frac{\phi}{2} = \frac{X_{n_2} - (\cos \frac{\phi}{2} + j\epsilon \sin \frac{\phi}{2}) \hat{Z}_{n_2}}{\hat{Z}_{L-n_2}^*} \quad (5.6)$$

HD benötigt einige Informationen über das zu kompensierende System, vor allem das Symbolalphabet und die Anzahl der Unterträger bei Mehrträgersystemen



müssen bekannt sein. Es werden jedoch keine Kontroll- und Trainingssymbole oder ähnliches ausgewertet. Das größte Problem stellen andere, nicht mit dem I/Q-Fehler verwandte Störquellen dar, die im HD-Modell zwar nicht erfasst werden, sehr wohl jedoch in die Schätzung der Parameter  $\phi$  und  $\epsilon$  einfließen und somit die Schätzung verschlechtern. Außerdem bedeutet die Notwendigkeit, das Symbolalphabet dem Kompensationsmodul mitzuteilen, eine wesentliche Einschränkung bezüglich der SDR-Fähigkeit einer HD-Lösung.

### 5.4.2 Methode der statistischen Momente erster Ordnung

Die bereits angeführte HD-Methode kann modifiziert werden, indem anstelle der Bekanntgabe des Symbolalphabets nur die für die meisten verwendeten Alphabete zutreffende Annahme benötigt wird, dass die I- und Q-Komponenten der Symbole im Mittel gleiche Leistung haben und unkorreliert sind:

$$E\{z_I z_Q\} = 0 \quad (5.7)$$

und

$$E\{z_I^2\} = E\{z_Q^2\}, \quad (5.8)$$

wobei  $z_I = \Re\{z\}$  und  $z_Q = \Im\{z\}$  ist. Die daraus resultierende neue statistische Methode (im Folgenden *Stat* abgekürzt) nutzt lediglich Momente erster Ordnung.

Zuerst werden aus dem I/Q-Fehlermodell nach Gl. (3.17) der Real- und der Imaginärteil extrahiert:

$$x_I = (1 - \epsilon)(z_I \cos \frac{\phi}{2} - z_Q \sin \frac{\phi}{2}) \quad (5.9)$$

und

$$x_Q = (1 + \epsilon)(-z_I \sin \frac{\phi}{2} + z_Q \cos \frac{\phi}{2}) \quad (5.10)$$

Das grundlegende Kompensationsmodell geht von nacheinander durchgeführten Schätzungen und Kompensierungen des Amplituden- und des Phasenfehlers aus. Zuerst wird anhand der mittleren Leistungen der Parameter  $\epsilon$  geschätzt. Da  $\frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$  den Skalierungsfaktor zwischen I- und Q-Zweig vorgibt, lautet die Schätzung

$$\hat{\epsilon} = \frac{\sqrt{E\{x_Q^2\}} - \sqrt{E\{x_I^2\}}}{\sqrt{E\{x_Q^2\}} + \sqrt{E\{x_I^2\}}}. \quad (5.11)$$

Somit kann das Amplitudenungleichgewicht korrigiert werden. Es soll beachtet werden, dass nach der Entfernung des Amplitudenungleichgewichts

$$x_I^2 = z_I^2 \cos^2 \frac{\phi}{2} + z_Q^2 \sin^2 \frac{\phi}{2} - z_I z_Q \sin \phi \quad (5.12)$$

und

$$x_Q^2 = z_I^2 \sin^2 \frac{\phi}{2} + z_Q^2 \cos^2 \frac{\phi}{2} - z_I z_Q \sin \phi \quad (5.13)$$

gilt, wobei bei der obigen Umformung der trigonometrische Satz  $\sin \phi = 2 \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\phi}{2}$  angewendet wurde. Daraus folgt unter Beachtung von Gl. (5.7)

$$E\{x_I^2\} + E\{x_Q^2\} = z_I^2 + z_Q^2. \quad (5.14)$$

Gleichzeitig gilt auch

$$x_I x_Q = z_I z_Q - \frac{1}{2} \sin \phi (z_I^2 + z_Q^2) \quad (5.15)$$

und demzufolge

$$E\{x_I x_Q\} = -\frac{1}{2} \sin \phi (z_I^2 + z_Q^2). \quad (5.16)$$

Die Gl. (5.14) und (5.16) führen zu folgender Schätzung des Parameters  $\phi$ :

$$\hat{\phi} = -\arcsin 2 \frac{E\{x_I x_Q\}}{E\{x_I^2\} + E\{x_Q^2\}} \quad (5.17)$$

Die aufgeführte Schätzung beschränkt sich auf einen empfängerseitigen I/Q-Fehler, kann aber mit dem entsprechenden Modell auf den Sender ausgeweitet werden. Sie behält beim Auftreten eines bekannten Frequenzoffsets ihre Gültigkeit. Des Weiteren ist eine unabhängige Schätzung von  $\epsilon$  und  $\phi$  möglich, sie resultiert jedoch in einem komplizierteren Algorithmus, der keine weiteren Erkenntnisse liefert und deswegen nicht weiter betrachtet wird.

Die Güte der Schätzung hängt von der Schätzlänge (der Dauer der Schätzung, in Mehrträgersystemen in Verbindung mit der Anzahl beobachteter Unterträger) ab. Die Methode kann zwar nicht als blind klassifiziert werden, weil das zu Grunde liegende Kommunikationssystem die erwähnten Voraussetzungen bezüglich der Modulationen erfüllen muss, eignet sich aber hervorragend für die hier behandelten Wellenformen UTRA FDD und IEEE 802.11a, wie per Simulation nachgewiesen wird.

### 5.4.3 Blinde Quellentrennung

Blinde Kompensierungsalgorithmen verzichten auf jegliche Informationen über die Wellenform, in der der entsprechende Fehler kompensiert wird. In [57] wurden in Bezug auf UTRA FDD und IEEE 802.11a folgende Rahmenbedingungen für eine blinde und demzufolge völlig SDR-fähige Lösung aufgestellt:

1. Es soll keine Auswertung der von jeweiligem Standard abhängigen Pilot- bzw. Trainingsdaten erfolgen.
2. Der grundlegende Algorithmus soll im Frequenzbereich arbeiten, aber auch OFDM-basierte Systeme kompensieren können.
3. benutzte Symbolalphabete brauchen nicht bekannt zu sein.

Um diese Voraussetzungen zu erfüllen, wurde die *Blind Source Separation* (BSS) nach [81] für die Zwecke des SDRs angepasst und implementiert. BSS wird benutzt um unabhängige Quellen aus einer Überlagerung mehrerer Signale zu isolieren. Die Bezeichnung *blind* unterstreicht die Tatsache, dass keine Informationen über das zu Grunde liegende mathematische Modell für die Schätzung notwendig sind.

Es wird vom folgenden Überlagerungsmodell ausgegangen:

$$\vec{b}(t) = \mathbf{A} \vec{s}(t), \quad (5.18)$$

wobei  $\vec{s}(t)$  ein Vektor ist, der die voneinander unabhängigen, zu trennenden Signale beinhaltet, und  $\vec{b}(t)$  das Überlagerungssignal bezeichnet. Die Matrix  $\mathbf{A}$  soll vollen Rang besitzen, und höchstens eine der Quellen darf gaußisch sein, denn gaußische Quellen werden von BSS nicht voneinander getrennt [8].

Der direkte Zusammenhang mit dem I/Q-Fehler-Problem ist dadurch gegeben, dass der I/Q-Fehler die Überlagerung zweier Signale im Nutz- und im Spiegelspektrum ist, und somit auch die Überlagerung zweier Quellen, die als unabhängig angesehen werden können. Die Annahme der Unabhängigkeit gilt allerdings nur für komplexe Signale, weil dann gespiegelte Frequenzen Träger unterschiedlicher Informationssignale sind. Bei reellen Signalen handelt es sich dagegen um dieselben Informationssignale (vergleiche die Diskussion der hermiteschen Spektrumseigenschaften in Kap. 3.4.3).

In der Familie der BSS-Algorithmen wird eine so genannte Zerlegungsmatrix  $\mathbf{B}$  definiert, deren Ausgang

$$\vec{y}(t) = \mathbf{B}(t) \vec{b}(t) \quad (5.19)$$

eine Schätzung des Vektors  $\vec{s}(t)$  mit den Quellsignalen darstellt.

Um eine ideale Schätzung zu erzielen, soll das gesamte, äquivalente System  $\mathbf{B}(t)\mathbf{A}$  eine approximierte Einheitsmatrix werden. Wie bereits erwähnt, falls mehr als eines der Originalsignale gaußverteilt ist, werden nur die nicht gaußverteilten Signale geschätzt. Desweiteren können die Quellen nur bis auf einen Skalierungsfaktor und auf die Permutation der Quellen wiedergewonnen werden. Da die Überlagerungsmatrix  $\mathbf{A}$  unbekannt ist, muss die Trennmatrix  $\mathbf{B}$  iterativ adaptiert werden, bis deren Produkt eine approximierte Einheitsmatrix ergibt. In der Fachliteratur sind einige Methoden zur Anpassung von  $\mathbf{B}$  bekannt, z.B. [8, 20, 81].

Um den Kompensierungsprozess zu erläutern, wird eine Variante der Kompensierung detaillierter betrachtet, die zur Klasse der EASI-Algorithmen gehört. Die Abkürzung steht für *Equivariant Adaptive Separation via Independence*. Im Rahmen dieser Methode wird die Matrix  $\mathbf{B}(n)$  (wobei  $n$  für den Iterationsschritt steht) folgendermaßen adaptiert [57]:

$$\mathbf{B}(n+1) = (\mathbf{I} - \lambda(n)\mathbf{H}(\mathbf{y}(n))) \mathbf{B}(n), \quad (5.20)$$

wobei  $\lambda$  den Adaptationsschritt bezeichnet, der das Maß für die Vertrauenswürdigkeit der augenblicklichen Parameterbestimmung bezogen auf die geschätzten Werte, die aus der Historie der iterativen Adaptierung hervorgehen, ist.  $\mathbf{I}$  bezeichnet die Einheitsmatrix.

Die matrixwertige Adaptationsfunktion  $\mathbf{H}(\cdot)$  nimmt die Form

$$\mathbf{H}(\vec{y}) = \vec{y} \vec{y}^H - \mathbf{I} + f(\vec{y}) \vec{y}^H - \vec{y} f^H(\vec{y}) \quad (5.21)$$

an. Der Operator  $(\cdot)^H$  steht für die Hermitesche eines Vektors oder einer Matrix (hier des Vektors  $\vec{y}$ ) und  $\mathbf{f}(\cdot) = [f_1(\cdot), \dots, f_l(\cdot)]^T$  ist eine beliebige  $l$ -dimensionale gedächtnislose nichtlineare Funktion. Für diese Funktion können Nichtlinearitäten der Art der Polynome dritten Ordnung oder des hyperbolischen Tangens genommen werden, abhängig davon, ob die Quellen sub-gaußisch oder super-gaußisch sind. Die meisten Kommunikationssignale sind sub-gaußisch [20], was bedeutet, dass die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitude für die Grenzwerte  $\pm\infty$  unterhalb

der Wahrscheinlichkeitsdichte einer gaußischen Distribution liegt, wobei es sich um eine von mehreren existierenden Definitionen handelt. Oft wird die sub- bzw. super-gaußische Eigenschaft mit Hilfe der Kurtosis der Distribution definiert, was zu geschlossenen analytischen Modellen führt.

Die Leistungsfähigkeit von EASI ist unabhängig von der eigentlichen Überlagerungsmatrix, was diesen Algorithmus noch interessanter für eine Implementierung macht. Um eine implementierbare SDR-fähige Lösung zu bekommen, wurde der BSS-Ansatz von Valkama [81] modifiziert.

Nach dem ADC wird das abwärtsgemischte I/Q-fehlerbehaftete Signal  $x(t)$  aus Gl. (3.18) zu

$$x(n) = x(t) |_{t=nt_{\text{samp}}} . \quad (5.22)$$

Teilweise die Argumentation aus Kapitel 4 nachbildend, kann zuerst ein *Low-IF*-Empfänger angenommen werden mit dem Signal  $x(t)$ , das von der Zwischenfrequenz  $f_{IF}$  noch ins Basisband abwärtsgemischt werden muss. In diesem Fall erscheint am Eingang des BSS-Kompensierungsblocks das Signal

$$\begin{bmatrix} x(n) \\ x^*(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ K_2^* & K_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z(n) \\ z^*(n) \end{bmatrix} . \quad (5.23)$$

Die komplex konjugierten Koeffizienten  $K_1^*$  und  $K_2^*$  ergeben sich aus spektraler Spiegelung des Signals um die negative Zwischenfrequenz. Die aus  $K$  Elementen entstandene Matrix entspricht der Rolle von  $\mathbf{A}$  in Gl. (5.18).

Die komplexwertige Form von  $\mathbf{A}$  ist zwar sehr anschaulich und mit übrigen Fehlermodellen konsistent, jedoch fordert eine darauf basierende Kompensierung eine erhöhte Rechenkomplexität, wie in [82] angemerkt wurde. Die Funktionsfähigkeit der darin vorgestellten Verfahren entspricht genau (bis auf das von Valkama verwendete unsymmetrische Modell) der BSS-Variante aus [57, 63].

