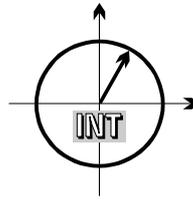


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (T.H.)*



Anne Wiesler

■ **Parameter gesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme**

■ Band 4

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

Vorwort des Herausgebers

Unter einem **Software Radio** wird ein Transceiver verstanden, dessen Funktionen so weit wie möglich als Programme auf einem Rechner ablaufen. Die zugehörige Hardware gestattet, dass auf ihr unterschiedliche Sende-/Empfangsalgorithmen, die in aller Regel Übertragungsstandards wiedergeben, implementiert werden können. Die notwendigen Routinen sind in dem in dieser Arbeit vorgestellten Ansatz so programmiert, dass die Standards über Parameterlisten geladen werden. Dieses Vorgehen ermöglicht gegebenenfalls schnell das Übertragungsverfahren wechseln zu können.

Mit den in der hier vorliegenden Dissertation *Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme* erzielten wissenschaftlichen Ergebnissen wird ein ganz wesentlicher Schritt von der Vision eines Software Radios in Richtung auf dessen Realisierung geleistet. Die Arbeit beschäftigt sich also nicht nur mit der Theorie des Software Radios, sondern auch mit Fragen seiner praktischen Implementierung. Ihre wichtigsten Beiträge zum wissenschaftlichen Fortschritt sind:

- Die Angabe einer Modulatorstruktur, auf der lineare (QPSK, QAM und $\pi/4$ -DQPSK) und nichtlineare (GMSK) Modulationsverfahren genauso wie Bandpreiztechniken (CDMA) Anwendung finden können.
- Die Entwicklung einer Encoderstruktur, die Blockcodes, Faltungscodes und Turbocodes verarbeiten kann.
- Die Darstellung der zugehörigen adaptiven Empfängerstruktur, auf der insbesondere Entzerrung, Demodulation und Decodierung durchgeführt werden.
- Der Nachweis dafür, dass der für die Decodierung turbocodierter Daten eingesetzte MAP-Decoder (UMTS) bei veränderter Parametrierung zur Entzerrung (GSM) eingesetzt werden kann.
- Grundsätzliche Überlegungen zum Interstandard-Handover.
- Die Überprüfung der theoretisch erarbeiteten Ergebnisse mit Hilfe von COS-SAP-Simulationen und unter Einbindung realistischer Modelle für den Mobilfunkkanal.

Die Arbeit stellt außerdem die wichtigsten Entwicklungen auf dem Gebiet des Software Radios, die dessen Basisbandsignalverarbeitung betreffen, zusammen und gibt einen Überblick über andere in diesem Zusammenhang wichtige Themen. Darüber hinaus werden für den Parameteransatz unabdingbare Details ausführlich beschrieben.

Karlsruhe, im Mai 2001

Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe, 2001

Druck: Druckerei Ernst Grässer, Humboldtstr. 1
76131 Karlsruhe, Tel. (0721)615050

ISSN: 1433-3821

Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Math.techn. Anne Wiesler

aus

Freiburg

Tag der mündlichen Prüfung:

7.5.2001

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe. Mein herzlicher Dank gilt dem Institutsleiter, Herrn Prof. Dr. rer. nat. F. Jon-dral, für die wertvolle Förderung und Unterstützung meiner Arbeit sowie für die Übernahme des Hauptreferats.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Wiesbeck, Leiter des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, für die Übernahme des Korreferats und sein Interesse an dieser Arbeit.

Bei der Entstehung der vorliegenden Dissertation war die Zusammenarbeit mit Herrn Dipl.-Ing. E. Kölbl von der Thales Group / Pforzheim und Herrn Dr.-Ing. Matthias Weßeling von der Siemens AG / Bocholt besonders förderlich. Für die fachlichen Gespräche und Anregungen möchte ich mich an dieser Stelle bedanken.

Allen Kollegen am Institut für Nachrichtentechnik danke ich für die vielen Diskussionen und für das gute Arbeitsklima. Mein Dank gilt besonders den Kollegen, die Teile meiner Arbeit durchgesehen und mir viele wichtige Hinweise gegeben haben. Meinem Kollegen Ralf Machauer sei herzlich gedankt für die intensive und gute Zusammenarbeit. Allen an dieser Arbeit beteiligten Diplomanden und Hilfs-wissenschaftlern, die zu dem Gelingen maßgeblich beigetragen haben, schulde ich Dank. Den Herren Reiner Linnenkohl und Uli Kaage möchte ich für die stete Hilfs-bereitschaft bei Computer-Problemen danken. Auch Herrn Dr.-Ing. Dirk Didasca-lou danke ich für die genaue und mühevollen Durchsicht der ersten Kapitel dieser Arbeit.

Unserer Graphikerin Frau A. Olbrich gebührt Dank für das schnelle und zuverlässige Erstellen von unzähligen Bildern, Vortragsfolien und Postern.

Für die gute Zusammenarbeit möchte ich mich bei unserer Sekretärin Frau G. Kun-termann bedanken.

Schließlich gilt mein besonderer Dank meinem Freund Gunther Auer, PhD, für die gewissenhafte Durchsicht der gesamten Arbeit und für seine Geduld und sein Verständnis. Meiner Mutter und Herrn Prof. Dr. Elmar Wagner danke ich für ihre persönliche Unterstützung.

Zusammenfassung

Seit den ersten Veröffentlichungen über Software Radios Anfang der 90er Jahre hat sich die Mobilfunkkommunikation stark verändert. Die Idee eines Mobilfunkgerätes, das verschiedenste Luftschnittstellen beherrscht, ist heute, kurz vor der Einführung von Mobilfunksystemen der dritten Generation, besonders aktuell. Zu den weltweit vier digitalen Systemen der zweiten Generation kommt nun die dritte Generation hinzu, die fünf Luftschnittstellen beinhaltet. Das Design-Konzept heutiger Mobilfunkgeräte ist nicht ausreichend, um überall mobil telefonieren bzw. Datenübertragung durchführen zu können und um eine Kompatibilität zwischen den Systemen der zweiten und dritten Generation zu gewährleisten. Diese Anforderungen werden aus heutiger Sicht wohl nur durch Software (Defined) Radios erfüllt werden können. Bei der Realisierung eines Software Radios für Mobilfunksysteme steht man heute aber noch am Anfang der Entwicklung.

Eine wesentliche Eigenschaft eines Software Radios ist seine Rekonfigurierbarkeit und damit die Fähigkeit, die Luftschnittstelle an die erforderliche Dienstgüte, die Übertragungssituation und an die vorhandene Netzinfrastruktur anzupassen. Die Rekonfigurierbarkeit kann erreicht werden, indem möglichst nahe an der Antenne abgetastet wird, um damit die Signale größtenteils digital verarbeiten zu können. Die komplette Basisbandverarbeitung kann dann in Software definiert und damit leicht rekonfiguriert werden. In dieser Arbeit wird hierfür als Ansatz die Parametrisierung der Basisbandfunktionen für Mobilfunksysteme realisiert. Gegenüber der Rekonfiguration durch Software-Download, hat dies unter anderem den Vorteil, dass bei einem System-Handover sehr schnell die Luftschnittstelle gewechselt werden kann. Hier werden erstmalig die Basisbandfunktionen für verschiedenste Mobilfunksysteme der zweiten und dritten Generation gemeinsam, durch einen parametrisierten Aufbau implementiert. Die Funktionen können allgemein verwendet und durch Parameter an verschiedene Mobilfunksysteme angepasst werden. Es wird dabei die Strategie verfolgt, Funktionsblöcke möglichst für eine gemeinsame Benutzung aufzubauen. Insbesondere wird eine gemeinsame Modulatorstruktur für GMSK- und PSK-Modulationen entwickelt, die auf der Linearisierung der GMSK basiert. Einen nicht unerheblichen Rechenaufwand stellen die MAP-Detektionsalgorithmen für die Turbocodierung dar, die in Systemen der dritten Generation verwendet werden. Diese werden entsprechend parametrisiert implementiert, so dass sie ebenfalls für die verkettete Entzerrung und Kanaldecodierung in Systemen der zweiten Generation verwendet werden können.

Die Vorteile der gemeinsamen Nutzung der Basisbandfunktionen liegen in der Hardware-Einsparung, die um so größer ist, je mehr verschiedene Systeme in dem Software Radio integriert werden sollen, und in der hohen Flexibilität der Luftschnittstelle, die somit auch sehr schnell rekonfiguriert werden kann. Es kann gezeigt werden, dass mit einem entsprechend parametrisierten Aufbau von UTRA die meisten für GSM oder DECT benötigten Funktionen bereits enthalten sind. Da jedes zukünftige UTRA-Mobilfunkgerät ein nahtloses System-Handover zu GSM beherrschen muss, wird dies als Beispiel für ein Handover zwischen verschiedenen Mobilfunkssystemen gewählt und gezeigt, welche Basisbandfunktionen hierfür durchzuführen sind und wie schnell die Rekonfiguration der Funktionsblöcke erfolgen muss.