Wegen des homodynischen Charakters des betrachteten Empfängers (bzw. dessen letzter Stufe) können die Eingangssignale für die BSS-Methode einfach ermittelt werden, indem das zu  $x(n)$  komplex konjugierte Signal formuliert wird. Die Schätzung der Originalsignale aus Gl. (5.19) kann demzufolge formuliert werden als

$$\begin{bmatrix} y_0(n) \\ y_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{00}^n & B_{01}^n \\ B_{10}^n & B_{11}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ x^*(n) \end{bmatrix} , \quad (5.24)$$

wobei  $B_{kl}^n$  das  $(k,l)$ -te Element der Matrix  $\mathbf{B}$  zum Zeitpunkt  $nt_{\text{samp}}$  wiedergibt. Wie bereits in Gl. (5.20) gezeigt wurde, soll die Trennungsmatrix  $\mathbf{B}$  schrittweise

adaptiert werden. Um die Adaptionmatrix  $\mathbf{H}(n)$  zu berechnen, muss die Funktion  $f(\cdot)$  spezifiziert werden. Um die Stabilität der Trennungsmatrix zu gewährleisten, soll diese Funktion nichtlinear werden. In [8] wurde diese Randbedingung diskutiert und die detaillierte mathematische Grundlage gegeben. Im komplexen Fall soll diese Funktion zusätzlich phasentreu sein. Unter diesen Randbedingungen wurde eine nichtlineare Funktion ausgewählt, deren Ermittlung mit geringer Rechenkomplexität verbunden ist:

$$f_i(y_i) = y_i |y_i|^2 \quad (5.25)$$

Mit Hilfe dieser Funktion werden die Terme in (5.21) zu

$$f(y)y^H = \begin{bmatrix} |y_0|^2 y_0 y_0^* & |y_0|^2 y_0 y_1^* \\ |y_1|^2 y_1 y_0^* & |y_1|^2 y_1 y_1^* \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

und

$$y f^H(y) = \begin{bmatrix} |y_0|^2 y_0 y_0^* & |y_1|^2 y_0 y_1^* \\ |y_0|^2 y_1 y_0^* & |y_1|^2 y_1 y_1^* \end{bmatrix}. \quad (5.27)$$

Nachdem die Gl. (5.26) und (5.27) in Gl. (5.21) eingesetzt werden, kann die Adaptionmatrix formuliert werden als

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\mathbf{y}(n)) &= \begin{bmatrix} y_0 y_0^* & y_0 y_1^* \\ y_1 y_0^* & y_1 y_1^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} |y_0|^2 y_0 y_0^* & |y_0|^2 y_0 y_1^* \\ |y_1|^2 y_1 y_0^* & |y_1|^2 y_1 y_1^* \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} |y_0|^2 y_0 y_0^* & |y_1|^2 y_0 y_1^* \\ |y_0|^2 y_1 y_0^* & |y_1|^2 y_1 y_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} y_0 y_0^* - 1 & (|y_0|^2 - |y_1|^2) y_0 y_1^* \\ (|y_1|^2 - |y_0|^2) y_1 y_0^* & y_1 y_1^* - 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Unter Beachtung der Adaptionmatrix aus Gl. (5.28) lautet die BSS-Matrix zum Iterationsschritt  $(n + 1)$

$$\mathbf{B}(n + 1) = \begin{bmatrix} 1 - \lambda (|y_0|^2 - 1) & -\lambda [(|y_0|^2 - |y_1|^2) y_0 y_1^*] \\ -\lambda [(|y_1|^2 - |y_0|^2) y_1 y_0^*] & 1 - \lambda (|y_1|^2 - 1) \end{bmatrix} \mathbf{B}(n). \quad (5.29)$$

Die Elemente der Hauptdiagonalen beschreiben die Amplitudenänderung jedes Ausgangssignals. Die Nebendiagonale stellt ein Maß der Wechselwirkung zwischen den beobachteten Signalen dar.

Am Anfang der Schätzung muss die Matrix  $\mathbf{B}(t)$  mit passenden Werten initiiert werden. Dabei wird die Korrelation der ankommenden Signale als unbekannt angenommen (und sie wird in der Regel unbekannt sein). Deswegen scheint es zielführend zu sein, die Elemente der Nebendiagonalen mit Nullen zu initiieren um eine unvoreingenommene Adaptierung zu ermöglichen. Die Elemente der Hauptdiagonalen werden jeweils mit Eins initiiert.

Der Parameter  $\lambda$  steht für die Schrittweite bei der Adaptierung. In der ersten Phase der Schätzung soll  $\lambda$  möglichst groß sein, um eine schnelle Anpassung der Matrixelemente an die optimalen Werte zu ermöglichen. Mit dem Verlauf der Optimierung soll  $\lambda$  verkleinert werden, weil weitere einzelne Adaptionswerte keinen großen Einfluss auf die bereits fast optimalen B-Elemente haben sollen. Diese bleiben auch über längere Zeiten optimal (einige Größenordnungen mehr als eine durchschnittliche Paketlänge), weil die I/Q-Fehler verursachenden Effekte von Hardwareungenauigkeiten im Frontend bestimmt und somit langsam veränderlich sind.

Diese Vorgehensweise bezüglich  $\lambda$  kann auf eine einfache Weise mit einer inversen Exponentialfunktion erreicht werden. Die Adaptionsschrittweite wird definiert als

$$\lambda = (\lambda_0 - \lambda_E) e^{-x_{incr}n} + \lambda_E \quad (5.30)$$

wobei

$$x_{incr} = \frac{1}{m} \log \left( \frac{\lambda_0 - \lambda_E}{\lambda_m - \lambda_E} \right) \quad (5.31)$$

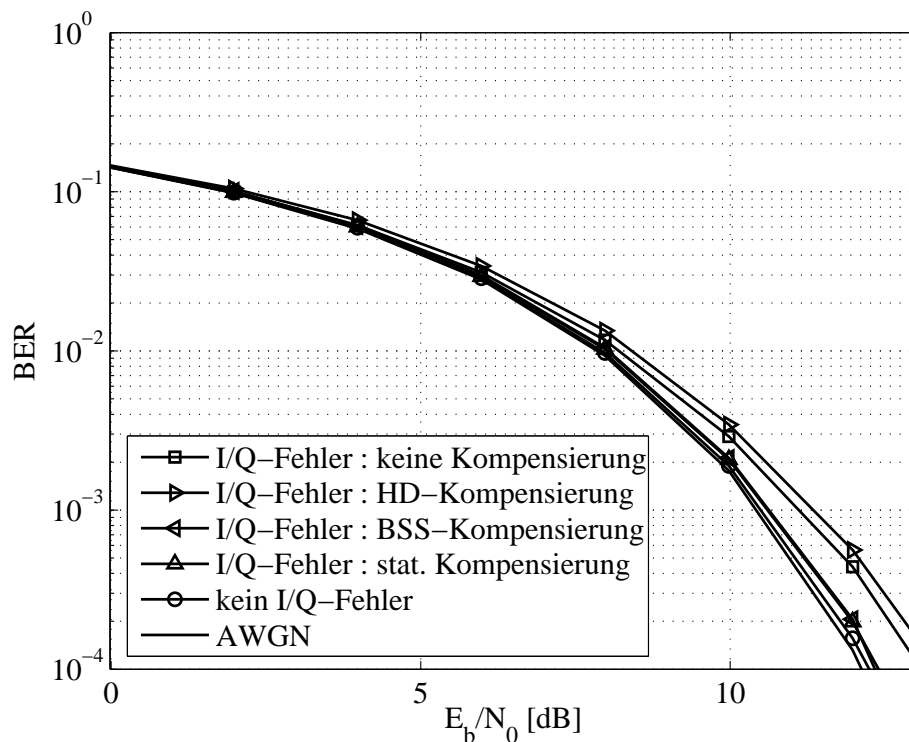
mit  $\lambda_0$  der Anfangswert für  $n = 0$ , und  $\lambda_E$  der minimale Wert, auf den  $\lambda$  abgesenkt werden kann, für  $n \rightarrow \infty$ . Als Hilfsvariable wird zusätzlich  $\lambda_m$  als die Schrittweite der Adaptation für  $n = m$  festgelegt.

## 5.5 Kompensierung gemessener Signale

Die Ergebnisse der Messungen aus Kapitel 3.5 wurden als Eingangsdaten für einige Kompensationsmethoden benutzt. Bei den Messdaten handelt es sich um direkt auf die Signale abgebildete Hardwareungenauigkeiten. Der das Empfangssignal in praktisch relevanten Szenarien stark beeinflussende Mobilfunkkanal war in der Messeinrichtung nicht gegeben. Aufgrund der unter künstlichen Bedingungen erzeugten und gemessenen Daten müssen einige Abstriche bei der Übertragung der Ergebnisse auf eine reelle Situation gemacht werden. Vor allem können die Daten

nur mit einem Kommunikationssystem verglichen werden, in dem eine vollständige Kanalverzerrung stattgefunden hat. Andererseits soll beachtet werden, dass die gemessenen Daten neben I/Q-Fehlern weitere hardwarebedingte Störungen aufweisen, die einen nicht immer vorhersehbaren Einfluss auf die anschließende Kompensierung haben [66].

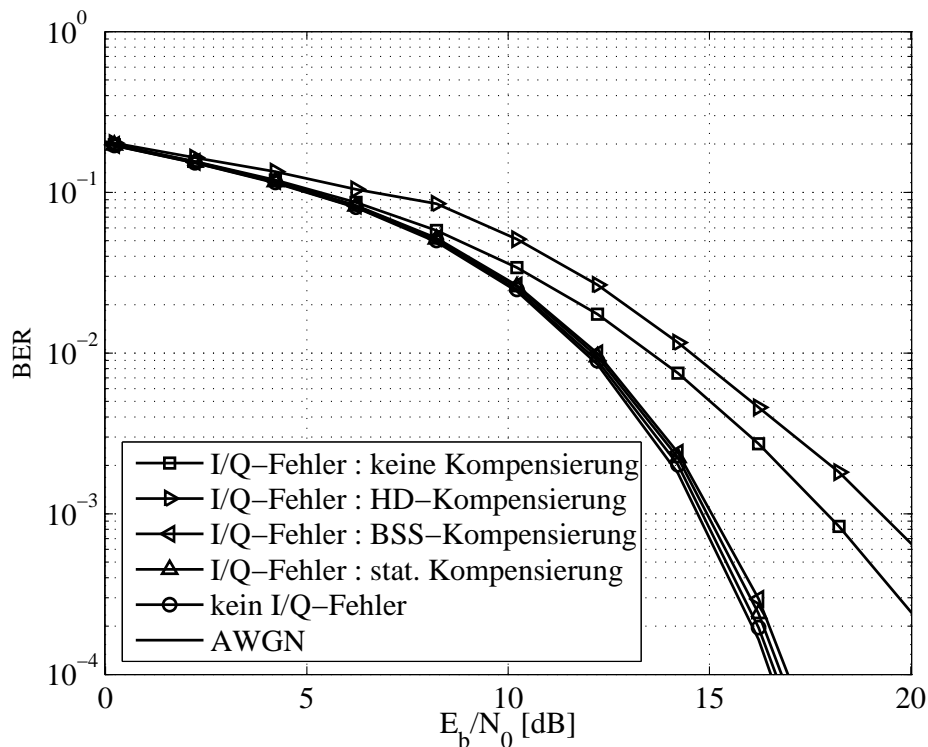
Um zuverlässige Aussagen anhand relativ weniger Empfangssymbole treffen zu können, werden die Datenvektoren aus der Messung mehrmals nacheinander aufgestellt, um einen größeren Datensatz zu bilden. Danach wird eine AWGN-Quelle eingeschaltet, die das thermischen Rauschen am Empfänger und andere Effekte simulieren soll. Damit wird die durch das Zusammenlegen mehrerer Kopien desselben Vektors entstandene Periodizität zerstört. In den Bildern 5.3 und 5.4 werden die erreichten BER-Werte als Funktion von  $\frac{E_b}{N_0}$  festgehalten.



**Bild 5.3** Ergebnisse der Kompensierung eines gemessenen 16 QAM Signals

Es soll beachtet werden, dass die durch I/Q-Fehler entstandene SNR-Degradation im für uncodierte Systeme interessanten Bereich von  $BER = 10^{-2}$  für das 16 QAM-System ca. 0,2 dB und für das 64 QAM-System immer noch weniger





**Bild 5.4** Ergebnisse der Kompensierung eines gemessenen 64 QAM Signals

als 2 dB beträgt. Somit sind die theoretischen Überlegungen aus Kapitel 4 bestätigt, nach denen I/Q-Fehler als alleinige Störquelle in linear modulierten Systemen kaum die Leistungsfähigkeit beeinträchtigen können.

Auffällig mangelhaft funktioniert die HD-Methode, die sogar zur Verschlechterung der BER führt, statt die BER zu senken. Dieses Verhalten kann teilweise mit der Verzerrung erklärt werden, die in Bild 3.15(a) dargestellt wurde. Außerdem führt HD zur Rauschverstärkung. Die anderen beiden betrachteten Methoden, BSS und Stat, kompensieren den ohnehin geringen I/Q-Fehler nahezu vollständig.

Die Ergebnisse der Kompensierung gemessener Signale zeigen deutlich, dass I/Q-Fehler keine gravierende Gefährdung für Kommunikationssysteme mit guter Kanalverzerrung darstellen. Somit wurden die analytischen Ergebnisse aus Kapitel 4 nochmals bekräftigt. Das Problem stellt eindeutig die Entzerrung des Kanals unter Einfluss von I/Q-Fehlern dar. Zwar konnte der Fall eines nicht entzerrten Kanals in der Messreihe nicht aufgefasst werden, es werden jedoch im Folgenden Simulati-

onsergebnisse präsentiert, die sich unter anderem mit dem Einfluss eines Mehrwegekanals auseinandersetzen.

## 5.6 Monte-Carlo Simulationen

Monte-Carlo-Simulationen sind besonders geeignet, um statistische Mittelwerte anhand von einer großen Anzahl von Experimenten zu bestimmen. Bei den nachfolgend präsentierten Simulationen handelt es sich um die Verifikation der Leistungsfähigkeit der I/Q-Fehler Kompensationsalgorithmen. Als Maß wird zuerst das in Kapitel 5.6.1 eingeführte *vollständige* SNR ( $\text{SNR}_{tot}$ ) angenommen und für Stat und BSS ermittelt. Danach folgen klassische BER/SNR-Vergleiche für Ein- und Mehrträgersysteme.

### 5.6.1 Schätzung des Signal-zu-Rauschverhältnisses

Die Leistungsfähigkeit der geschilderten Kompensationsmethoden kann beurteilt werden, indem das nach dem Kompensationsvorgang verbleibende SNR ermittelt wird. Diese Evaluierungsmethode bedarf allerdings einer Änderung der herkömmlichen Definition von SNR in Bezug auf das Problem des I/Q-Fehlers. Die folgende Argumentation gilt für reelle Signale. Sie wird später auf komplexe Signale erweitert.

Das gesendete Signal  $z(t)$  wird zu jedem Zeitpunkt linear verzerrt und gestört durch den Kanal, das Rauschen und das Nebensprechen. Ob es sich bei den jeweiligen Störeinflüssen um RF-bedingte Effekte handelt, wird für die weitere Betrachtung ohne Bedeutung sein, solange das gesamte Störsignal mit der eigenen zeitverschobenen Versionen nicht unkorreliert ist und statistisch als Rauschen erfasst werden kann. Demzufolge wird die Rauschleistung  $P_N$  folgendermaßen definiert:

$$P_N = E\{|x(t) - z(t)|^2\} \quad (5.32)$$

wobei

$$x(t) = Cz(t) + n(t) \quad (5.33)$$

ist und das gesamte gestörte Signal als Folge linearer Verzerrung darstellt. Das Rauschen  $n(t)$  steht stellvertretend für alle mit dem Signal unkorrelierten Störquellen; beim Parameter  $C$  handelt es sich um einen konstanten Skalierungsfaktor.

Die Signalleistung  $P_S$  kann nicht direkt gemessen werden, wenn nur das Gesamtsignal  $x(t)$  am Empfänger vorliegt. Man kann jedoch die Kreuzkorrelation zwischen dem originären und dem empfangenen Signal berechnen:

$$E\{x(t)z^*(t)\} = E\{Cz(t)z^*(t)\} + E\{n(t)z^*(t)\} = CE\{|z(t)|^2\} \quad (5.34)$$

Der Rauschterm verschwindet aufgrund der statistischen Unabhängigkeit vom Nutz- und Störsignal. Um ein Maß für die Leistung des Nutzsignals zu erhalten, muss nur noch der Skalierungsfaktor  $C$  berücksichtigt werden. Nachdem die Korrelation aus Gl. (5.34) zum Quadrat genommen und durch die Leistung des originären Signals dividiert wird, erhält man

$$P_S = \frac{|E\{x(t)z^*(t)\}|^2}{E\{|z(t)|^2\}} = C^2 E\{|z(t)|^2\}. \quad (5.35)$$

Somit ergibt sich ein geeignetes Maß für SNR in Bezug auf alle Störungen und Kompensierungen:

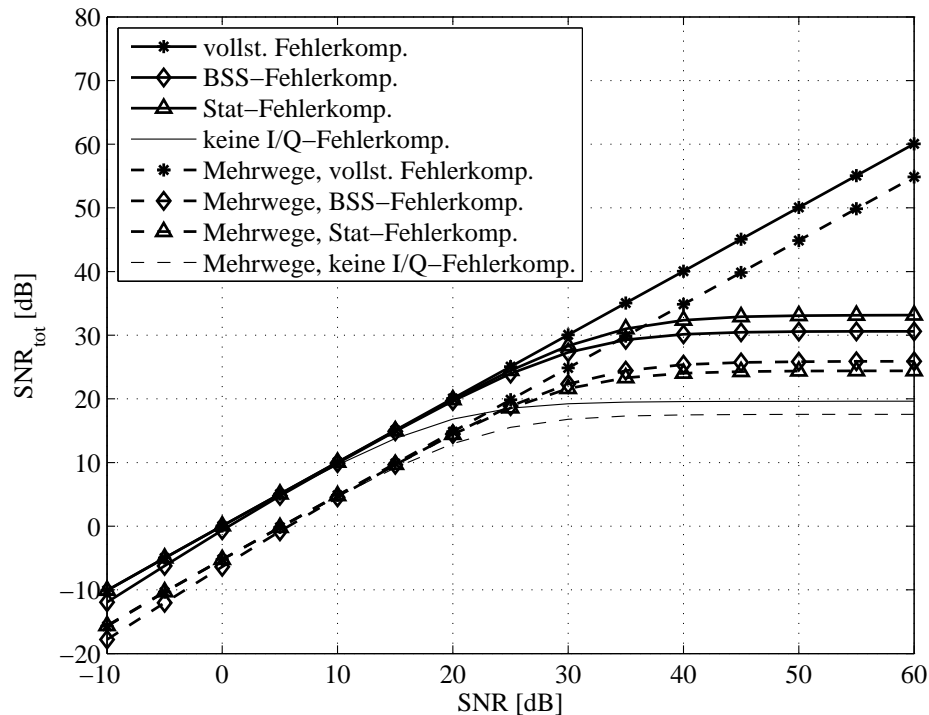
$$\text{SNR}_{tot} = \frac{P_S}{P_N} = \frac{|E\{x(t)z^*(t)\}|^2}{E\{|z(t)|^2\}E\{|x(t) - z(t)|^2\}} \quad (5.36)$$

Alle Komponenten der Gl. (5.36) können anhand des gesendeten oder des empfangenen Signals ermittelt werden. Es werden sowohl die Sender- als auch Empfängerfehler berücksichtigt.  $\text{SNR}_{tot}$  eines komplexen Signals kann mit Hilfe derselben Gleichung ermittelt werden, denn aus der Unkorreliertheit der Signale der Zweige I und Q folgt, dass die Leistung des komplexen Signals gleich der Summe der Leistungen der beiden Zweige ist.

Die Ermittlung des vollständigen SNR ( $\text{SNR}_{tot}$ , entspricht dem Begriff SNDR in [30]) wurde in den Monte-Carlo Simulationen für eine zweidimensionale gaußische Verteilung vorgenommen. Die Verteilung sollte als eine Datenquelle dienen und wurde mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$  gestört (siehe Bild 5.5).

Es wurden sende- und empfangsseitige Kompensierungsmaßnahmen vorgenommen und verglichen, und zwar:

1. eine vollständige Kompensierung, d.h. die Inversion des I/Q-Fehlers auf der Sende- und Empfangsseite,
2. beidseitige Kompensierung nach BSS,



**Bild 5.5**  $SNR_{tot}$  in I/Q-fehlerkompensierten und nicht kompensierten Systemen mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$  als Funktion des SNRs

### 3. beidseitige Kompensierung nach Stat.

Der gegebenenfalls in den Simulationen existierende Mehrwegekanal mit denselben Koeffizienten wie im Beispiel in Kapitel 4.3 wurde stets durch ZF mit vorausgesetzter Kanalkenntnis entzerrt.

Im Falle ohne Mehrwegekanal gibt die Schätzung von  $SNR_{tot}$  bei der vollständigen Kompensierung der I/Q-Fehler das tatsächliche, also nur das Rauschen umfassende SNR auf dem Kanal wieder. Wird anstelle der idealen Kompensierung BSS oder Stat verwendet, funktioniert die Schätzung für  $SNR < 30$  dB, wobei Stat geringfügig besser abschneidet. Die Ergebnisse zeigen, dass eine nicht-datengestützte Kompensierung des I/Q-Fehlers im AWGN-Kanal eine Sättigung ab dem SNR-Wert von etwa 30 dB erreicht, und zwar unabhängig vom gewählten Algorithmus. Die beobachtete Sättigung kommt zustande, weil nach der I/Q-Fehlerkompensierung

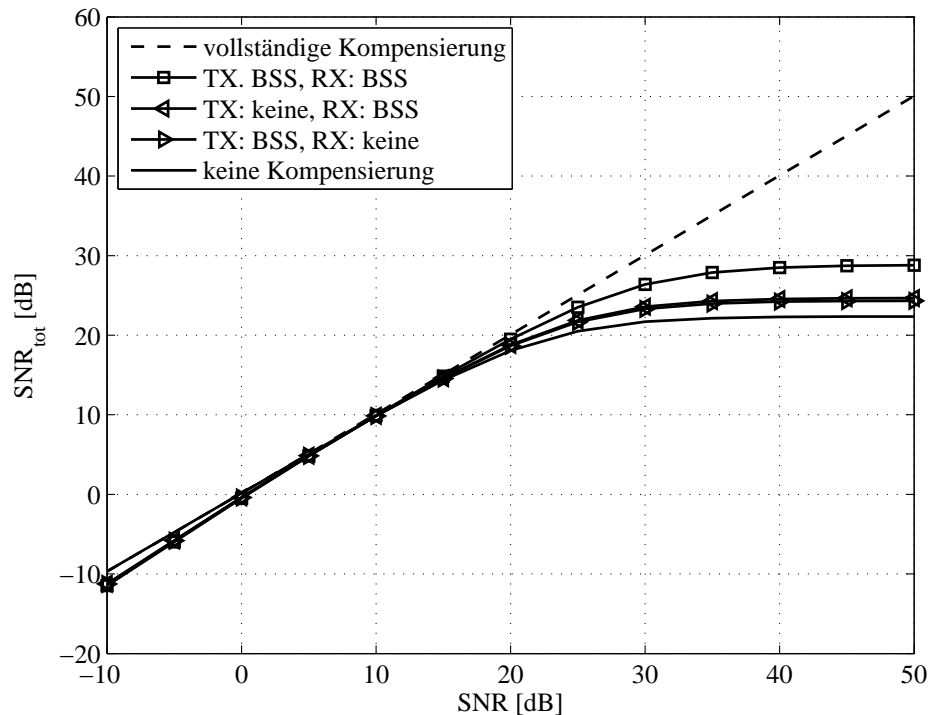
ein Restfehler übrig bleibt, der einem SNR-Wert von 30 dB entspricht, wobei dieser Wert als Richtwert verstanden werden soll; die Sättigungsgrenze hängt von der Parametrisierung der Kompensationsalgorithmen ab.

Die ZF-Entzerrung eines Mehrwegekanals, auch wenn die Kanalkoeffizienten bekannt sind, führt eine Rauschverstärkung herbei. Dies zeigt sich in den Simulationsergebnissen im systematischen Unterschied zwischen dem SNR und dem  $\text{SNR}_{tot}$  von etwa 5 dB. Ansonsten funktionieren die BSS- und Stat-Schätzungen für  $\text{SNR} < 25$  dB und gehen für bessere Kanäle in die Sättigung. Für Mehrwegekanäle liefert BSS bessere Ergebnisse als Stat. Es soll angemerkt werden, dass diese Ergebnisse lediglich den Bereich, in dem es zur Sättigung der jeweiligen Methode kommt, ermitteln. Die tatsächliche Leistungsfähigkeit im Sinne der BER wird in den Kapiteln 5.6.2 und 5.6.3 diskutiert.

Die Annahme, der Mehrwegekanal sei nach der Kompensierung des empfangerspezifischen I/Q-Fehlers vollständig entzerrt worden, bevor der sendespezifische I/Q-Fehler kompensiert wird, ist im Allgemeinen nicht realistisch. Die Kompensierung des empfangerspezifischen I/Q-Fehlers verändert auch den sendespezifischen I/Q-Fehler. Es ist ausserdem fraglich, ob der Kanal unter diesen Bedingungen ausreichend gut entzerrt werden kann, selbst wenn dabei datengestützte Verfahren eingesetzt werden sollten.

Um den Einfluss des Kanals und den der I/Q-Fehler im Sender und im Empfänger voneinander zu trennen, wird die Einführung eines bekannten Frequenzoffsets vorgeschlagen, aufgrund dessen sich das Signalvektordiagramm während eines Datenpakets oder einer Datenübertragung mehrmals vollständig dreht. Die Bilder 5.6 bis 5.9 präsentieren die Ergebnisse der Schätzung von  $\text{SNR}_{tot}$  mit bekanntem Frequenzoffset im Sender, der an der entsprechenden Stelle des Kompensierungsvorgangs ausgeglichen wird. Zusätzlich stellt Bild 5.10 die mit einem Wiener-Filter erzielte Ergebnisse dar. Es soll dabei beachtet werden, dass die Kombination der Verfahren BSS und Wiener bzw. Stat und Wiener nur dann verwertbare Ergebnisse liefert, wenn zuvor ein Frequenzoffset  $f_{off}$  im Sender eingeführt wird.

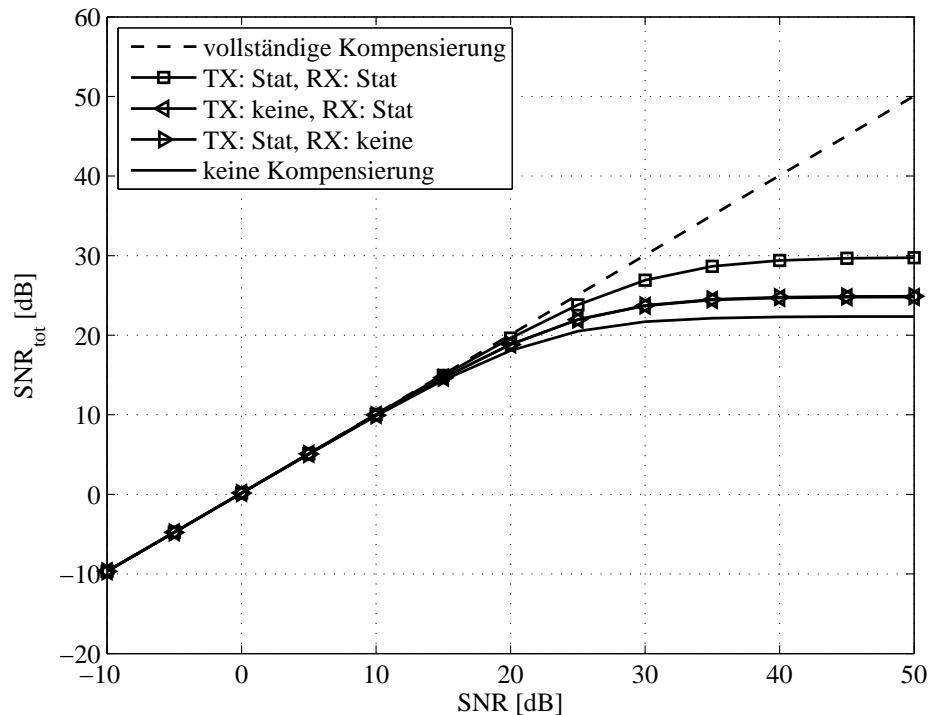
Zuerst wird der Fall eines reinen AWGN-Kanals behandelt. Die Ermittlung von  $\text{SNR}_{tot}$  liefert für BSS (Bild 5.6) und Stat (Bild 5.7) ähnliche Ergebnisse. Um zu verdeutlichen, dass im AWGN-Fall die Auswirkungen eines sendespezifischen I/Q-Fehlers mit den Konsequenzen eines empfangerspezifischen Fehlers identisch sind, wurden in den Simulationen zuerst nur Sender- bzw. nur Empfängerfehler kompensiert. Sowohl BSS als auch Stat funktionieren gleich gut (zumindest im Sinne des nach der Kompensierung übrig gebliebenen  $\text{SNR}_{tot}$ ), und zwar ohne Unter-



**Bild 5.6**  $SNR_{tot}$  im BSS-kompensierten System mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$  und bekanntem Frequenzoffset

schied zwischen einer sendeseitigen und einer empfangsseitigen Kompensierung. Eine beidseitige Kompensierung liefert entsprechend bessere Ergebnisse, weil die effektive Anzahl der Iterationen größer ist (BSS) bzw. die Schätzung länger dauert (Stat).