Die gemeinsame, parametrisierte Implementierung von Basisbandfunktionen verschiedenster Mobilfunksysteme und die Analyse der dafür verwendeten Algorithmen liefert damit grundlegende Untersuchungen für eine Software Radio-Realisierung für Mobilfunksysteme.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Heutige und zukünftige Mobilfunksysteme	1
1.2	Software Radios	4
1.2.1	Stand der Forschung	6
1.3	Gliederung der Arbeit	8
2	Software Radio Grundlagen	10
2.1	Rekonfiguration eines Software Radios	10
2.2	Software Radio HF-Frontend	12
2.2.1	Eigenschaften von A/D-Wandlern	14
2.2.2	Gemeinsamer Empfänger	20
2.3	Abstratenanpassung	24
2.4	Zusammenfassung	27
3	Digitale Schnurlos- und Mobilfunksysteme	28
3.1	DECT	28
3.1.1	Kanalcodierung	29
3.1.2	Burststruktur	30
3.2	GSM	31
3.2.1	Kanalcodierung	34
3.2.2	Burststruktur	37
3.2.3	Erweiterungen von GSM	38
3.3	IS-54/IS-136	39
3.3.1	Kanalcodierung	41
3.4	PDC	42
3.5	IS-95/cdma2000	43

3.5.1	IS-95 Downlink	43
3.5.2	IS-95 Uplink	45
3.5.3	cdma2000	46
3.6	UTRA	48
3.6.1	UTRA-FDD Downlink	52
3.6.2	UTRA-FDD Uplink	54
3.6.3	UTRA-TDD	56
3.7	Zusammenfassung	58
4	Turbocodierung	59
4.1	Turboencodierung	59
4.1.1	Polynomdarstellung von Faltungscodes	61
4.1.2	Rekursive Systematische Faltungscodes	62
4.1.3	Trellisdiagramm	64
4.1.4	Terminierung von RSC-Codes	65
4.1.5	Interleaver	65
4.2	Turbodecodierung	66
4.2.1	Der MAP-Algorithmus	68
4.2.2	Varianten des MAP-Algorithmus und deren Implementierung	75
4.3	Zusammenfassung	80
5	Software Radio Sender	81
5.1	Gemeinsame Kanalencodierung	81
5.1.1	Zyklische Blockcodes	81
5.1.2	Parametrisierung	83
5.2	Gemeinsame Modulation	87
5.2.1	PSK-Modulationsverfahren	88
5.2.2	GMSK- und GFSK-Modulation	90
5.2.3	Linearisierung der GMSK	94

5.2.4	Parametrisierung	99
5.3	Zusammenfassung	103
6	Software Radio Empfänger	105
6.1	Gemeinsame Demodulation	105
6.2	Modellierung des Mobilfunkkanals	114
6.2.1	Kanalmodell im Empfänger	118
6.3	Gemeinsame Entzerrung und Kanaldecodierung	121
6.3.1	Kanalschätzung	123
6.3.2	Modifikation des MAP-Algorithmus für die Entzerrung . .	124
6.3.3	Rake-Empfänger	128
6.3.4	Simulationsergebnisse	131
6.4	Zusammenfassung	139
7	Diskussion des Software Radios	140
7.1	Hardware-Einsparung durch gemeinsame Module	140
7.2	System-Handover am Beispiel UTRA-GSM	144
7.2.1	Hard Handover im GSM-System	145
7.2.2	Soft Handover in UTRA-FDD	149
7.2.3	System-Handover und Compressed Mode	153
7.3	Zusammenfassung	160
A	Herleitungen zum MAP-Algorithmus	162
B	Darstellung von CPM-Signalen nach Laurent	165
C	Verwendete Mobilfunkkanalmodelle	171
C.1	Mehrwegekanalmodelle für GSM	171
C.2	Mehrwegekanalmodelle für DECT	172
C.3	Mehrwegekanalmodelle für UTRA	173

D Parameterlisten für verschiedene Übertragungsmodi	175
Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	178
Literaturverzeichnis	189
Index	202
Lebenslauf	205

1 Einleitung

In diesem einleitenden Kapitel wird zunächst aufgezeigt, warum Software Radios vor allem im Zusammenhang mit der Einführung der Mobilfunksysteme der dritten Generation (3G) eine immer wichtigere Rolle spielen. Die Motivation für Software Radios und speziell der Erarbeitung einer gemeinsamen Software für unterschiedliche Schnurlos- und Mobilfunksysteme wird herausgestellt. Der hier verwirklichte Lösungsansatz wird anhand der Gliederung der Arbeit beschrieben.

1.1 Heutige und zukünftige Mobilfunksysteme

Nachdem die analogen Mobilfunksysteme der ersten Generation, wie zum Beispiel *Total Access Communications System* (TACS) und das C-Netz in Deutschland, Anfang der 90er Jahre in Europa von dem zellularen, digitalen System GSM abgelöst wurden, ist die Anzahl der Mobilfunkteilnehmer enorm angestiegen. Das *Global System for Mobile Communications* (GSM) hat den Mobilfunkmarkt vor allem durch das erstmalig mögliche Roaming, höhere spektrale Effizienz und damit höhere Kapazitäten vorangetrieben. Entsprechende Entwicklungen gab es auch mit den digitalen Systemen *Pacific Digital Cellular* (PDC) in Japan sowie mit den *Interim Standards IS-54/IS-136* und *IS-95* in den USA. Gemeinsam haben diese Systeme der zweiten Generation (2G), dass deren Luftschnittstellen so festgelegt sind, dass auch unter ungünstigen Bedingungen noch eine Übertragung möglich ist. GSM ist zum Beispiel auf eine maximale Teilnehmergeschwindigkeit von 250 km/h und einem maximalen Zellendurchmesser von 35 km ausgelegt. Entsprechend bietet es nur Dienste wie Sprachübertragung und niederratige Datenübertragungen für zum Beispiel Kurznachrichten an. Die Schnurlosstandards, wie *Digital Enhanced Communications System* (DECT) in Europa, sind speziell für Übertragungen innerhalb von Gebäuden bzw. sehr kleinen Zellen mit geringen Teilnehmergeschwindigkeiten und damit geringen Störungen ausgelegt. Die Beschränkung des Systems auf bestimmte Szenarien und die Ausrichtung auf die daraus resultierenden schlechtesten Übertragungsbedingungen beschränkt die Flexibilität und Kapazität dieser Systeme jedoch erheblich.

In den letzten Jahren unterliegen Multimedia Anwendungen über das Festnetz wie Internet, E-Mail, Video-Konferenzen usw. ebenfalls einem starken Wachstum. Daher werden seit Anfang der 90er Jahre Mobilfunksysteme, die hochratige Datenübertragung für Multimedia-Dienste ermöglichen, unter dem Namen *Universal Mo-*

mobile Telecommunications System (UMTS) entwickelt. Die *International Telecommunications Union* (ITU) legte FDD- und TDD-Frequenzbänder für Systeme der dritten Generation (zusammengefasst unter dem Namen *International Mobile Telecommunications-2000* (IMT-2000)) fest, die weltweit benutzt werden können und daher ein globales Roaming begünstigen. Bei FDD (frequency division duplex) sind Up- und Downlink über die Frequenz getrennt, bei TDD (time division duplex) über die Zeit. TDD ist insbesondere bei bezüglich der Datenrate asymmetrischen Verbindungen sinnvoll. Ein typischer Anwendungsfall einer Verbindung mit asymmetrischen Datenraten ist das Internetsurfen. Der Anwender überträgt einige wenige Bytes, die für das Anfordern einer Web-Seite genügen, und empfängt daraufhin im Extremfall einige Megabytes Daten.

In Europa wurde Anfang 1998 die Entscheidung über die grundsätzlichen Übertragungstechniken für das terrestrische UMTS (UTRA) gefällt. Die UTRA-Luftschnittstellen UTRA-FDD und UTRA-TDD sind inzwischen auch in das IMT-2000 eingegangen. Aus den insgesamt 10 Vorschlägen aus verschiedenen Ländern wurden 5 Modi für die terrestrische Übertragung von IMT-2000 gebildet: Direct Spread (UTRA-FDD), Multi Carrier (cdma2000), Time Code (UTRA-TDD), Single Carrier (UWC-136) und Frequency Time (DECT) [71, 172]. Hierbei bauen cdma2000, UWC-136 (*Universal Wireless Communications 136*) und DECT jeweils auf schon bestehende Systeme der zweiten Generation wie IS-95, IS-136 und (dem heutigen) DECT auf. Lediglich UTRA-FDD und UTRA-TDD stellen komplett neue Luftschnittstellen dar und haben nur geringfügige Gemeinsamkeiten mit dem 2G System GSM. Mit der Inbetriebnahme der ersten UMTS- bzw. IMT-2000-Netze wird ca. 2002/2003 gerechnet. Die zukünftigen Systeme werden ein breites Angebot an Diensten in vielen verschiedenen Übertragungsumgebungen ermöglichen. Wichtig ist, dass diese Dienste außerdem unterschiedliche Anforderungen an Bitfehlerraten, Verzögerungszeiten und Arten des Datenflusses (paket- oder verbindungsorientiert, symmetrisch oder asymmetrisch) aufweisen. Für UMTS bzw. IMT-2000 wurden folgende Datenraten als Ziele festgelegt [34, 35]:

- 2,048 Mbit/s für eine stationäre Büroumgebung
- 384 kbit/s für Fußgängergeschwindigkeiten
- 144 kbit/s für hohe Geschwindigkeiten in Fahrzeugen
- 9,6 kbit/s für Satellitenübertragung

IMT-2000/UMTS wird es auch ermöglichen, über eine Verbindung mehrere Dienste gleichzeitig in Anspruch zu nehmen. Neu ist auch, dass die Dienste und deren

Übertragung sehr flexibel an verschiedenste Szenarien und Netzbelastungen angepasst werden können. Dies soll unter anderem durch eine hierarchische Zellstruktur (HCS) erreicht werden: Bild 1.1 zeigt die Aufteilung der UMTS-Zellen in kleine Picozellen für einzelne Gebäude, Microzellen für größere Gebiete wie Stadtteile und Macrozellen für ganze Landstriche. Satellitenbeams decken sogar ganze Länder ab. Die hierarchische Zellstruktur hat den Vorteil, dass durch die hohe Anzahl der Zellen eine hohe Netzkapazität erreicht wird und zudem aber unnötig viele Handover zwischen den Zellen vermieden werden, da die Zuteilung zu einer Zelle von der Geschwindigkeit des Teilnehmers abhängt. Ein Teilnehmer mit einer hohen Fahrgeschwindigkeit wird daher einer Macrozelle zugeteilt, ein Fußgänger dagegen einer Microzelle [79].

Interessant ist auch eine Vorgabe der europäischen Standardisierungsorganisation *European Telecommunications Standardization Institute* (ETSI), die besagt, dass zukünftige UMTS-Geräte sowohl UMTS als auch GSM beherrschen müssen. Dies ist vor allem deswegen sinnvoll, da UMTS-Netze eher eine Ergänzung der heutigen Netze darstellen und die mit hohem Investitionsaufwand aufgebauten GSM-Netze nicht auf einen Schlag verdrängt werden. Es ist davon auszugehen, dass UMTS-Netze zunächst nicht flächendeckend sondern in kleineren, einzeln verstreuten Gebieten mit besonders hohem Bedarf an der Übertragungen von hohen Datenraten aufgebaut werden. Verlässt ein Teilnehmer die UMTS-Abdeckung, so soll ein System-Handover zu GSM möglich sein.

Es werden inzwischen auch Weiterentwicklungen von GSM als 2.5G Systeme vorangetrieben [129]: *High Speed Circuit Switched Data* (HSCSD), *General Packet Radio Service* (GPRS) und *Enhanced Data Rates for GSM Evolution* (EDGE). Diese Techniken benutzen andere Codierungsverfahren, Bündelungen mehrerer Zeit-

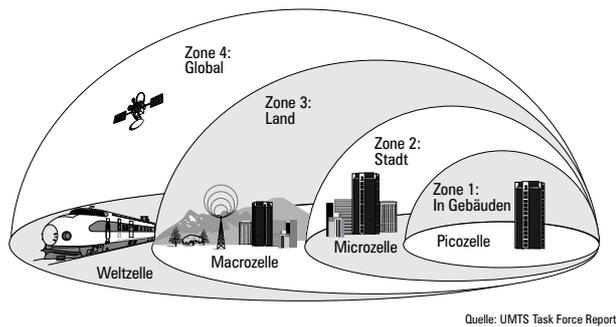


Bild 1.1 Hierarchische Zellstruktur von UMTS

schlitze oder eine mehrwertige Modulationsart, um mit der Luftschnittstelle von GSM höhere Datenraten bis maximal 384 kbit/s übertragen zu können. Diese Weiterentwicklungen werden etwas früher als UMTS/IMT-2000 auf den Markt kommen.

Das Ziel einer gemeinsamen weltweiten Luftschnittstelle konnte mit der Einführung fünf verschiedener Modi nicht erreicht werden. Weder wird jede der 2G- noch jede der IMT-2000-Luftschnittstellen überall auf der Welt von allen Netzbetreibern angeboten werden. Trotzdem wäre ein globales Roaming möglich, wenn wenigstens die Mobilfunkgeräte alle diese Übertragungstechniken beherrschen und sich damit überall in ein bestehendes Mobilfunknetz einwählen könnten. Die Vision für zukünftige Mobilfunktechnik ist, dass dem Kunden mit Hilfe eines einzigen Mobilfunkgerätes jederzeit, an jedem Ort jeder Service, von Sprach- bis Video- oder Internetdaten-Übertragung, zur Verfügung steht.

1.2 Software Radios

Aufgrund der im vorigen Abschnitt geschilderten Entwicklungen im Mobilfunkbereich wird es bald nicht mehr ausreichen, dass ein Mobilfunkgerät nur einen einzigen Standard beherrscht. Bei den Anforderungen an einen solchen Transceiver unterscheidet man zwischen einem [70]

- **Multi-Band Radio:** Das Gerät muss über einen größeren Frequenzbereich einsetzbar sein. Dieser Bereich liegt im digitalen Mobilfunk- und Schnurlos-telefon-Bereich weltweit zwischen 800 MHz und 2200 MHz.
- **Multi-Mode Radio:** Verschiedene Verbindungs- und Netzprotokolle werden auf der Basis einer leistungsfähigen, softwarekonfigurierbaren digitalen Signal- und Kontroll-Prozessor-Plattform realisiert.
- **Multi-Function Radio:** Multimedia-Anwendungen (Sprach-, Daten, Fax- und Videoübertragung) werden unterstützt.

Erste Schritte in diese Richtung stellen im zivilen Bereich Dualband-Geräte dar, die eine Verbindung in D- und E-Netzen (also im 900 und 1800 MHz Bereich) aufbauen können. Um eine Verwendung sowohl in den europäischen GSM-Netzen als auch in den amerikanischen GSM-Netzen im 1900 MHz Bereich zu ermöglichen, gibt es inzwischen auch schon Triband-Geräte. Da hier die Luftschnittstelle aber außer den belegten Frequenzbändern gleich ist, ist die Flexibilität solcher Geräte recht gering. Es gibt zudem Dualmode-Geräte für DECT und GSM. Diese bestehen

aus zwei einzelnen Geräten in einem Gehäuse (die so genannte „Velcro Lösung“), was bei zwei zu beherrschenden Standards eine akzeptable Lösung darstellt. Im Fall eines 3G Gerätes, das sehr viele verschiedene Luftschnittstellen beinhalten muss, wäre eine solche (pragmatische) Lösung aber aufgrund der Größe und des Energieverbrauchs unakzeptabel.

Eine elegantere Lösung stellt daher ein Software Radio dar, das 1992 von Mitola allgemein wie folgt definiert wurde [114, 116]:

- Die Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler (A/D- und D/A-Wandler) liegen so nah an der Antenne wie möglich.
- Verschiedene Standards werden durch Software auf derselben Hardware verarbeitet.
- Die Transceiver Funktionen werden als Software-Module auf digitalen Prozessoren wie Digitale Signal Prozessoren (DSPs) oder Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) implementiert und durchgeführt.

Die Transceiver Funktionen sind somit flexibel und rekonfigurierbar. Diese Flexibilität hat nicht nur den Vorteil des globalen Roamings, sondern bietet auch die Möglichkeit einer Anpassung an neue Standards und Entwicklungen der Übertragungstechnik: Für die Netzbetreiber wird die Erweiterung von Standards wesentlich einfacher, da sich die im Einsatz befindlichen Software Radios umprogrammieren lassen. Damit wäre zum Beispiel die Einführung des Half-Rate Codecs in den GSM-Netzen wesentlich vereinfacht worden. Auch eine Fehlerkorrektur in der Software ist so möglich. Weiterhin macht ein Software Radio die Anpassung der Luftschnittstelle an die jeweilige Übertragungssituation und an den gewünschten Service leicht: Das Software Radio kann sich aus den angebotenen Netzen die geeignetste und günstigste Übertragung aussuchen.

Bei der Entwicklung von Software Radios unterscheidet man verschiedene Entwicklungsstufen [117]. Kriterien sind dabei:

- Die Anzahl der Luftschnittstellen, die unterstützt werden,
- an welcher Stelle im Empfangs- und Sendezweig mit welcher Bandbreite digitalisiert wird und ab welcher Stelle damit der Transceiver konfigurierbar ist,
- wie flexibel und reprogrammierbar die verwendete Hardware ist, und

- wie flexibel die Software ist, d.h. ob sie unterschiedliche Luftschnittstellen unterstützt und ob sie auf unterschiedlichen Hardware Plattformen lauffähig ist.