Abgesehen von den Nebeneffekten, die auf eine effektiv längere Schätzung zurückzuführen sind, hat eine beidseitige I/Q-Fehler Kompensierung nur in einer Umgebung Sinn, in der zwischen dem sendespezifischen I/Q-Fehler und dem empfangsspezifischen I/Q-Fehler andere Störungen oder Verzerrungen auftreten. Daher kommt die Idee, den Vergleich von SNR und  $SNR_{tot}$  nach einer einseitigen und einer beidseitigen I/Q-Fehler Kompensierung in einer Mehrwegeumgebung durchzuführen. Der Vergleich des Verlaufs der Kennlinien in den Bildern 5.8 und 5.9 erlaubt zwar keine Rückschlüsse auf die Bitfehlerraten in existierenden Systemen, gibt aber eine Möglichkeit, den Einfluss eines nur einseitig kompensierten beidseitigen I/Q-Fehlers zu bewerten.

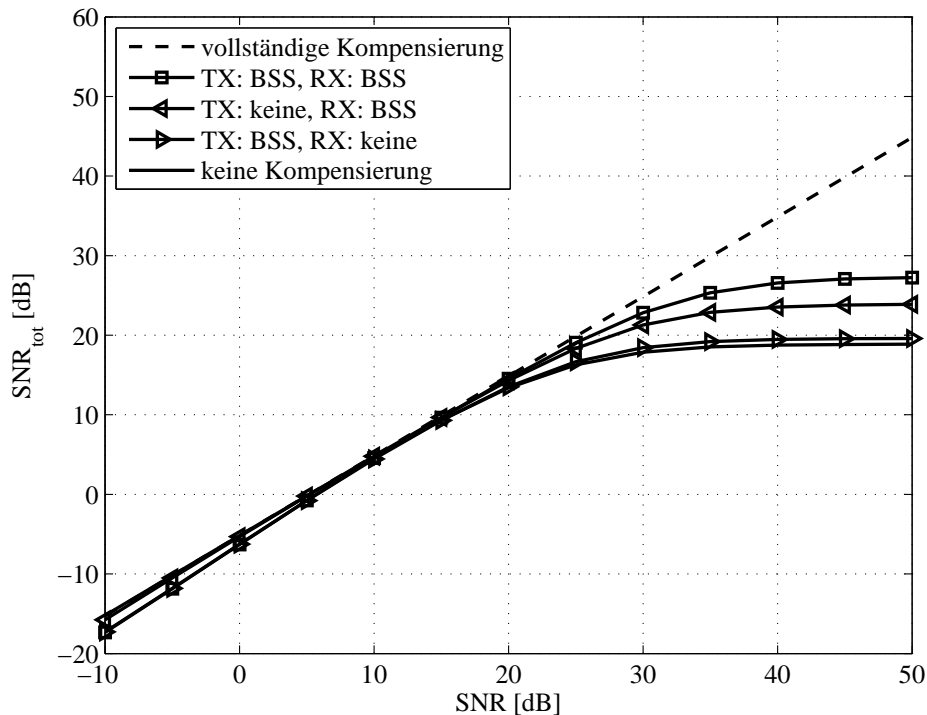


**Bild 5.7**  $\text{SNR}_{tot}$  im Stat-kompensierten System mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$  und bekanntem Frequenzoffset

Eine fehlende Kompensierung des empfangsseitigen Fehlers führt sowohl im Fall von BSS als auch Stat zur deutlichen Verschlechterung des  $\text{SNR}_{tot}$ , d.h. ein beachtlicher Teil des I/Q-Fehlers bleibt unkompensiert, nicht nur im Vergleich mit der beidseitigen Kompensierung, aber auch im Vergleich mit der einseitigen Kompensierung des empfangsspezifischen Fehlers.

Die Kombinationen der Kompensationsverfahren BSS bzw. Stat mit einem Wiener-Filter liefern Ergebnisse, die einem Vergleich mit der beidseitigen I/Q-Fehler Korrektur nach BSS bzw. Stat Stand halten. Bei der Simulation des Wiener-Filters blieben jedoch technische Schwierigkeiten, die bereits angesprochen wurden, unberücksichtigt.

Die Simulationen bestätigen die Vermutungen, die bereits in der Diskussion des Störmodells in Kapitel 4 aufgestellt worden sind, dass der I/Q-Fehler im Empfänger mehr Probleme verursachen kann als der I/Q-Fehler im Sender. Ohne Kompensierung des empfangsseitigen Fehlers kann der Mehrwegekanal nicht entzerrt

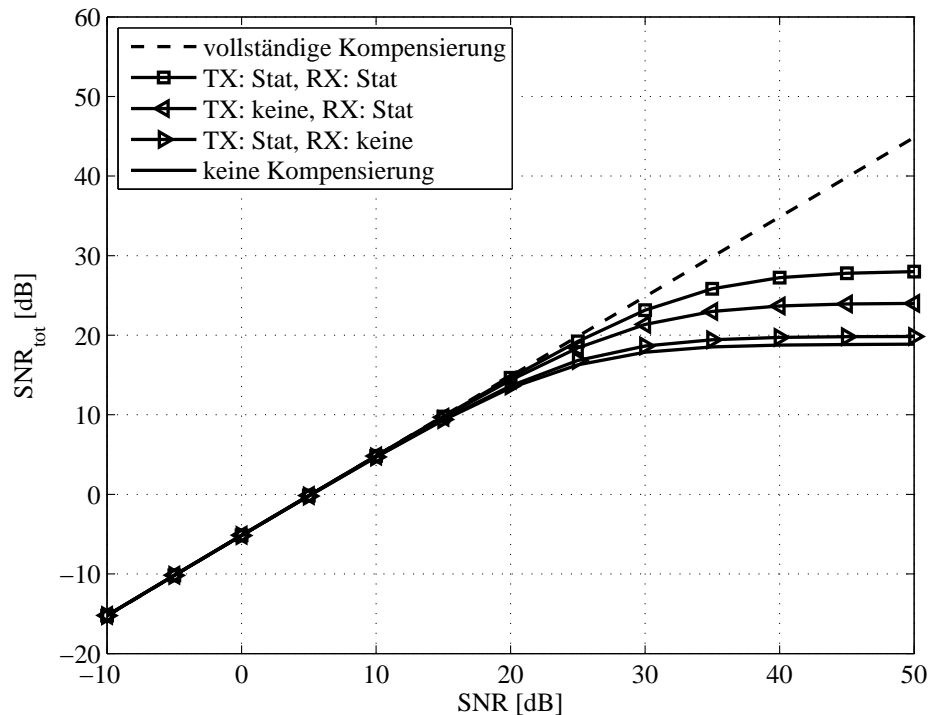


**Bild 5.8**  $SNR_{tot}$  im BSS-kompensierten System mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$ , Mehrwegekanal und bekanntem Frequenzoffset

werden. Für die Kompensierung des I/Q-Fehlers im Empfänger muss man wiederum die Fehler im Sender und im Empfänger voneinander trennen, z.B. durch die Einführung eines bekannten Frequenzoffsets im Sender. Dieser Frequenzoffset soll dazu dienen, eine Drehung des Signalvektordiagramms um eine Vielfache von  $2\pi$  während einer Datenübertragung zu verursachen. Da diese Forderung zwar in einer Simulationsumgebung, jedoch nicht in der Praxis, realisierbar ist, soll der Frequenzoffset so groß gewählt sein, dass der Unterschied zwischen der tatsächlichen Anzahl der Drehungen und der nächsten Vielfachen von  $2\pi$  bezogen auf die Anzahl der Umdrehungen gering bleibt. Es ist erwähnenswert, dass dieser Frequenzoffset in dessen Auswirkungen auf die Signalverarbeitung einer Dopplerverschiebung gleichgesetzt werden kann.

In den präsentierten Simulationen werden Blöcke von 2048 Symbolen betrachtet, von denen die ersten 1024 Symbole zur Schätzung herangezogen werden. In einer Si-

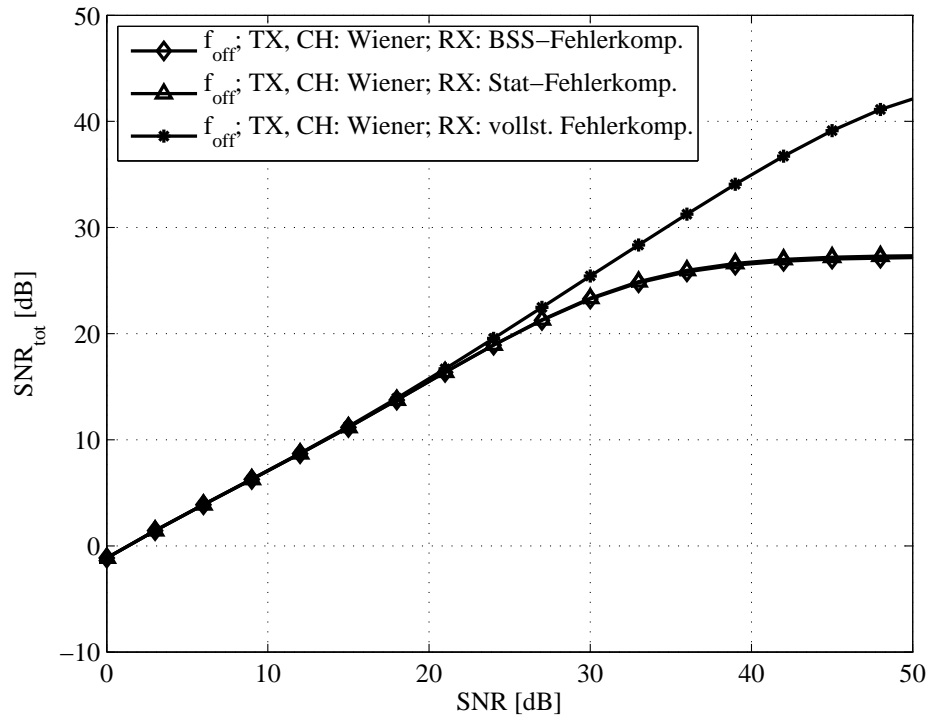




**Bild 5.9**  $\text{SNR}_{tot}$  im Stat-kompensierten System mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$ , Mehrwegekanal und bekanntem Frequenzoffset

mulation mit deutlich längeren Datenblöcken wurde beobachtet, dass die Änderung der Schätzlänge im Fall von Stat direkte Auswirkungen hat: Bis zur Schätzlänge von 1000 bis 10000 resultiert eine Verdopplung der Länge in einer um 3 dB höher angesiedelten Sättigungsgrenze des  $\text{SNR}_{tot}$ . Mit wachsender Schätzlänge wird die Abhängigkeit immer schwächer. Auch beim BSS kann die Leistungsfähigkeit des Schätzers verbessert werden, indem die Schätzlänge erhöht wird. Abhängig von der Adaptionsschrittweite  $\lambda$  kann ein Gewinn nur bis zu einer bestimmten Schätzlänge erzielt werden. Diese Grenze lag in den Simulationen, die in dieser Arbeit dargestellt wurden, bei 1000 bis 2000 Symbolen. In dem praktisch relevanten Bereich der Schätzlängen von unter 1000 Symbolen weisen BSS und Stat ähnliche Leistungsfähigkeit auf.

Weitere praxisrelevante Aussagen liefern die in der Nachrichtentechnik übliche BER-zu-SNR Vergleiche, die aus einer Reihe von Simulationen entstanden sind.