Zum Beispiel wird von einem Software Defined Radio oder Programmable Digital Radio gesprochen, wenn die Funktionen zwar in Software definiert sind, das Radio aber keinen Breitband-A/D-Wandler besitzt [110, 150]. Das Software Defined Radio digitalisiert also nicht die gesamte in Frage kommende Bandbreite und filtert dann erst im Digitalbereich das gewünschte Frequenzband heraus, sondern die Eingangsbandbreite wird im analogen Bereich reduziert. Durch diese Vorgehensweise werden die sonst extrem hohen Anforderungen an den A/D-Wandler vermieden. Da in dieser Arbeit der Schwerpunkt bei der Basisbandverarbeitung liegt, wird hier nicht streng zwischen einem Software Radio und einem Software Defined Radio unterschieden.

1.2.1 Stand der Forschung

Mehrere Projekte in den USA und Europa arbeiten an der Entwicklung von Software Radios. Das amerikanische *Open Architecture Modular Multifunktional Information Transfer System* (MMITS) Forum (inzwischen umbenannt zu *Software Defined Radio* (SDR) Forum) ist eine Industrie-Verbindung, die sich mit der Entwicklung und Förderung einer offenen, einheitlichen Architektur für softwaredefinierte Transceiver beschäftigt [33]. Das Forum entstand ursprünglich aus dem SpeakEasy Programm des amerikanischen Verteidigungsministeriums. SpeakEasy wird als das erste Software Radio bezeichnet, welches allerdings allein für den militärischen Bereich entwickelt wurde [100]. Das europäische Projekt *Flexible Integrated Radio System Technology* (FIRST) hat das Ziel, eine Software Radio Architektur speziell für die GSM-, DECT- und UTRA- Luftschnittstellen zu entwickeln. Ein Schwerpunkt liegt hierbei nicht nur bei der digitalen Basisbandverarbeitung, sondern auch bei der Entwicklung eines flexiblen HF-Frontends [24, 88, 89, 97]. In dem ACTS-Projekt *Software Radio Technologies* (SORT) werden die Hauptziele Software-Portabilität und Hardware-Rekonfigurierbarkeit für UMTS verfolgt [67]. Einen guten Überblick über Projekte in diesem Zusammenhang gibt [151]. Es ist damit zu rechnen, dass UMTS-Geräte eine erste Generation von Software Radios sein werden [104]. Handover zwischen verschiedenen Systemen sowie das Anbieten von sehr vielen verschiedenen Diensten mit unterschiedlichsten Qualitätsanforderungen benötigt natürlich auch einen erhöhten Signalisierungsaufwand. Arbeiten, die sich mit Protokollen für Software Radios beschäftigen finden sich in [119, 141].

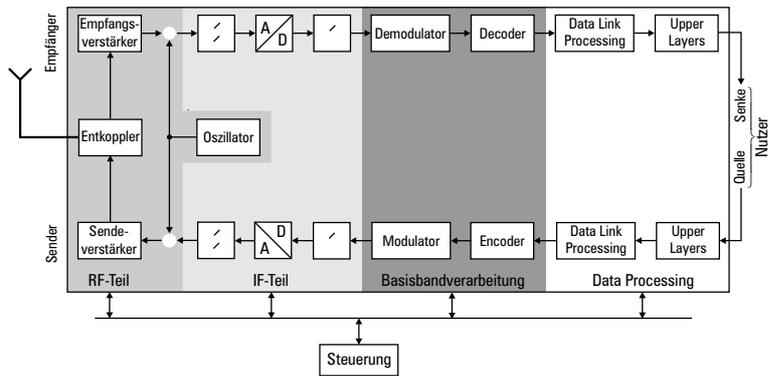


Bild 1.2 Funktionseinheiten eines Software Radios

Eine sehr visionäre Beschreibung davon, was Mobilfunkgeräte in Zukunft leisten können, hat Mitola in [115, 118] gegeben. Ein so genanntes Cognitive Radio beherrscht nicht nur verschiedene Standards, es kann z.B. auch Informationen über das zu erwartende Datenaufkommen, ableitbar durch Erfahrungswerte und intelligentes Erfassen des Teilnehmerverhaltens, an das Netz weiterleiten. Cognitive Radios funktionieren auf der Basis einer Radio Knowledge Representation Language (RKRL).

Der schematische Aufbau eines Software Radios ist in Bild 1.2 dargestellt. Es besteht, wie andere Transceiver auch, aus einem RF- und IF-Teil, der Basisbandverarbeitung und der Datenverarbeitung. Der Unterschied zu einem gewöhnlichen Mobilfunkgerät besteht in der Steuerung aller Funktionseinheiten. Die meisten aus der Literatur bekannten Arbeiten über Software Radios beschäftigen sich mit der Realisierung eines flexiblen HF-Frontends und der dafür verwendeten A/D-Wandler, also die in Bild 1.2 hellgrau unterlegten Blöcke des RF- und IF-Teils, z.B. [66, 73, 89, 91]. Eine Zusammenfassung und Diskussion dieser Arbeiten wird als Grundlage in Abschnitt 2.2 gegeben. Ein weiteres Thema in der Literatur ist die speziell für Software Radios geeignete, rekonfigurierbare Hardware [17, 33, 38, 107, 160]. Nur wenige Arbeiten beschäftigen sich direkt mit der Basisbandverarbeitungs-Software für Software Radios [39, 97, 134, 144]. Diese Arbeiten beschäftigen sich hauptsächlich mit der digitalen Signalverarbeitung direkt nach der Abtastung, also zum Beispiel mit der Ratenanpassung oder der Synchronisation. Auf **gemeinsame** Modulatoren, Entzerrer oder Kanaldecoder wird nicht oder nur sehr oberflächlich eingegangen. Bei der Entwicklung einer gemeinsamen Software für verschiedene Mobilfunkgeräte muss einerseits berücksichtigt werden, dass die Software auch für zukünftige

Systeme verwendbar ist und andererseits sollte sie so gestaltet sein, dass durch die gemeinsame Implementierung eine erhebliche Hardware Ersparnis erreicht wird. Dies wurde mit dem Ansatz der Parametrisierung in dieser Arbeit erreicht. Es kann außerdem gezeigt werden, dass durch diese Art der Implementierung auch System-Handover durchgeführt werden können, was viele andere Software Radio Lösungen nicht ermöglichen.

1.3 Gliederung der Arbeit

Zunächst wird in Kapitel 2 diskutiert, warum die Lösung der parametrisierten Software zur Konfigurierbarkeit von Software Radios im Vergleich zu anderen Lösungen vorzuziehen ist. Danach werden als Grundlagen eines Software Radios die wichtigsten Aspekte eines gemeinsamen HF-Frontends, der A/D-Wandlung und der Ratenanpassung, die bei einer festen Abtastrate notwendig ist, erläutert. Es werden Beispiele gegeben, welche Empfänger, die zwar nicht dem idealen Software Radio Empfänger entsprechen, aber trotzdem flexibler als herkömmliche Empfänger sind, heute schon für verschiedene Mobilfunksysteme realisierbar sind.

Für die Entwicklung einer gemeinsamen Software für verschiedene Systeme ist die Analyse der Luftschnittstellen der einzubeziehenden Standards unabdingbar. In Kapitel 3 werden daher die wichtigsten 2G und 3G Systeme beschrieben.

Eine Besonderheit der 3G Systeme ist, dass bei der Datenübertragung z.B. von hoch komprimierten Bildern eine Bitfehlerrate von mindestens 10^{-6} benötigt wird. Dies wird in einigen IMT-2000 Modi durch das hocheffektive Kanalcodierungsverfahren der Turbocodierung erreicht. Die erste Veröffentlichung über Turbocodierung ist aus dem Jahr 1993 [26], es ist also ein recht neues Verfahren. Es ergibt zwar sehr gute Kanalcodierungsgewinne, ist aber auch relativ rechenintensiv. Es wurde daher besonders darauf geachtet, die Turbocodierungs-Algorithmen durch Parametrisierung auch für andere Systeme verwendbar zu machen. In Kapitel 4 wird die Turbocodierung genauer erklärt.

In Kapitel 5 werden die allgemeinen Sender-Funktionen wie Kanalencodierung, Burstaufbau und Modulation und ihre Parametrisierung beschrieben. Für den Aufbau eines gemeinsamen, linearen I/Q-Modulators wurde die linearisierte GMSK verwendet, die hier genauer erläutert wird.

Die gemeinsamen Empfänger-Funktionen wie Entzerrung, Demodulation und Kanaldecodierung werden in Kapitel 6 behandelt. Es wird aufgezeigt, wie auch hier eine möglichst gemeinsame Nutzung von Algorithmen für verschiedene Standards realisiert werden kann. Simulationsergebnisse unterstreichen, dass die gemeinsam

verwendeten Algorithmen gegenüber speziellen Lösungen keine Verluste bezüglich der Bitfehlerraten bedeuten.

Die durch den parametrisierten Ansatz erzielte Hardware-Ersparnis wird in Kapitel 7 abgeschätzt. Es wird außerdem gezeigt, wie ein System-Handover mit diesem Software Radio, das zwar konfigurierbar ist, aber nur Signale von einem System zur selben Zeit empfangen bzw. senden kann, durchzuführen ist. Wie schnell dafür die Luftschnittstelle gewechselt werden können muss, wird dabei an dem wichtigen Beispiel eines System-Handovers zwischen GSM und UTRA aufgezeigt.