**Bild 5.10**  $\text{SNR}_{tot}$  eines linearen Systems mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$ , Mehrwegekanal und bekanntem Frequenzoffset, nach der Kanalverzerrung und der Korrektur des sendeseitigen I/Q-Fehlers mit Hilfe des Wiener-Filters

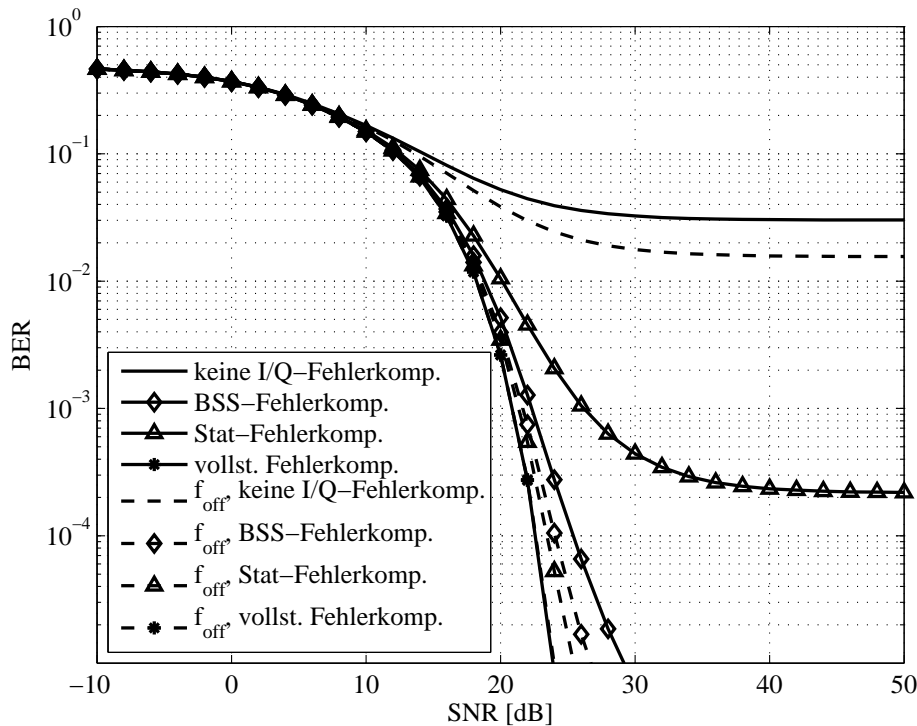
Im Folgenden werden Einträger- und Mehrträgersysteme in Bezug auf den I/Q-Fehler und dessen Kompensierung getrennt betrachtet.

## 5.6.2 Einträgersysteme

Um die Funktionsfähigkeit der für eine SDR-Implementierung relevanten I/Q-Fehler Kompensationsmethoden zu untersuchen, wurde eine Reihe von Simulationen durchgeführt. In den Simulationen wird die BER als Funktion des SNRs ermittelt, und zwar für uncodierte lineare Modulationsverfahren, die QAM Symbolalphabet benutzen und vom beidseitigen I/Q-Fehler betroffen sind.

Bild 5.11 zeigt den Verlauf der BER in einem 16 QAM System, zuerst ohne und dann mit einem vorsätzlich eingeführten Frequenzoffset (gekennzeichnet als  $f_{off}$ ).

Die I/Q-Fehler im Sender und Empfänger betragen jeweils 1 dB und  $10^\circ$ . Diese I/Q-Fehler Werte sind verhältnismäßig hoch [36]. Sie stellen einerseits eine Art *worst case* Szenario dar und dienen andererseits zur Hervorhebung des Problems. Die Simulation wurde in 2000 Blöcke von jeweils 2048 Symbolen unterteilt, wobei nur die ersten 1024 Symbole jedes Datenblocks zur Schätzung herangezogen wurden.

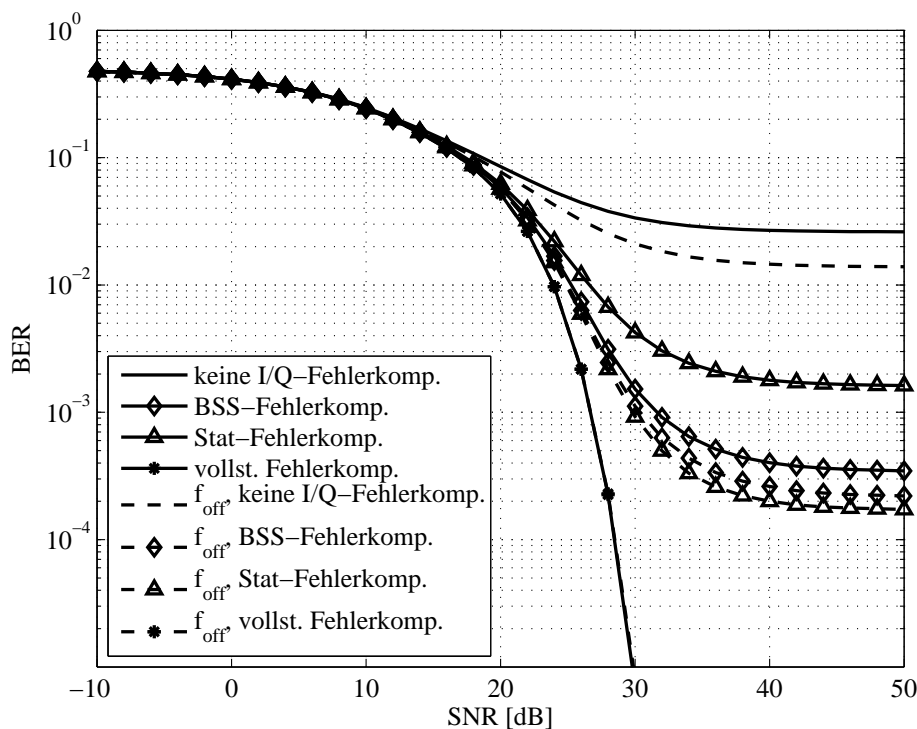


**Bild 5.11** BER eines linearen 16 QAM Systems mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 1 dB und  $10^\circ$ , Mehrwegekanal, mit und ohne bekanntem Frequenzoffset  $f_{\text{off}}$  als Funktion des SNRs

Ohne zusätzlichen Frequenzoffset funktioniert BSS deutlich besser als Stat. Stat erreicht bei der BER von etwa  $2 \cdot 10^{-4}$  die Sättigung. Mit einem Frequenzoffset im Sender (in den Simulationen wurde stets ein Offset verwendet, bei dem sich das gesamte Signalvektordiagramm während der Schätzphase von 1024 Symbolen um  $2\pi$  dreht, wobei die in Kapitel 5.6.1 gegebene praxisrelevante Hinweise beachtet werden sollen) erreichen dagegen beide Kompensierungsmethoden fast die theoretische Grenze, die durch eine zum I/Q-Fehler inverse Operation (*vollständige Fehlerkompensierung*) gesetzt ist. Auf dem praktisch relevanten Niveau von

$\text{BER} = 10^{-2}$  unterscheiden sich die von Kompensationsmethoden benötigte SNR-Werte kaum voneinander.

Qualitativ ähnliche Ergebnisse liefert die Betrachtung eines 64 QAM Systems mit einem Amplitudenungleichgewicht von 0,5 dB und einem Phasenungleichlauf von  $5^\circ$  jeweils im Sender und im Empfänger. Beide Kompensationsmethoden, und zwar sowohl mit als auch ohne Frequenzoffset, erreichen eine Sättigung. Im Bereich um  $\text{BER} = 10^{-2}$  liefern sie jedoch akzeptable Ergebnisse, wie in Bild 5.12 zu sehen ist.



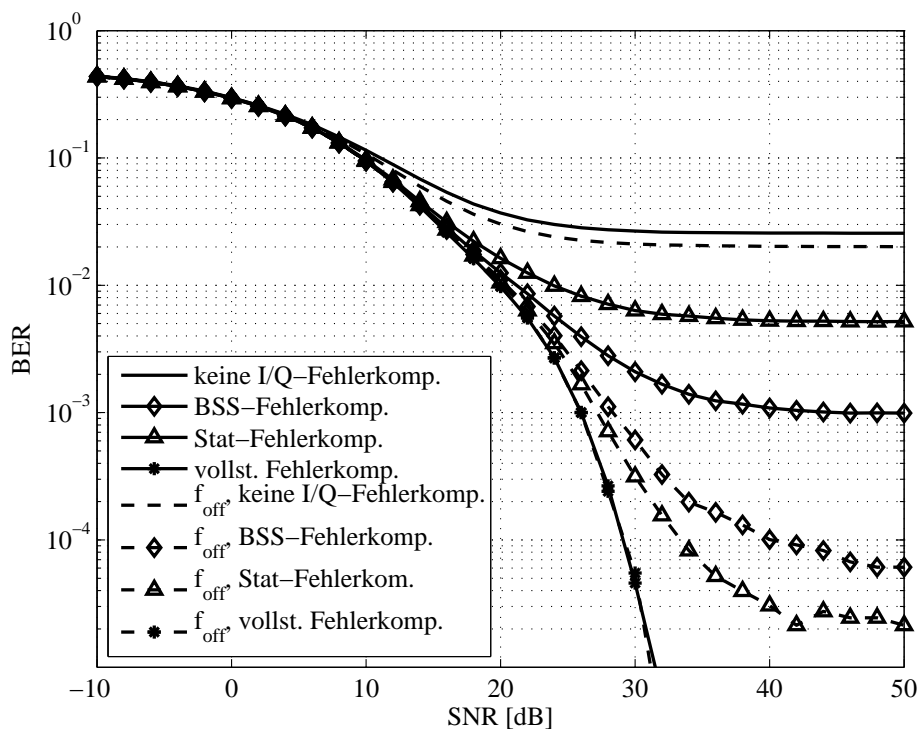
**Bild 5.12** BER eines linearen 64 QAM Systems mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$ , Mehrwegekanal, mit und ohne bekanntem Frequenzoffset  $f_{\text{off}}$  als Funktion des SNRs

Die SNR-Werte, bei denen die Algorithmen die Sättigung erreichen, entsprechen ungefähr den Bereichen, in denen die Werte von  $\text{SNR}_{\text{tot}}$  anfangen, sich von SNR zu unterscheiden. Der Teil des Rauschens, der nach der Subtraktion von SNR übrig bleibt ( $\text{SNR}_{\text{tot}} - \text{SNR}$ ), kann auf die Rauschverstärkung der Kanalverzerrung und auf die nicht ideale Kompensierung des I/Q-Fehlers zurückgeführt werden.

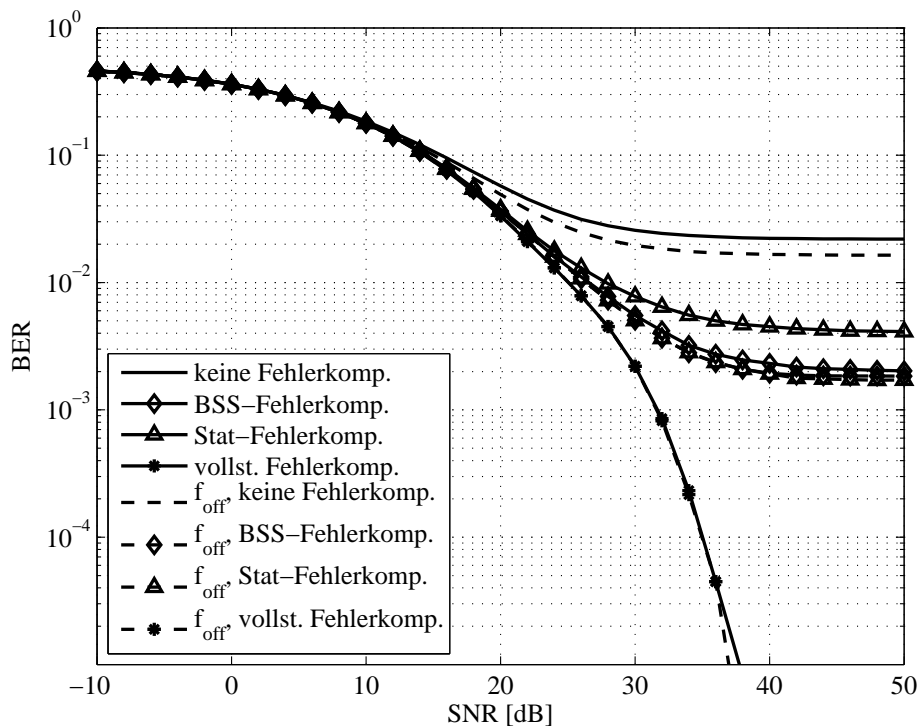
Die Komplexität real existierender Systeme verbietet weitergehende Rückschlüsse, es ist aber zu erwarten, dass Einträgersysteme, darunter UMTS, sich in Bezug auf I/Q-Fehler quantitativ ähnlich zu hier durchgeführten Simulationen verhalten.

### 5.6.3 Mehrträgersysteme

Weitere Simulationen wurden für ein OFDM System durchgeführt. Zu Anlehnung an das IEEE 802.11a System wurden von den insgesamt 64 Träger 48 Träger benutzt. Sowohl die verwendeten Symbolalphabete als auch die anderen Parameter sind unverändert zu dem linearen Fall geblieben, um einen fairen Vergleich zu ermöglichen. Dies betrifft auch die Übertragungsrate, die stets identisch gehalten wurde. In Bild 5.13 sind Ergebnisse zu sehen, die für ein 16 QAM System erhalten wurden. Bild 5.14 stellt die Ergebnisse für ein 64 QAM System dar.



**Bild 5.13** BER eines OFDM modulierten 16 QAM Systems mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 1 dB und  $10^\circ$ , Mehrwegekanal, mit und ohne bekannten Frequenzoffset  $f_{\text{off}}$  als Funktion des SNRs



**Bild 5.14** BER eines OFDM modulierten 64 QAM Systems mit I/Q-Fehlern im Sender und Empfänger von jeweils 0,5 dB und  $5^\circ$ , Mehrwegekanal, mit und ohne bekannten Frequenzoffset  $f_{\text{off}}$  als Funktion des SNRs

Der Einfluss des I/Q-Fehlers auf die BER eines OFDM Systems ist vergleichbar mit den Ergebnissen, die im vorigen Abschnitt für linear modulierte Systeme erhalten wurden. Wie bereits in Kapitel 4 beobachtet, verursacht in OFDM Systemen ein I/Q-Fehler keine grundsätzlich höhere BER. Erst die Verzerrungen durch einen Kanal oder andere Störungen verursachen OFDM-spezifische Probleme. Auch die Kompensierung erweist sich als schwieriger. Es ist jedoch anzumerken, dass die *vollständige Kompensierung* genannte Inversion des gesamten Fehlermodells mit einer ZF-Kanalentzerrung unter Voraussetzung vollständiger Kanalkenntnisse im linearen und im OFDM Fall ähnlich gut, zumindest in dem relevanten Bereich von  $10^{-3} < \text{BER} < 10^{-2}$ , funktioniert.

Der Vorschlag, einen Frequenzoffset im Sender einzuführen, um die I/Q-Fehler auf beiden Seiten der Übertragungsstrecke für die Kompensierungsalgorithmen voneinander zu trennen, erweist sich wieder als sehr nützlich, zumindest für geringe-

re I/Q-Fehler. Im simulierten 64 QAM Fall treten bereits Mindestfehler auf (vergleiche die Ergebnisse in Kapitel 4.2) und die Einführung eines zusätzlichen Frequenzoffsets liefert die erhoffte BER-Verbesserung nicht.

Ohne einen zusätzlichen Frequenzoffset funktioniert BSS besser als Stat. Der Mehrwegekanal bewirkt eine statistische Unabhängigkeit der sende- und empfangsspezifischen Fehler, die BSS für eine beidseitige Kompensierung benötigt. Sowohl Stat als auch BSS funktionieren mit einem Frequenzoffset deutlich besser, wobei der Unterschied bei Stat bei Weitem größer ist.

## 5.7 Bewertung der Kompensationsmethoden

Im Rahmen dieser Arbeit wurden einige datengestützte und nicht-datengestützte Methoden zur Kompensierung des I/Q-Fehlers behandelt, deren wichtigsten Eigenschaften in Tabelle 5.1 zusammengefasst sind. Neben der Leistungsfähigkeit der Kompensationsalgorithmen spielt beim praktischen Einsatz deren Flexibilität bezüglich der Anwendbarkeit und die Rechenkomplexität eine entscheidende Rolle. Aufgrund der benötigten Flexibilität wurden eine BSS-basierte Methode und ein Algorithmus, der die ersten statistischen Momente des Signals auswertet (Stat), angewendet und deren Eigenschaften verglichen. Beide Methoden eignen sich für eine SDR-fähige Implementierung und erfüllen somit die wichtigste Randbedingung dieser Arbeit. Die erzielten Ergebnisse im Sinne von BER als Funktion des SNRs sind vergleichbar, wobei die Stat-Methode eine geringere Komplexität aufweist. Reicht es im Falle von Stat, die Erwartungswerte  $E\{x_I^2\}$ ,  $E\{x_Q^2\}$  und  $E\{x_I x_Q\}$  zu ermitteln, so muss im Rahmen der BSS-Methode die Zerlegungsmatrix  $\mathbf{B}$  in mehreren Iterationen mit veränderlicher Schrittweite  $\lambda$  angepasst werden. Je kleiner die Parameter  $\lambda_0$ ,  $\lambda_m$  und  $\lambda_E$  gewählt werden, desto genauer kann der I/Q-Fehler kompensiert werden. Die Anpassungsphase dauert jedoch entsprechend länger.

Offensichtlich wichtiger als die Wahl zwischen zwei geeigneten I/Q-Fehler-Kompensationsmethoden ist das Problem der Entzerrung des Mobilfunkkanals. Selbst geringe Werte des I/Q-Fehlers führen zum beachtlichen SNR-Verlust in einer Mehrwegeumgebung. Abhilfe kann eine Kanalentzerrung schaffen, die an der richtigen Stelle in der Kompensationskette durchgeführt werden muss, nämlich nach der Kompensation des empfängerspezifischen I/Q-Fehlers und vor der Kompensierung dessen senderspezifischen Pendant.

Kategorie	Methoden	Haupteigenschaften
mit Kenntnis der Störung	Wiener-Filter	Einsetzbar nur falls keine sonstige Störeinflüsse vorhanden
Datengestützt	Präambel/Midambel	nicht SDR-fähig, auf einen Standard angepasst, entzerrt den Kanal
Nicht-blind	Hard Decision	teilw. SDR-fähig (Kenntnisse des Symbolalphabets notwendig), niedrige Komplexität
	Statistische	SDR-fähig, hohe Flexibilität, niedrige Komplexität
Blind	Blind Source Separation	SDR-fähig, höchste Flexibilität, relativ rechenaufwändig

**Tabelle 5.1** Aufteilung und Eigenschaften der Methoden zur I/Q-Fehler Kompensierung

Der Entwurf der Kompensationsmethoden wäre ohne ein analytisches Modell der Störung nicht möglich gewesen. Deswegen sollen die in Kapitel 5 vorgestellte Algorithmen auf der Grundlage des Kapitels 4 betrachtet werden. Auch die innovative Idee, einen Frequenzoffset im Sender einzuführen, der dann direkt vor der Kompensierung des empfangsspezifischen I/Q-Fehlers entfernt wird, entstand infolge der Analyse des Störmodells. Im Rahmen dieser Analyse wurde festgestellt, dass sich Ein- und Mehrträgersysteme bezüglich des I/Q-Fehlers deutlich unterscheiden. Deswegen sind beide Fälle betrachtet worden unter Einbeziehung der CDMA Komponente. Somit liefert diese Arbeit nicht nur einige Kompensierungsvorschläge, sondern vielmehr ein geschlossenes analytisches Modell der Störung, auf dessen Grundlage weitere Forschung auf dem Gebiet der hochfrequenzbedingten Effekte möglich ist.

## 5.8 Zusammenfassung

I/Q-Fehler treten bei allen homodynamen Systemen auf. Auch hybride Industrielösungen mit einer homodynamen Komponente, wie die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte gemeinsame Architektur für UMTS und WLAN, leiden unter Amplitudengleichgewicht und Phasenungleichlauf. In der Tat sind rekonfigurierbare Architekturen vom I/Q-Problem stärker betroffen als solche Architekturen, die nur eine



Wellenform unterstützen. Insbesondere bei SDR-fähigen Systemen kann es aufgrund des Zielkonflikts zwischen erhöhter Flexibilität und Genauigkeit (Linearität, Idealität) der Hardware-Bauteile zur I/Q-Fehlern kommen.

Bei der Betrachtung eines SDRs dienen die Industriestandards UTRA FDD und IEEE 802.11a einerseits als Beispiele eines CDMA- und eines OFDM-Systems, stellten aber andererseits ein Paar sich gegenseitig ergänzender Systeme dar, die Gegenstand eines Forschungsprojekts am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH) waren. Um die Diskussion nicht bei einer Einzelrealisierung zu belassen, wurde die Untersuchung auf alle OFDM-, CDMA- und MC-CDMA-Systeme ausgeweitet. Wurden linear modulierte Systeme und in einem gewissen Rahmen OFDM-basierte Systeme bereits in wissenschaftlichen Publikationen betrachtet, so ist die Untersuchung der CDMA und MC-CDMA Systemen in Bezug auf I/Q-Fehler eine Entwicklung der letzten Jahre.

Der I/Q-Fehler ist in seinem physikalischen Ursprung von dem jeweiligen Kommunikationssystem, in dem er auftritt, völlig entkoppelt. Es wurde jedoch beobachtet, dass TDMA- und FDMA-Systeme (gemeinsam als lineare Systeme in dieser Arbeit bezeichnet) sich anderes als CDMA-basierte Systeme in Bezug auf I/Q-Fehler verhalten. Ein noch größerer Unterschied besteht zwischen Ein- und Mehrträgersystemen. Die angesprochenen Unterschiede betreffen nicht das I/Q-Problem an sich, sondern dessen Auswirkungen auf Basisband Signale. Ein wesentlicher wissenschaftlicher Beitrag dieser Arbeit ist die Entwicklung einer Reihe von analytischen Modellen für I/Q-Fehler in unterschiedlich modulierten Systemen.

Es wird davon ausgegangen, dass eine Verbesserung des Amplitudengewichts und des Phasengleichlaufs im Frontend nicht weiter möglich ist oder aus anderen Gründen, seien sie technologischer oder wirtschaftlicher Natur, nicht vorgenommen wird. Deswegen spielen für das I/Q-Fehlermodell vornehmlich die Auswirkungen auf die Basisband-Signalverarbeitung eine Rolle, obwohl eine Untersuchung des I/Q-Fehlers aus der Sicht der Hardwareentwicklung in weiterführenden Arbeiten erwünscht wäre. Einzelne Elemente oder Eigenschaften des Modells werden von den Kompensationsmethoden verwendet. BSS nutzt die Unabhängigkeit der Teilsignale und Stat bedient sich des Modells eines Amplitudenungleichgewichts, um nach der Kompensation des Amplitudenfehlers den Phasenungleichlauf zu korrigieren. Wegen ihrer geringen Rechenkomplexität stellt die statistische Methode die bessere Möglichkeit dar, I/Q-Fehler zu kompensieren. In Verbindung mit dem Vorschlag, die sende- und empfangsseitige Fehler durch das Hinzufügen eines be-

kannten Frequenzoffsets zu trennen, entsteht somit eine neuartige leistungsfähige Kompensationsmethode, die zudem eine relativ geringe Komplexität aufweist.

Die Kompensationsmethoden, insbesondere die Stat-Methode, liefern hervorragende Ergebnisse, falls I/Q-Fehler die einzige Ursache der Störung im zu Grunde liegenden System ist. I/Q-Fehler Kompensierung in einer Mehrwegeumgebung, beim Frequenzoffset, mit einer Gleichstromkomponente usw. stellt dagegen eine Herausforderung dar. Mit all diesen Fragen befasst sich die vorliegende Arbeit. Und sie liefert einige Antworten.

# Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

## Abkürzungen

A/D	Analog/Digital
ADC	Analog/Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control ( <i>dt.</i> Automatische Verstärkungsregelung)
ASK	Amplitude Shift Keying ( <i>dt.</i> Amplitudenumtastung)
API	Application Programming Interface
BER	Bit Error Rate ( <i>dt.</i> Bitfehlerrate)
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station ( <i>dt.</i> Basisstation)
BSS	Blind Source Separation
CCF	Cross Correlation Function ( <i>dt.</i> Kreuzkorrelationsfunktion)
CCPCH	Common Control Physical CHannel (UMTS-Kanal)
CDM	Code Division Multiplex
CDMA	Code Division Multiple Access
CORBA	Common Object Request Broker Architecture
CPICH	Common Pilot CHannel (UMTS-Kanal)
CPU	Central Processing Unit
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection
DC	Direct Current ( <i>dt.</i> Gleichstrom)
DFT	Discrete Fourier Transformation ( <i>dt.</i> diskrete Fouriertransformation)
DL	DownLink
DPCH	Dedicated Physical CHannel
DSP	Digital Signal Processor ( <i>bzw.</i> Processing)
DSSS-CDMA	Direct Sequence Spread Spectrum CDMA
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
EASI	Equivariant Adaptive Separation via Independence
FDD	Frequency Division Duplex
FDE	Frequency Domain Equalization ( <i>dt.</i> Frequenzbereichsentzerrung)
FDM	Frequency Division Multiplex

FDMA	Frequency Division Multiple Access
FE	Frontend
FFT	Fast Fourier Transformation
FTP	File Transfer Protocol
GF	Galois Field
GI	Guard Intervall ( <i>dt.</i> Schutzintervall, WLAN-spezifisch)
GSM	Global System for Mobile Communications ( <i>früher</i> Groupe Spéciale Mobile)
HD	Hard Decision (Methode zur I/Q-Fehlerkompensierung)
HIPERLAN/2	High PERformance Local Area Network 2
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access (UMTS-spezifisch)
HSUPA	High Speed Downlink Packet Access (UMTS-spezifisch)
HTTP	HyperText Transfer Protocol
ICI	InterCarrier Interference ( <i>dt.</i> Interkanal Interferenz)
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transformation ( <i>dt.</i> inverse diskrete Fouriertransformation)
IEEE	the Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency ( <i>dt.</i> Zwischenfrequenz)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
IMT-2000	International Mobile Telecommunications - 2000
IP	Intermodulation Product
I/Q	Inphase/Quadrature
IRR	Image Rejection Ratio
ISI	InterSymbol Interference ( <i>dt.</i> Intersymbol Interferenz)
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ISO	International Standards Organization
JTRS	Joint Tactical Radio System
LAN	Local Area Network
LNA	Low Noise Amplifier ( <i>dt.</i> geräuscharmer Verstärker)
LPF	Low Pass Filter ( <i>dt.</i> Tiefpass)
LO	Local Oscillator ( <i>dt.</i> lokaler Oszillator)
MAC	Medium Access Control
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multi Carrier CDMA
MPI	MultiPath Interference
MSE	Mean Square Error
MUD	MultiUser Detector

MUI	MultiUser Interference
NRZ	Non Return to Zero
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OSI	Open Systems Interconnect
OSSIE	Open Source SCA Implementation::Embedded
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak to Average Power Ratio
P-CCPCH	Primary-Common Control Physical CHannel (UMTS-Kanal)
PLL	Phase Locked Loop ( <i>dt.</i> Phasenregel)
ppm	parts per million
PSK	Phase Shift Keying ( <i>dt.</i> Phasenumtastung)
QAM	Quadrature Phase Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency ( <i>dt.</i> Radiofrequenz)
SAW	Surface Acoustic Wave
SCA	Software Communications Architecture
SCH	Synchronization CHannel (UMTS-Kanal)
SDR	Software Defined Radio
SF	Spreading Factor ( <i>dt.</i> Spreizfaktor)
SNR	Signal to Noise Ratio ( <i>dt.</i> Signal-zu-Rauschverhältnis)
SNDR	Signal to Noise and Distortion Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio ( <i>dt.</i> Signal-zu-Interferenzverhältnis)
SR	Software Radio
TDMA	Time Division Multiple Access
TFCI	Transport Format Combination Indicator (UMTS-spezifisch)
TPC	Transmit Power Control (UMTS-spezifisch)
UE	User Equipment (UMTS-spezifisch)
UL	UpLink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
VCO	Voltage Controlled Oscillator ( <i>dt.</i> spannungsgesteuerter Oszillator)
VGA	Variable Gain Adjustment
WB-CDMA	Wide Band CDMA
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing
ZIF	Zero-IF