2 Software Radio Grundlagen

Der in dieser Arbeit realisierte Software Radio Ansatz der Parametrisierung der Basisbandsoftware wird anhand eines Vergleichs mit anderen Lösungsansätzen diskutiert. Desweiteren wird aufgezeigt, inwieweit ein gemeinsames HF-Frontend für verschiedene Mobilfunksysteme mit heutiger Technik schon zu realisieren ist.

2.1 Rekonfiguration eines Software Radios

Es gibt verschiedene Ansätze für die Rekonfiguration eines Software Radios [28, 33, 39, 127, 144]. Sehr ineffizient ist die Implementierung der einzelnen Systeme parallel, z.B. auf mehreren DSPs. Denkbar ist zum Beispiel das Laden neuer Software (Software-Download) über Funk oder über Smartcards. Das Laden über Funk hat den Vorteil, dass es relativ unabhängig vom Benutzer geschehen kann. Es hat aber auch folgende Nachteile: Es muss für diese Übertragung eine einheitliche Luftschnittstelle (in [150] network access and connectivity channel (NACCH) genannt) definiert werden, die überall in jedem Netz zum Software-Download verwendet wird, da erst nach dem Herunterladen die spezielle Luftschnittstelle des Mobilfunknetzes verwendet werden kann. Fehlerfreiheit kann bei der Funkübertragung auch bei einer sehr aufwendigen Kanalcodierung und Fehlerkorrektur im Empfänger nicht garantiert werden, sondern höchstens durch mehrmalige teilweise Übertragung (also durch Automatic Repeat Request (ARQ) verbunden mit einer sehr starken Kanalcodierung zur Fehlererkennung). Dies führt natürlich zu erheblichen Verzögerungen, so dass das Laden der stark kanalcodierten Software relativ lange dauert. Das schnelle Wechseln der Luftschnittstelle, z.B. für ein nahtloses Systemhandover, wie es zwischen GSM und UMTS verlangt wird, ist so nicht möglich. Im Falle der Smartcards, welche eine Erweiterung der Subscriber Identification Module-Karten (SIM-Karten) darstellen, die in heutigen Mobilfunksystemen unter anderem zur Teilnehmeridentifizierung verwendet werden, müssen diese einen großen Speicher für die zu ladende Software enthalten. Das Verwenden einer Smartcard verhindert zwar, dass Fehler beim Software-Download entstehen und dass, wie beim Download durch Funkübertragung, wertvolle Frequenzressourcen belegt werden, ist aber auch nicht schnell genug für ein System Handover. Der Kunde muss außerdem eigenhändig die Luftschnittstelle durch das Laden der zugehörigen Smartcard auswählen. Der Software-Download ist daher eher für militärische Anwendungen geeignet, bei der vor einem Einsatz eine Software geladen

wird und kein Systemhandover notwendig ist.

Es gibt drei verschiedene Möglichkeiten, ein Software Radio zu entwickeln [28]:

- 1.) Es wird eine einzige Hardware Plattform standardisiert, für die eine entsprechende Software entwickelt wird. Es gibt dann nur noch einen Programmcode für einen Standard, der auf jedem Gerät lauffähig ist. Software-Download ist damit sehr einfach. Nachteilig ist hier, dass Gerätehersteller ihre eigenen Algorithmen- und Hardware-Entwicklungen nur noch schwer einbringen können.
- 2.) Ein Compiler erzeugt aus einem generischen Code (z.B. in Java) einen lauffähigen Programmcode für eine spezielle Hardware. Damit ist es möglich über Software-Download von generischem Programmcode, diesen auf verschiedenen Plattformen zu implementieren. Hier kann zwar jeder Gerätehersteller seine eigene Hardware Plattform entwickeln und einsetzen, verschiedene Algorithmen, die empfängerseitig in Standards nicht festgelegt sind, können aber auch hier nicht eingebracht werden. Außerdem ist ein DSP-Code, der durch Compilierung eines Codes in einer höheren Sprache erzeugt wurde, immer um einiges ineffizienter als direkt programmierter, „von Hand optimierter“ DSP-Code. Gerade bei Echtzeitfunktionen kann diese Vorgehensweise eine enorm hohe Rechenleistung bedeuten, der bei einer auf die Hardware angepassten Software weitaus geringer ausfallen würde.
- 3.) Jeder Gerätehersteller entwickelt eine spezielle Software für eine spezielle Hardware Plattform. Damit bleibt der Wettbewerb zwischen den Geräteherstellern erhalten, was vor allem bei zivilen Anwendungen, bei denen der Wettbewerb verschiedener Hersteller eine größere Rolle spielt, von Vorteil ist. Man umgeht somit auch das Problem, dass bei jedem Luftschnittstellenwechsel ein Software-Download durchgeführt werden muss, System-Handover sind also möglich. Ein Software-Download wird hier nur für Fehlerbehebungen und zum Updaten von Standards verwendet und kann z.B. von den Geräteherstellern durchgeführt werden. Diese Lösung ist aus den genannten Gründen vorzuziehen. Effizient wird diese Implementierung aber erst, wenn die Software gemeinsam für verschiedene Systeme verwendet werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde entsprechend Lösung 3.) eine Software für die Basisbandverarbeitung entwickelt, bei der die einzelnen Module parametrisiert aufgebaut und diese damit für verschiedene Standards verwendbar sind. Die Software wurde unter Benutzung des Simulationstools COSSAP (Communication System

Simulation and Analysis Package) erstellt. Die Standards können somit durch verschiedene Parameterlisten und dieselbe Software realisiert werden. Dieser Ansatz hat zunächst den Vorteil, dass das Software Radio zu Anfang einfach die entsprechenden Frequenzbereiche nach Broadcast Kanälen abhören kann, um das vorhandene Angebot der Netzanbieter herauszufinden. Ein Software-Download ist also beim Einwählen in ein anderes System nicht notwendig. Da das Wechseln der Luftschnittstelle nur ein Verändern der Trägerfrequenz und der Parameter der Basisbandverarbeitung bedeutet und damit sehr schnell durchführbar ist, ist auch ein Systemhandover mit diesem Ansatz möglich. In Kapitel 1 ist in Bild 1.2 ein Software Radio dargestellt. Es unterscheidet sich von einem gewöhnlichen Transceiver durch die parametergesteuerte flexible Funktionalität der einzelnen Module wie Kanalencodierung oder Modulation.

Da hier die Software fest installiert ist und nur Parameter geändert werden können, ist die Flexibilität natürlich eingeschränkt. Bei einer guten Strukturierung der Software Module ist aber eine Erweiterung zu Systemen späterer Generation bis zu einem gewissen Grad möglich. Durch die genaue Analyse der einzubindenden Systeme lässt sich außerdem die benötigte Hardware genau abschätzen, was bei einem Software Radio mit Download-Lösung von vorneherein nicht möglich ist. Durch die Verwendbarkeit von Empfangs- und Sendefunktionen wie Kanalcodierung und Modulation, lässt sich der Hardware-Aufwand erheblich reduzieren gegenüber der schon erwähnten Velcro-Lösung, die eine parallele Implementierung der Standards beinhaltet. Neben dem Beweis, dass eine Hardware-reduzierende, gemeinsame Software-Implementierung verschiedener Standards möglich ist, wird in dieser Arbeit auch aufgezeigt, dass es ausreicht, immer nur einen Standard zu einer Zeit empfangen zu können, auch wenn ein nahtloses Systemhandover durchgeführt werden soll. Nicht nur eine gemeinsame Software für die Basisbandverarbeitung, auch ein einziges HF-Frontend für verschiedene Signal-Typen ist mit heutiger Technik schon realisierbar, dies wird im nächsten Abschnitt diskutiert.

2.2 Software Radio HF-Frontend

Neben der gemeinsamen Implementierung der Basisbandfunktionen unterschiedlichster Mobilfunksysteme, muss ein Software Radio auch ein gemeinsames HF-Frontend besitzen. Die Ansätze aus der Literatur für eine kostengünstige, energiesparende Lösung sollen hier vorgestellt werden. Betrachtet man die verschiedenen Frequenzbänder der zivilen, digitalen Mobilfunk- und Schnurlossysteme in Bild 2.1, so erkennt man, dass diese sich alle im Bereich zwischen 800 MHz und 2,2 GHz befinden. Ein Software Radio für Mobilfunksysteme der 2. und 3. Ge-

neration muss also nur dieses Teilband aus dem UHF-Bereich abdecken, was den Realisierungsaufwand natürlich stark vereinfacht. Trotzdem ist der ideale Ansatz eines Software Radios, wie er von Mitola in [114] postuliert wurde auch mit dieser Einschränkung heute noch nicht möglich: Damit der Empfangszweig eines Software Radios möglichst flexibel ist, lautet das Prinzip, die A/D-Wandlung so nah wie möglich an der Antenne zu platzieren, um fast alle Funktionen digital durchführen zu können. Da die unterschiedlichsten Bandbreiten empfangen werden sollen, müssten sonst entweder sehr unterschiedliche analoge Filter parallel im Empfangszweig implementiert oder sehr aufwendige, variable analoge Filter verwendet werden. Analoge Filter haben einen sehr hohen Platz- und Energieverbrauch im Gegensatz zu digitalen Filtern, und die Implementierung vieler verschiedener Empfangsfilter sollte daher möglichst vermieden werden. Allerdings ermöglicht die analoge Bandpassfilterung des Eingangssignals auf die benötigte Bandbreite eine starke Reduzierung der Abtastrate bei der darauffolgenden A/D-Wandlung [78].

Der ideale Software Radio Empfänger ist in Bild 2.2 dargestellt. Das RF-Signal wird direkt nach einer analogen Bandpassfilterung und Verstärkung ohne Mischzwischenstufe abgetastet. Das Mischen in das Basisband und die Unterdrückung von Nachbarkanälen kann dann digital und somit sehr flexibel erfolgen. Allerdings ist dieser Empfänger mit heutigen A/D-Wandlern nicht realisierbar [156].

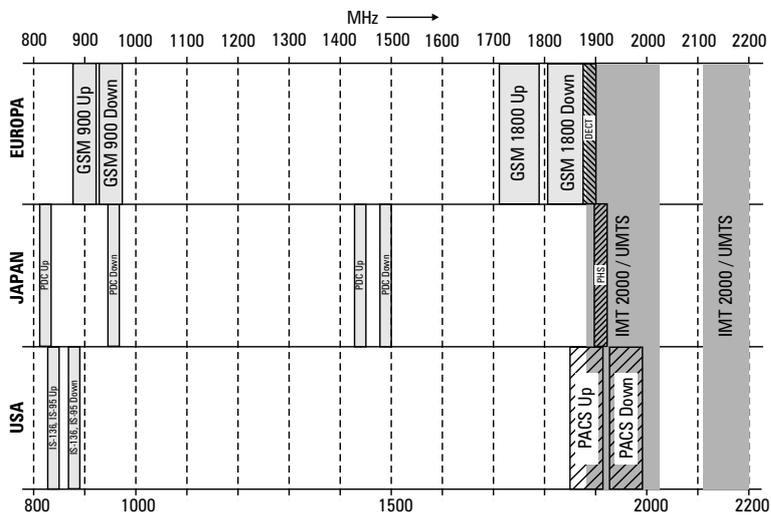


Bild 2.1 Frequenzzuweisung der betrachteten Standards

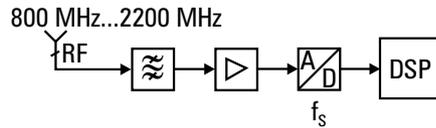


Bild 2.2 Idealer Empfänger eines Software Radios

Da die Anforderungen an die Abtastrate, den Dynamikbereich und den Aperturjitter viel zu hoch sind, wird dieser Ansatz aufgrund des hohen Energieverbrauchs für Mobilfunkgeräte auch nicht in absehbarer Zeit wirklich realistisch sein [92]. Der A/D-Wandler ist also eine sehr kritische Komponente eines Software Radio-Empfangszweiges, daher soll hier etwas näher darauf eingegangen werden. Anzumerken ist, dass nicht nur die A/D-Wandlung sondern auch die darauffolgende digitale Verarbeitung eines idealen Software Radio Empfängers mit der extrem hohen Abtastrate heute nicht realisierbar ist.

2.2.1 Eigenschaften von A/D-Wandlern

Um die Störungen, die bei der A/D-Wandlung entstehen, zu untersuchen, wird zunächst von einer idealen A/D-Wandlung ausgegangen, d.h. es wird zunächst nur das Quantisierungsrauschen als Störquelle berücksichtigt. Das Quantisierungsrauschen entsteht durch den Fehler

$$e_m = Q[x_m] - x_m, \quad (2.1)$$

der bei der Quantisierung ($Q[\cdot]$) der Abtastwerte des Eingangssignals x_m erzeugt wird. Ist $U_{pp} = 2U_{max}$ die peak-to-peak Spannung, die am A/D-Wandler anliegt, und b die Anzahl der Quantisierungsbits, so ist bei einer linearen Quantisierung die Höhe der Quantisierungsstufe

$$\Delta = \frac{U_{pp}}{2^b - 1}. \quad (2.2)$$

Mit der Voraussetzung, dass das Eingangssignal nur Werte zwischen $-U_{max}$ und $+U_{max}$ annimmt, gilt für den Quantisierungsfehler $|e_m| \leq \Delta/2$. Folgende Modellannahmen für das Quantisierungsrauschen werden üblicherweise getroffen:

- Der Quantisierungsfehler e_m ist ein Pfad eines diskreten, weißen, mittelwertfreien gleichverteilten Rauschprozesses E_m [77].
- Der Rauschprozess E_m ist unkorreliert zu dem Eingangssignal x_m .

Aufgrund der Gleichverteilung und der Mittelwertfreiheit ergibt sich für die mittlere Leistung des Quantisierungsrauschens

$$\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{U_{PP}^2}{(2^b - 1)^2 \cdot 12} \approx \frac{U_{PP}^2}{2^{2b} \cdot 12}. \quad (2.3)$$

Das Leistungsdichtespektrum (LDS) des Quantisierungsrauschens ist

$$\Phi_{EE}(f) = \frac{\Delta^2}{12f_s}, \quad |f| \leq \frac{f_s}{2}, \quad (2.4)$$

wobei f_s die Abtastfrequenz darstellt. Das Verhältnis von Signalleistung zu Quantisierungsrauschen ist

$$\text{SNR}_Q / \text{dB} = 10 \log \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) \quad (2.5)$$

$$\approx 10 \log \left(\frac{\sigma_x^2}{U_{PP}^2} \right) + 10,8 + 6,02 \cdot b. \quad (2.6)$$

Das SNR_Q lässt sich also mit jedem weiteren Bit bei der Darstellung der Quantisierungsstufen um ca. 6 dB erhöhen. Da die mittlere Leistung des Quantisierungsrauschens in dem Frequenzbereich $|f| \leq f_s/2$ nicht von der Abtastrate abhängt, lässt sich auch durch eine Überabtastung des Eingangssignals und einer nachfolgenden Filterung ein SNR_Q -Gewinn erzielen. Bei einer Überabtastung wird das Eingangssignal $x(t)$, das zunächst als Tiefpasssignal betrachtet wird und die maximale Frequenz f_{\max} besitzt, mit einer Abtastrate $f_s \gg 2f_{\max}$ abgetastet. Die Überabtastungsrate (oversampling ratio) $\text{OSR} = f_s / (2f_{\max})$ zeigt an, inwieweit die minimale Abtastrate, bei der das Abtasttheorem noch eingehalten wird, auch Nyquistrate genannt, überschritten wird. Da das LDS des Quantisierungsrauschens sich nun über eine sehr viel größere Bandbreite bei gleichbleibender mittlerer Leistung erstreckt, ist die Rauschleistung, die das Eingangssignal überlagert, kleiner als wenn die Nyquistrate $f_s = 2f_{\max}$ verwendet würde. Geht man von einer idealen Tiefpassfilterung nach dem A/D-Wandler aus, so ergibt sich das resultierende SNR_Q nach dieser Filterung zu

$$\text{SNR}_Q / \text{dB} = 10 \log \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) + 10 \log \text{OSR}. \quad (2.7)$$

Durch eine Verdoppelung der Abtastrate ergibt sich also ein Gewinn von ca. 3 dB. Ein weiterer Vorteil der Überabtastung ist, dass die Anforderungen an die Anti-Aliasing-Filter vor dem A/D-Wandler geringer werden [47]. Ein Nachteil liegt natürlich in der höheren Datenrate, die nach der A/D-Wandlung verarbeitet werden

muss. Bei einer Überabtastung wird daher spätestens nach einer ersten Filterung eine Abtastratenreduzierung durchgeführt (siehe Abschnitt 2.3).

Ein wichtiges Gütemaß eines A/D-Wandlers ist sein Dynamikbereich. Der Dynamikbereich gibt an, für welche Eingangsamplituden der A/D-Wandler ein positives SNR_Q (in dB) produziert. Er ist definiert als das Verhältnis der Signalleistung P_{opt} eines sinusförmigen Signals, bei der sich das beste SNR_Q ergibt, dividiert durch die minimale Signalleistung $P_{\text{min,ein}}$ eines sinusförmigen Signals, bei der das SNR_Q gerade 0 dB ist. Das maximale SNR_Q ergibt sich, wenn das Sinus-Signal die maximale Amplitude U_{max} und damit die Leistung $U_{\text{pp}}^2/8$ aufweist. Damit ergibt sich der Dynamikbereich zu [76]

$$D_{\text{digital/dB}} = 10 \log \frac{P_{\text{opt}}}{P_{\text{min,ein}}} \approx 10 \log \left(\frac{U_{\text{pp}}^2}{8} \cdot \frac{2^{2b} 12 \text{ OSR}}{U_{\text{pp}}^2} \right) \quad (2.8)$$

$$\approx 1,76 + 6,02b + 10 \log \text{OSR}. \quad (2.9)$$

Dies entspricht dem maximalen SNR_Q , das mit einem konventionellen A/D-Wandler, wie zum Beispiel dem Parallelumsetzer, innerhalb der Kanalbandbreite erreicht werden kann. Allerdings entstehen in realen A/D-Wandlern nicht nur Quantisierungsfehler sondern vor allem auch Fehler durch

- Aperturjitter,
- thermisches Rauschen erzeugt durch Bauteile,
- Komparatorunschärfe und
- Intermodulationen durch nichtlineare Eigenschaften.