## Notation und Formelzeichen

$a$	Index
$a$	Variable
$a(t)$	Zeitveränderliche Variable
$\hat{a}$	Geschätzter Wert von $a$
$\vec{a}$	Vektor
$\overleftarrow{a}$	Elemente von $\vec{a}$ in umgekehrter Reihenfolge als Vektor
$\Delta a$	Abweichung vom Sollwert
$A(f)$	Variable im Frequenzbereich, $A(f) = \mathcal{F}\{a(t)\}$
$\mathbf{A}$	Matrix
$\tilde{\mathbf{A}}$	aus Spalten von $\mathbf{A}$ in umgekehrter Reihenfolge entstandene Matrix
$\mathbf{A} = (a_{n,m})$	Elemente einer Matrix
$\mathbf{A}^{-1}$	Inverse einer Matrix
$\text{diag}\{\cdot\}$	erzeugt aus einem Vektor eine Diagonalmatrix
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$f(\cdot)$	allgemeine funktionelle Abhängigkeit
$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Fouriertransformierte
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\lambda(\cdot)$	Eigenwert einer Matrix
$\text{mod}$	modulo-Operation
$\Re\{\cdot\}$	Realteil
$\ \cdot\ $	Norm einer Matrix bzw. Betrag eines Vektors
$(\cdot)_{CH}$	kanalspezifisch
$(\cdot)^H$	Hermitesche eines Vektors oder einer Matrix
$(\cdot)_{RX}$	empfängerspezifisch
$(\cdot)^T$	Transponierte eines Vektors oder einer Matrix
$(\cdot)_{TX}$	senderspezifisch
$*$	Faltungsoperation
$A$	Amplitudenmodulation des Oszillators
$\mathbf{A}$	Überlagerungsmatrix (BSS-spezifisch)
$\vec{b}$	Überlagerungssignal (BSS-spezifisch)
$B$	Bandbreite von $z(t)$
$\mathbf{B}$	Zerlegungsmatrix (BSS-spezifisch)
$\vec{c}$	Spreizcodevektor

$C$	Konstante
$d$	Phasen- und Verstärkungsfaktor des Leckpfads
$\vec{d}$	Bitfolge vor der Spreizung
$\delta(t)$	Diracimpuls
$\vec{e}$	Bitfolgen nach der Entspreizung
$\epsilon$	Amplitudenungleichgewicht
$f$	Frequenz
$f_c$	Trägerfrequenz
$f_{samp}$	Abtastfrequenz
$f_{IF}$	Zwischenfrequenz, $f_{IF} \in \mathbb{R}_0^+$
$f_{off}$	Frequenzoffset
$f_{RF}$	Radiofrequenz, $f_{RF} \in \mathbb{R}_0^+$
$g$	logarithmische Darstellung des Amplitudenungleichgewichts, $g = 20 \log \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$
$g(t)$	Impulsformungsfilter
$G$	Leistungsdichtespektrum
<b>H</b>	Adaptationsmatrix (BSS-spezifisch)
<b>I</b>	Einheitsmatrix
$j$	Imaginäre Einheit: $j^2 = -1$
$K$	Anzahl der Nutzer in einem CDMA-System
$K_1$	erste I/Q-Fehler-Koeffiziente
$K_2$	zweite I/Q-Fehler-Koeffiziente
$L$	Anzahl der Unterträger in einem Mehrträgersystem
$\lambda$	Adaptationsschritt (BSS-spezifisch)
$m_a(t)$	Amplitudenmodulation
$m_p(t)$	Phasenmodulation
$M$	Länge eines Spreizcodes
$N$	Anzahl aktiver Unterträger in einem Mehrträgersystem
$\omega$	Kreisfrequenz, $\omega = 2\pi f$
$p(t)$	Entzerrung mit der Inversen des komplex konjugierten Kanals
$P_{1dB}$	1 dB Kompressionspunkt
$\phi$	Phasenungleichlauf
$\Phi_{xx}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Signals $x(t)$
$r(t)$	Hochfrequentes Empfangssignal in Zeitbereichsdarstellung
$s(t)$	Zeitkontinuierliches Signal
$t$	Zeit

$t_s$	Anfangszeitpunkt
$t_{samp}$	Abtastzeit
$T_b$	Bitdauer
$T_c$	Chipdauer
$T_s$	Symboldauer
$\theta$	Phasenmodulation des Oszillators
$x(t)$	I/Q-fehlerbehaftetes Signal
$y(t)$	detektiertes, kompensiertes oder entzerrtes Signal
$w(t)$	Störsignal
$z(t)$	Basisbandäquivalente des hochfrequenten Empfangssignals, bzw. Signal ohne Störung in Zeitbereichsdarstellung



# Literaturverzeichnis

- [1] *3rd Generation Partnership Project Technical Spec. 25 series (Radio Access)*. 3GPP, Dez. 2004. Ver. 6.X.X. [Online] Erhältlich: <http://3gpp.org>.
- [2] A. A. Abidi: *Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications*. IEEE J. Solid State Circuits, Bd. 30, Nr. 12, S. 1399–1410, Dez. 1995.
- [3] A. Bateman und D. M. Haines: *Direct Conversion Transceiver Design for Compact Low Cost Portable Radio Terminals*. In: *Proc. 39th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, S. 57–62, San Francisco, CA, USA, Mai 1989.
- [4] K. Baum, T. Thomas, F. Vook und V. Nangia: *Cyclic-Prefix CDMA: An Improved Transmission Method for Broadband DS-CDMA Cellular Systems*. In: *Proc. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Bd. 1, S. 183–188, Orlando, FL, USA, März 2002.
- [5] C. Boylan: *UMTS und WLAN werden einander ergänzen*. ntz, Bd. 4/2002, Nr. 04, S. 20–23, Apr. 2002.
- [6] J. Brakensiek und B. Steinke: *Digital Baseband Architecture Requirements for SDR Based Terminals*. In: *Proc. 48th Int'l Scientific Colloquium*, Illmenau, Sep. 2003.
- [7] J. Brakensiek, R. Wittmann und M. Darianian: *Software Defined Radio Technology for Multistandard Terminals*. In: *Proc. 2nd Karlsruhe Workshop on Software Radios*, S. 87–92, Karlsruhe, März 2002.
- [8] J.-F. Cardoso und B. Hvam Laheld: *Equivariant Adaptive Source Separation*. IEEE Trans. Signal Processing, Bd. 44, Nr. 12, S. 3017–3030, Dez. 1996.
- [9] J. K. Cavers und M. W. Liao: *Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers*. IEEE Trans. Vehicular Technology, Bd. 42, S. 581–588, Nov. 1993.
- [10] R. Circa, D. Pieńkowski, G. Böck und R. Wittmann: *Reconfigurable UMTS/WLAN RF Receiver*. In: *Proc. 3rd Karlsruhe Workshop on Software Radios*, S. 65–71, Karlsruhe, März 2004.
- [11] R. Circa, D. Pieńkowski, S. Jahn, G. Böck und M. Müller: *Resistive MOSFET Mixer for Mobile Direct Conversion Receivers*. In: *Post Deadline Papers Proc. Int'l Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, S. 259–263, Iguana Falls, Brasilien, Sep. 2003.
- [12] E. Coersmeier: *Frequency selective IQ Phase Imbalance Adjustment in OFDM Direct Conversion Receivers*. In: *Proc. IEEE Int'l Symposium on Consumer Electronics*, S. F107–F112, Erfurt, Sep. 2002.

- [13] E. Coersmeier, Zielinski und K.-P. E.; Wachsmann: *Software IQ sample estimation for multi-antenna systems*. In: *Proc. IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON)*, S. 175–178, Boston, MA, USA, Aug. 2003.
- [14] F. M. Colebrook: *Homodyne*. *Wireless World and Radio Review*, Bd. 13, S. 774, 1924.
- [15] A. Czylik: *Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization*. In: *Proc. 47th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Bd. 2, S. 865–869, Phoenix, AZ, USA, Mai 1997.
- [16] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar und B. Eidson: *Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems*. *IEEE Communications Mag.*, Bd. 40, Nr. 4, Apr. 2002.
- [17] M. Faulkner: *DC Offset and IM2 Removal in Direct Conversion Receivers*. *IEE Proc.-Communications*, Bd. 149, Nr. 3, S. 179–184, Juni 2002.
- [18] R. Grabau und K. Pfaff (Hrsg.): *Funkpeiltechnik*. Franckh, Stuttgart, 1989.
- [19] P. Hafezi, D. Wedge, M. Beach und M. Lawton: *Propagation Measurements at 5.2 GHz in Commercial and Domestic Environments*. In: *Proc, 8th IEEE Int'l Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, S. 509–513, Helsinki, Finnland, Sep. 1997.
- [20] S. Haykin (Hrsg.): *Blind Source Separation*, Bd. I d. Reihe *Unsupervised Adaptive Filtering*. John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2000.
- [21] S. Haykin: *Cognitive radio: brain-empowered wireless communications*. *IEEE J. Selected Areas in Communications*, Bd. 23, Nr. 2, S. 201–220, Feb. 2005.
- [22] F. Herzel, H. Erzgraber und P. Weger: *Integrated CMOS Wideband Oscillator for RF Applications*. *IEEE Electronics Lett.*, Bd. 37, Nr. 6, S. 330–331, März 2001.
- [23] W. Hess: *Digitale Filter: eine Einführung*. Teubner, Stuttgart, 1993.
- [24] *ANSI/IEEE Std 802.11, Wireless LAN MAC and PHY Specifications*. 1999 Edition, and IEEE 802.11a-1999, High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band.
- [25] F. Jondral. Schutzrecht DE 3631586 C2, Sep. 1986.
- [26] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. Schlembach, Weil der Stadt, 2001.
- [27] F. Jondral: *Parametrization - a Technique for SDR Implementation*. In: W. Tuttlebee (Hrsg.): *Software Defined Radio: Enabling Technologies*, S. 232–256, London, Großbritannien, 2002. John Wiley & Sons.
- [28] F. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio, Adaptivität durch Parametrisierung*. Schlembach, Weil der Stadt, 2002.
- [29] S. Kay: *A Fast and Accurate Single Frequency Estimator*. *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, Bd. 37, Nr. 12, S. 1987–1990, Dez. 1989.

- [30] H. Kopmann: *Breitbandige Analog/Digital-Schnittstellen: Systemanalyse und Beiträge zur digitalen Fehlerkompensations*. Shaker, Aachen, 2005.
- [31] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie*. Springer, Berlin, 1996.
- [32] P. Laferriere, D. Rahn, C. Plett und J. Rogers: *A 5 GHz Direct-Conversion Receiver with DC Offset Correction*. In: *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Bd. 4, S. IV 269–272, Vancouver, Kanada, Mai 2004.
- [33] L. Lessing (Hrsg.): *Man of High Fidelity: Edwin Howard Armstrong, A Biography*. Bantam Books, New York, NY, USA, 1969.
- [34] I. Martoyo: *Frequency Domain Equalization in CDMA Detection*, Bd. 12. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [35] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar und F. Jondral: *Low Complexity CDMA Downlink Receiver Based on Frequency Domain Equalization*. In: *Proc. 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Orlando, FL, USA, Okt. 2003.
- [36] L. Maurer: *System Design, Simulation and Specification of a UMTS Compliant RF Receiver Front-End*. Dissertation, Johannes Kepler Universität Linz, Österreich, 2001.
- [37] J. Mitola: *Software-Radio Survey, Critical Evaluation and Future Directions*. In: *Proc. National Telesystems Conference (NTC)*, S. 13/15–13/23, Washington, DC, USA, Mai 1992.
- [38] J. Mitola: *The Software Radio Architecture*. IEEE Communications Mag., Bd. 5/1995, Nr. 05, S. 26–38, Mai 1995.
- [39] J. Mitola und G. Q. Maguire: *Cognitive radio: making software radios more personal*. IEEE Personal Communications, Bd. 6, Nr. 4, S. 13–18, Aug. 1999.
- [40] M. Morelli und U. Mengali: *Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels*. IEEE Trans. Communications, Bd. 48, Nr. 9, S. 1580–1589, Sep. 2000.
- [41] R. van Nee und R. Prasad: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, Boston, MA, USA, 2000.
- [42] E. Nett, M. Mock und M. Gergeleit: *Das drahtlose Ethernet. Der IEEE 802.11 Standard: Grundlagen und Anwendung*. Addison-Wesley, München, 2001.
- [43] I. Oppermann: *Orthogonal Complex-Valued Spreading Sequences with a Wide Range of Correlation Properties*. IEEE Trans. Communications, Bd. 45, Nr. 11, S. 1379–1380, Nov. 1997.
- [44] *Open Source SCA Implementation::Embedded*. Mobile and Portable Radio Group, Virginia Tech, Blacksburg, VA, USA. [Online] Erhältlich: <http://ossie.mprg.org>.
- [45] R. Palipana und K.-S. Chung: *Blind IQ Error Compensation in a Direct Conversion Receiver for DVB-T*. In: *Proc. IEEE Int'l Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, S. 3611–3614, Kobe, Japan, Mai 2005.