Die Jitterfehler hängen von den maximal auftretenden Frequenzen im Eingangssignal ab und schränken somit den Frequenzbereich des Eingangssignals ein. Eine Abschätzung der Rauschleistung, die durch Jitterfehler erzeugt wird ist [155]:

$$\sigma_j^2 = \left(\frac{2\pi f_{\text{max}} U_{\text{max}} \tau_a}{2} \right)^2 \quad (2.10)$$

mit der Standardabweichung des Abtastzeitpunktes τ_a , genannt Aperturjitter. Weitere Abschätzungen der Rauschleistungen erzeugt durch die anderen Fehlerquellen finden sich in [155]. Wird bei einem realen A/D-Wandler das resultierende SNR gemessen, so ergibt sich statt der theoretischen (nominalen) Auflösung die effektive Auflösung

$$b_{\text{eff}} = (\text{SNR}/_{\text{dB}} - 1,76 - 10 \log \text{OSR})/6,02. \quad (2.11)$$

Die effektive Auflösung ist bei den heute verfügbaren A/D-Wandlern aufgrund der oben aufgeführten Fehlerquellen im Durchschnitt um 1,5 Bit schlechter als die nominale Auflösung nach (2.7) bei einer festen Abtastrate [156]. Ein weiteres Gütekriterium für A/D-Wandler ist die Leistungsaufnahme, die bei sehr hohen Auflösungen und Geschwindigkeiten sehr hoch liegen kann und damit die Verwendung dieser Wandler in Mobilfunkgeräten unakzeptabel macht. Weiterhin wird auch der störungsfreie Dynamikbereich (Spurious-free Dynamic Range, SFDR) aufgeführt [161], der angibt, inwieweit bei einer Überabtastung starke Störsignale im Frequenzbereich des Eingangssignals detektiert werden können, ohne dass es zu einer Übersteuerung kommt.

$\Sigma\Delta$ -Wandler

Da bei einem digitalen Empfänger, der eine Breitbandabtastung durchführt, die Abtastrate immer weitaus höher sein wird als eigentlich notwendig, ist der Aspekt der Überabtastung für unseren Fall also besonders interessant. Der Nachteil der Breitbandabtastung ist, dass nicht nur der gewünschte Kanal, sondern auch die benachbarten Kanäle mitabgetastet werden. Will man, wie in unserem Fall, nicht nur meist schmalbandige TDMA-Signale sondern auch breitbandige CDMA-Signale empfangen, so ergibt sich eine Eingangsbandbreite von mindestens 5 MHz (siehe Tabelle 2.1).¹ Im Fall von schmalbandigen TDMA-Systemen befinden sich in

	Standard	Systembandbreiten [MHz]	Kanalbandbreiten [MHz]
zellular	GSM	35	0,27
	GSM1800	75	0,27
	PDC	16 ; 24	0,025
	IS-136	25	0,03
	IS-95	25	1,25
	UMTS	140 ; 90	5
schnurlos	DECT	20	1,726
	PHS	23	0,3
	PACS	60	0,3

Tabelle 2.1 System- und Kanalbandbreiten der betrachteten Systeme

¹Die in der Tabelle angegebene Systembandbreite für UMTS ist die gesamte für IMT-2000 reservierte Bandbreite. Wie in Bild 2.1 zu sehen, sind in verschiedenen Ländern diese Frequenzbänder zum Teil schon belegt. In Europa stehen für den terrestrischen Mobilfunk der 3. Generation lediglich die Frequenzbänder 1920-1980 MHz für UMTS FDD Uplink, 2110-2170 MHz für UMTS FDD Downlink, 1900-1920 MHz und 2020-2025 MHz für UMTS TDD zur Verfügung.

diesem Frequenzband sehr viele einzelne Kanäle, die recht unterschiedliche Leistungen besitzen können. Dies erhöht den für den A/D-Wandler zu fordernden Dynamikbereich sehr stark, d.h. Auflösungen von mindestens 12 Bit bei sehr hohen Abtastgeschwindigkeiten werden notwendig (siehe unten). Die Anzahl der Komparatoren $2^b - 1$ in einem Parallelumsetzer steigt aber exponentiell mit der Anzahl der Auflösungsbits. Sehr hohe Auflösungen werden hier nur durch hohen Systemaufwand und Energieverbrauch erreicht. In [156] wird festgestellt, dass Parallelumsetzer im Schnitt in den letzten 8 Jahren nur um ca. 1,5 Bit für jede Abtastrate verbessert wurden. Mit einem stärkeren Leistungszuwachs ist daher auch in den nächsten Jahren nicht zu rechnen. Mit speziellen A/D-Wandlern wie den $\Sigma\Delta$ -Wandlern (Sigma-Delta-Wandler), lassen sich aber noch bessere SNR_Q bzw. Auflösungen erreichen, in dem bei einer genügend hohen Überabtastung noise-shaping (Rauschformung) durchgeführt wird [15]. $\Sigma\Delta$ -Wandler werden z.B. für die hochauflösende Abtastung von Audiosignalen verwendet, also für Basisbandsignale. Inzwischen gibt es aber immer mehr Untersuchungen über deren Einsatz in digitalen Empfängern [29, 72, 171].

Bei einem Parallelumsetzer ergibt sich das abgetastete und quantisierte Signal nach (2.1) zu

$$v_m = x_m + e_m. \quad (2.12)$$

Transformiert man dies in die z-Ebene, so erhält man

$$V(z) = X(z) + E(z). \quad (2.13)$$

Dieses Modell kann nun verallgemeinert werden, indem man die Signaltransformationsfunktion $H_x(z)$ und Rauschtransformationsfunktion $H_e(z)$ einfügt:

$$V(z) = X(z)H_x(z) + E(z)H_e(z) \quad (2.14)$$

Im Falle eines Parallelumsetzers werden die Spektren des Eingangsignals und des Quantisierungsrauschens nicht verändert und es gilt $H_x(z) = 1$ und $H_e(z) = 1$. Ein $\Sigma\Delta$ -Wandler l -ter Ordnung dagegen liefert folgendes Ausgangssignal

$$V(z) = X(z)z^{-1} + E(z)(1 - z^{-1})^l \quad (2.15)$$

in der z-Ebene [15]. Bei einem $\Sigma\Delta$ -Wandler 1-ter Ordnung bedeutet dies im Zeitbereich

$$v_m = x_{m-1} + e_m - e_{m-1}. \quad (2.16)$$

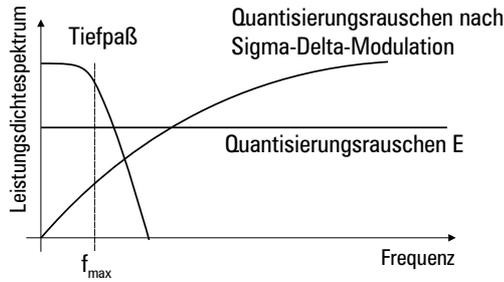


Bild 2.3 Leistungsdichtespektrum des Quantisierungsrauschens eines $\Sigma\Delta$ -Wandlers mit TP-Charakteristik (schematisch)

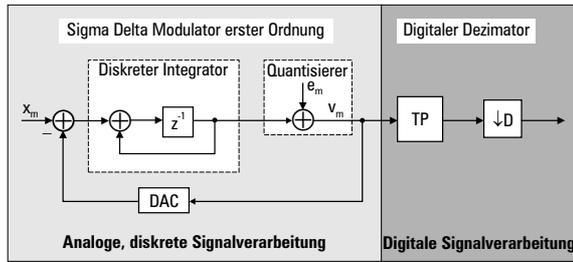
Das Eingangssignal wird lediglich verzögert, das Rauschen dagegen differenziert. Bei Überabtastung bewirkt das Differenzieren von e_m , dass im interessanten Bereich um Null Hz das Quantisierungsrauschen gedämpft, das Rauschen in dem uninteressanten Randbereich aber erhöht wird (siehe Bild 2.3 und [87]). Durch eine TP-Filterung mit anschließender Abwärtstastung nach der A/D-Wandlung wird dieser hoch verrauschte Bereich herausgefiltert und man erhält für das gewünschte Signal ein sehr gutes SNR_Q . In Bild 2.4 ist ein $\Sigma\Delta$ -Wandler 1-ter Ordnung aufgezeigt. Für die A/D und D/A-Wandlung innerhalb des $\Sigma\Delta$ -Wandlers werden meistens 1-Bit-Wandler verwendet. Diese reichen für eine sehr gute Auflösung aus und haben außerdem den Vorteil, linear zu sein. Für einen $\Sigma\Delta$ -Wandler 1-ter Ordnung ergibt sich dann für das SNR_Q innerhalb des gewünschten Signalbereiches $[-f_{\max}, +f_{\max}]$ nach [15]

$$\text{SNR}_Q / \text{dB} = 10 \log \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) + 30 \log \text{OSR} - 10 \log \left(\frac{\pi^2}{3} \right). \quad (2.17)$$