- [46] M. Pätzhold: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg & Sohn, Braunschweig/Wiesbaden, 1999.
- [47] B. Picinbono: *On Circularity*. IEEE Trans. Signal Processing, Bd. 42, Nr. 12, S. 3473–3482, Dez. 1994.
- [48] D. Pieńkowski, G. Böck und R. Atukula: *Baseband-Equivalent Model of RF Impairments in an UMTS Receiver*. In: *Proc. 3rd Int'l Conference on Advanced Engineering Design (AED)*, Praha, Tschechische Republik, Juni 2003.
- [49] O. V. Popov: *Dynamic DC Offset Impact on the 802.11a Receiver Performance*. In: *Proc. 1st IEEE Int'l Conference on Circuits and Systems for Communications (ICCSC)*, S. 250–253, St. Petersburg, Russland, Juni 2002.
- [50] J. G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, NY, USA, 1995.
- [51] L. R. Rabiner und B. Gold: *Theory and application of digital signal processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1975.
- [52] B. Razavi: *Design Considerations for Direct-Conversion Receivers*. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. 44, Nr. 2, S. 428–435, Juni 1997.
- [53] B. Razavi: *RF Microelectronics*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1998.
- [54] B. Razavi: *A 5.2-GHz CMOS Receiver with 63-dB Image Rejection*. IEEE J. Solid-State Circuits, Bd. 36, Nr. 5, S. 810–815, Mai 2001.
- [55] J. H. Reed: *Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*. Prentice Hall, NJ, USA, 2002.
- [56] A.-R. Rhiemeier: *Modulares Software Defined Radio*, Bd. 9. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2004.
- [57] P. Rykaczewski, V. Blaschke und F. Jondral: *I/Q Imbalance Compensation for Software Defined Radio OFDM Based Direct Conversion Receivers*. In: *Proc. 8th IEEE Int'l OFDM Workshop (InOWo)*, S. 279–283, Hamburg, Sep. 2003.
- [58] P. Rykaczewski, J. Brakensiek und F. Jondral: *Decision Directed Methods of I/Q Imbalance Compensation in OFDM Systems*. In: *Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004.
- [59] P. Rykaczewski, J. Brakensiek und F. Jondral: *Towards an Analytical Model of I/Q Imbalance in OFDM Based Direct Conversion Receivers*. In: *Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Bd. 4, S. 1831–1835, Milano, Italien, Mai 2004.
- [60] P. Rykaczewski und F. Jondral: *Open Source SCA as a Reconfigurable Platform for WLAN and 3G*. In: *Proc. 15th Annual MPRG Symposium on Personal Wireless Communications*, Blacksburg, VA, USA, Juni 2005.
- [61] P. Rykaczewski und F. Jondral: *Impact of Dynamic DC Offset on 3G and WLAN*. In: *Proc. 16th Annual MPRG Symposium on Personal Wireless Communications*, Blacksburg, VA, USA, Juni 2006.

- [62] P. Rykaczewski, I. Martoyo, Z. Liu und F. Jondral: *Multimode Detector and I/Q Imbalance Compensator in a Software Defined Radio*. In: *Proc. IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON)*, S. 521–524, Atlanta, GA, USA, Sep. 2004.
- [63] P. Rykaczewski, D. Pieńkowski, R. Circa und B. Steinke: *Signal Path Optimization in Software Defined Radio Systems*. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Special Issue on Multifunctional RF Systems, Bd. 53, Nr. 3, S. 1056–1064, März 2005.
- [64] P. Rykaczewski, M. Valkama und M. Renfors: *Analytical Approach to I/Q Imbalance in OFDM, CDMA and MC-CDMA Based Systems*. In: *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, S. 555–558, San Diego, CA, USA, Jan. 2006.
- [65] P. Rykaczewski, M. Valkama und M. Renfors: *On the Connection of I/Q Imbalance and Channel Equalization in Direct-Conversion Transceivers*. Eingereicht bei: *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 2006.
- [66] P. Rykaczewski, M. Valkama, M. Renfors und F. Jondral: *Non-Data-Aided I/Q Imbalance Compensation Using Measured Receiver Front-End Signals*. In: *Proc. 17th Annual IEEE Int'l Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finnland, Sep. 2006.
- [67] *Software Communications Architecture Specification, JTRS-5000SCA V2.2.1*. Joint Tactical Radio System (JTRS) Joint Program Office, Apr. 2004. [Online]. Erhältlich: <http://jtrs.army.mil>.
- [68] P. J. Schreier und L. L. Scharf: *Second-Order Analysis of Improper Complex Random Vectors and Processes*. *IEEE Trans. Signal Processing*, Bd. 51, Nr. 3, S. 714–725, März 2003.
- [69] X. Shoulie und S. Rahardja: *Performance Evaluation for Quaternary DS-SSMA Communications with Complex Signature Sequences over Rayleigh-Fading Channels*. *IEEE Trans. Wireless Communications*, Bd. 4, Nr. 1, S. 266–277, Jan. 2005.
- [70] M. H. Smith: *Multi-band, Multi-mode Systems and Architectures*. In: *Future Multiband and Multimode Communications, Microwave Symposium Workshop Notes*, Philadelphia, PA, USA, Juni 2003.
- [71] I.-H. Sohn, E.-R. Jeong und Y. H. Lee: *Data-Aided Approach to I/Q Mismatch and DC Offset Compensation in Communication Receivers*. *IEEE Communications Lett.*, Bd. 6, Nr. 12, S. 547–549, Dez. 2002.
- [72] K. Tachikawa: *W-CDMA Mobile Communications Systems*. John Wiley & Sons, Chichester, Großbritannien, 2001.
- [73] A. Tarighat und A. H. Sayed: *On the Baseband Compensation of IQ Imbalances in OFDM Systems*. In: *Proc. IEEE Int'l Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Bd. 4, S. 1021–1024, Montreal, Kanada, Mai 2004.



- [74] J. Tubbax, B. Côme, L. V. der Perre, S. Donnay, M. Engels, H. D. Man und M. Moonen: *Compensation of IQ Imbalance and Phase Noise in OFDM Systems*. IEEE Trans. Wireless Communications, Bd. 4, Nr. 3, S. 872–877, Mai 2005.
- [75] J. Tubbax, B. Côme, L. Van der Perre, L. Deneire, S. Donnay und M. Engels: *Compensation of IQ imbalance in OFDM systems*. In: *Proc. IEEE Int'l Conference on Communications (ICC)*, S. 3403–3407, Anchorage, AK, USA, Mai 2003.
- [76] J. Tubbax, A. Fort, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M. Moonen und H. De Man: *Joint compensation of IQ imbalance and frequency offset in OFDM systems*. In: *Proc. Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, S. 2365–2369, San Francisco, CA, USA, Dez. 2003.
- [77] D. G. Tucker: *The history of the homodyne and synchrodyne*. J. of the British Institution of Radio Engineers, Bd. 14, Nr. 4, S. 143–154, Apr. 1954.
- [78] W. Tuttlebee (Hrsg.): *Software Defined Radio: Baseband Technology for 3G Handsets and Basestations*, Bd. 6. John Wiley & Sons, London, Großbritannien, 2004.
- [79] *Last Words*. UMTS World - News and Information about 3G mobile networks. [Online]. Erhältlich: <http://www.umtsworld.com>.
- [80] M. Valkama und M. Renfors: *A Novel Image Rejection Architecture for Quadrature Radio Receivers*. IEEE Trans. Circuits and Systems - II: Express Briefs, Bd. 51, Nr. 2, S. 61–68, Feb. 2004.
- [81] M. Valkama, M. Renfors und V. Koivunen: *Advanced Methods for I/Q Imbalance Compensation in Communication Receivers*. IEEE Trans. Signal Processing, Bd. 49, Nr. 10, S. 2335–2344, Okt. 2001.
- [82] M. Valkama, M. Renfors und V. Koivunen: *Blind I/Q Imbalance Compensation in OFDM Receivers Based on Adaptive I/Q Signal Decorrelation*. In: *Proc. IEEE Int'l Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, S. 2611–2614, Kobe, Japan, Mai 2005.
- [83] G. Wetzker: *Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-Spectrum Signalen*, Bd. 3. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 1998.
- [84] A. Wiesler: *Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunkssysteme*, Bd. 4. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2001.
- [85] A. Wiesler und F. Jondral: *A Software Radio for Second- and Third-Generation Mobile Systems*. IEEE Trans. Vehicular Technology, Bd. 51/2002, Nr. 04, S. 738–748, Juli 2002.
- [86] G. Xing, M. Shen und H. Liu: *Frequency offset and I/Q imbalance compensation for direct-conversion receivers*. IEEE Trans. Wireless Communications, Bd. 4, Nr. 2, S. 673–680, März 2005.

# Betreute Studien-, Projekt-, Bachelor- und Diplomarbeiten

- David L. Mardones: *Simulation der digitalen Datenübertragung nach dem IEEE 802.11a Standard, Diplomarbeit, 15. November 2002*
- Volker Blaschke: *Phase and Amplitude Imbalances in Baseband of a Software Defined Radio, Diplomarbeit, 9. Mai 2003*
- Marcos B. S. Tavares: *Multi-Standard Frequency and Channel Estimation Algorithms for a Multi-Mode UMTS/FDD and WLAN Terminal, Diplomarbeit, 31. Januar 2004*
- Zhenhua Liu: *I/Q Imbalance Compensation and Frequency Domain Equalization for UTRA FDD, Projektarbeit, 22. März 2004*
- Maria L. M. Delgado: *I/Q Imbalance in UMTS High Speed Downlink Shared Channels, Projektarbeit, 3. Mai 2004*
- Jose M. Alonso: *Dynamischer DC-Offset im Basisband eines SDR, Projektarbeit, 14. Januar 2005*
- Marco Cavalieri: *Implementation of the IEEE 802.11a Standard within the OSSIE Software Communications Architecture, Projektarbeit, 24. März 2005*
- Marco Zink: *Implementierung von rekonfigurierbaren Algorithmen für UMTS und WLAN auf einem DSP, Studienarbeit, 4. Juli 2005*
- Jens Elsner: *In Bezug auf I/Q-Fehler optimale orthogonale komplexe Spreizcodes für den MC-CDMA Downlink, Bachelorarbeit, 17. März 2006*
- Siegfried Kettlitz: *Estimation and Compensation of I/Q-Imbalance: Blind Statistical Methods and Wiener Filtering, Studienarbeit, 20. März 2006*





# Index

- ADC, 11, 44
- AGC, 38
- Architektur
  - heterodyne, 29, 41, 53
  - homodyne, 1, 31, 41, 44
  - hybride, 33, 37, 48
  - Low-IF, 1, 32, 37, 44
- AWGN, 68, 78
- Basisband, 6, 17
- CDMA, 12, 71
  - DSSS-, 16, 66
  - Systemauslastung von, 74
- Chiprate, 13, 25
- Cognitive Radio, 11
- CPICH, 24
- DC, *siehe* Gleichanteilkomponente
- DSP, 11, 51
- DVB-T, 20
- FDE, 16
- FE, *siehe* Frontend
- Frequenzoffset, 41
- Frontend, 2, 53, 81, 84
- Gleichanteilkomponente, 31, 38, 45, 63
  - dynamische, 46
  - statische, 45
- graceful degradation, 16
- HIPERLAN/2, 30
- HSDPA, 13, 23
- HSUPA, 23
- I/Q-Fehler, 31, 48, 97
  - Faltung, 52
  - Amplitudenungleichgewicht, 50
  - analytisches Modell von, 64
  - Messungen von, 53
  - Phasenungleichlauf, 48
- I/Q-Fehler Kompensierung, 97
  - BSS, 107
  - datengestützt, 100
  - EASI, 109
  - HD, 103
  - nicht-datengestützte, 103
  - Randbedingungen, 98
  - statistische, 105
  - Wiener-Filter, 99
- ICI, 17, 41
- IEEE 802.11a, 6, 27, 33, 101
- Interferenzen, 44
- Intermodulationsprodukte, 43
- IRR, 55, 64
- ISI, 17
- ISM-Band, 27
- JTRS, 21
- Leckeffekt, 45
- LNA, 45
- LO, 38, 40, 45
- LPF, 44

- MAC, 26  
MAI, 16  
MC-CDMA, 67, 76  
Mehrwegeausbreitung, 78  
Mindestfehler durch Verzerrung, 68, 98  
Mischer, 38, 45, 48  
Monte-Carlo-Simulationen, 114  
MPI, 16  
MSE, 82  
MUD, 16, 102  
MUI, 67, 72, 77, 78
- Nichtidealitäten, 38  
Nichtlinearitäten, 38
- OFDM, 16, 41, 65, 70  
OSSIE, 22  
OVSF, 14, 25, 71
- PAPR, 28  
Phasenrauschen, 41  
Phasenschieber, 38
- RAKE-Empfänger, 16, 102  
Rayleighprozess, 79  
Riceprozess, 79
- SCA, 20  
SDR, 2, 11  
SIR, 52  
SNDR, *siehe*  $SNR_{tot}$   
 $SNR_{tot}$ , 115  
Spiegelfrequenz, 53  
sub-gaußische Quelle, 108  
Summenorthogonalität, 65  
super-gaußische Quelle, 108  
Symbolrate, 25  
systematischer Fehler, *siehe* Mindestfehler durch Verzerrung
- UMTS, 1, 6, 22, 33, 71, 101  
UTRA, *siehe* UMTS
- VCO, 34, 38  
VGA, 44
- WLAN, 1, 33, 101
- ZF, 82

# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name	Piotr Rykaczewski
Geburtsdatum	29. Juni 1977
Geburtsort	Gdynia, Polen
Staatsangehörigkeit	polnisch

## Schulbildung

1984-1989	Szkoła Podstawowa nr 40 im. kżw. Karola Olgierda Borhardta (Grundschule), Gdynia
1989-1992	Szkoła Podstawowa nr 1 im. Marii Konopnickiej (Grundschule), Gdynia
1992-1996	III Liceum Ogólnokształcące im. Marynarki Wojennej RP / Bilingual High School No. 3 (Gymnasium), Gdynia
1993-1994	Teilnahme am erweiterten naturwissenschaftlichen Programm der Krajowy Fundusz na rzecz Dzieci (Nationale Stiftung für die Jugendlichen)

## Studium und Berufsweg

1996-1998	Politechnika Gdańska (TU Danzig), Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Grundstudium
1998-2001	Universität Karlsruhe (TH), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Hauptstudium im Rahmen des Doppeldiplomprogramms Danzig-Karlsruhe, Stipendiat der Klaus-Tschira-Stiftung
seit 2001	Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter
2005	Tampereen Teknillinen Yliopisto (TU Tampere), Forschungsaufenthalt