Hier erhält man also für jedes Verdoppeln des OSR einen Gewinn von ca. 9 dB. Verallgemeinert auf $\Sigma\Delta$ -Wandler l -ter Ordnung erhält man

$$\begin{aligned} \text{SNR}_Q / \text{dB} = & 10 \log \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) + (2l + 1) 10 \log \text{OSR} \\ & - 10 \log \left(\frac{\pi^{2l}}{2l + 1} \right). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Je höher die Ordnung des $\Sigma\Delta$ -Wandlers, um so mehr Quantisierungsrauschen wird aus dem gewünschten Frequenzbereich geschoben, ohne dass die Überabtastung erhöht werden muss. Allgemein erhält man hier einen Gewinn von ca. $3(2l + 1)$ dB bei Verdoppelung der Abtastrate. Allerdings wird die Rückführung innerhalb des

Bild 2.4 $\Sigma\Delta$ -Wandler 1-ter Ordnung

$\Sigma\Delta$ -Wandler mit größerem l aufwendiger und damit die Zeitverzögerung höher.

Im Zusammenhang mit Nachrichtensignalen ist vor allem auch das Abtasten von Bandpasssignalen interessant. Es ist auch möglich, die Unterdrückung des Quantisierungsrauschens statt im Null-Hz-Bereich in einem Bandpassbereich durchzuführen, allerdings benötigt dies je nach Methode ungefähr die doppelte Rechenleistung wie der TP-Wandler [140]. Wird ein IF-Signal aber mit Hilfe der Bandpassunterabtastung [74] abgetastet, so liegt eine Spiegelung des gewünschten Spektrums bei $f_s/4$. Die BP- $\Sigma\Delta$ -Wandler für diesen BP-Bereich sind besonders leicht zu implementieren. Wie die Bandpassunterabtastung mit einem $\Sigma\Delta$ -Wandler durchgeführt werden kann, wurde z.B. in [145] untersucht.

2.2.2 Gemeinsamer Empfänger

Da der Empfänger in einem Transceiver höhere Ansprüche stellt als der zugehörige Sender, soll nun vor allem ein gemeinsames Empfänger-Frontend für verschiedene Mobilfunksysteme diskutiert werden. Hierzu gibt es mehrere Lösungen, deren Vor- und Nachteile gegeneinander abgewägt werden.

Nach der Diskussion von A/D-Wandlern wird klar, warum der ideale Software Radio Empfänger aus Bild 2.2 nur sehr schwer zu realisieren ist: Hier müsste die gesamte Bandbreite zwischen 800 und 2200 MHz im RF-Bereich abgetastet werden, wenn nur ein analoges Bandpassfilter verwendet werden soll. Die Eingangsbandbreite läge also bei 1400 MHz und $f_{\max} = 2200$ MHz. Die Abtastrate müsste mindestens 4,4 GHz betragen (Bandpassunterabtastung ist aufgrund der sehr hohen Bandbreite hier nicht möglich), was zu Aperturjittern τ_a im Größenbereich von 2 ps und damit zu sehr niedrigen effektiven Auflösungen b_{eff} von maximal 3 Bit führt [156]. Ein weiteres Problem ist, dass die digitalen Komponenten nach dem A/D-Wandler eine extrem hohe Rechenleistung aufweisen müssten, um die anliegenden

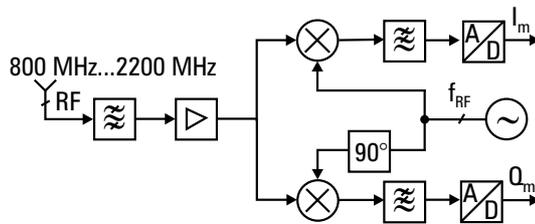


Bild 2.5 Zero-IF-Empfänger, direkte Mischung

hohen Datenraten zu verarbeiten [17]. Auch aufgrund der sehr hohen Energiekosten ist diese Lösung insbesondere für Mobilfunkgeräte nicht praktikabel.

Die konventionelle Lösung dagegen ist ein Superhet-Empfänger nach dem Überlagerungsprinzip mit mehreren Misch-Zwischenstufen, bei dem erst im Basisband die A/D-Wandlung erfolgt. Die A/D-Wandlung hat hier die geringste Anforderung bezüglich der Abtastrate, dafür kann es Probleme beim Gleichlauf der analogen I/Q-Mischung und Tiefpassfilterung und der A/D-Wandlung in I- und Q-Zweig geben. Der analoge Anteil der Empfangskomponenten ist sehr hoch, dieser Empfänger widerspricht daher dem Software Radio-Prinzip.

Aufgrund des hohen Energie- und Platzverbrauchs der analogen Komponenten bei dem Superhet-Empfänger wird stattdessen heute in GSM-Handgeräten vermehrt eine direkte Mischung durchgeführt. Das heißt, auf IF-Stufen wird ganz verzichtet, analog eine komplexe Mischung direkt in die Nulllage durchgeführt, tiefpassgefiltert und dort abgetastet (siehe Bild 2.5).² Dieser Empfänger-Typ wird auch Zero-IF-Empfänger genannt [12, 91, 148]. Der große Vorteil ist hier, dass die analoge Filterung vor der A/D-Wandlung zur Unterdrückung des Aliasings im Tiefpassbereich durchgeführt wird und somit deren Anforderungen weitaus geringer sind als im IF-Bereich. In diesem Fall wäre es auch einfacher, variable analoge Filter einzusetzen und damit die Anforderungen an den Dynamikbereich des A/D-Wandlers zu reduzieren. Der Nachteil ist wiederum das Problem des Gleichlaufes der A/D-Wandlung in I- und Q-Zweig und die Ungenauigkeit des analogen Oszillators, was starke Phasenverzerrungen bewirkt. Hinzu kommt, dass hier der Oszillator Signale mit einer Frequenz im Empfangssignalebereich erzeugt und damit bei einer schlechten Isolierung gegenüber der Antenne Störungen des Empfangssignals entstehen können. Für die Anwendung in einem Software Radio für verschiedene Mobil-

²Es kann gezeigt werden, dass die komplexe Mischung in die Nulllage und die darauffolgende Tiefpassfilterung der Bildung des analytischen Signals durch Hilbertfilterung und einer nachfolgenden Abwärtsmischung entspricht [86]. Probleme mit Spiegelspektren treten also nicht auf.

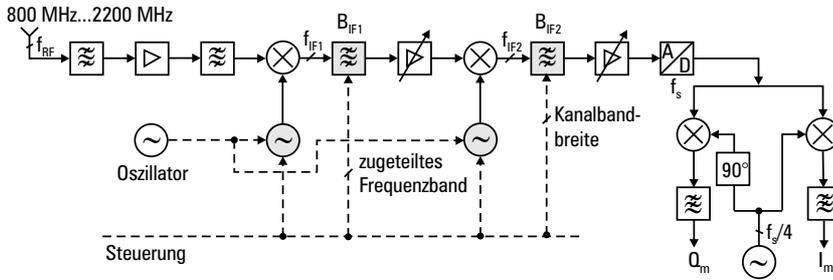


Bild 2.6 Digitaler Empfänger

funkssysteme ist dieser Ansatz daher zu fehleranfällig.

Der heute schon realisierbare Kompromiss für einen Software Radio Empfänger zwischen der Direktmischung und dem Superhet-Empfänger ist der digitale Empfänger. Dieser weist je nach Ansprüchen ein oder zwei analoge IF-Stufen auf, danach folgt eine Bandpassunterabtastung und eine digitale Mischung ins Basisband [73, 75, 89, 98]. In Bild 2.6 ist ein solcher digitaler Empfänger mit zwei IF-Stufen dargestellt. Der Unterschied zum konventionellen Superhet-Empfänger liegt also in der A/D-Wandlung des reellen IF-Signals und der nachfolgenden digitalen Mischung in die Nulllage, womit man das Problem des Gleichlaufs in I- und Q-Zweig behoben und außerdem eine höhere Flexibilität durch eine frühere A/D-Wandlung erreicht hat. Die erste Bandpassfilterung filtert zunächst den gesamten in Frage kommenden Bereich von 800 MHz bis 2200 MHz aus dem an der Antennen anliegendem Signal aus. Die Mischung in die letzte IF-Stufe erfolgt so, dass das gewünschte Signalband bei der Mittenfrequenz f_{IF2} liegt. Es gibt die Möglichkeit, variable Bandpassfilter zu implementieren. Diese sind allerdings sehr teuer und aufwendig, vor allem, weil die Kanal-Bandbreite zwischen 5 MHz und 25 kHz liegen kann (siehe Tabelle 2.1). Wird die Bandbreite des letzten Bandpassfilters vor dem A/D-Wandler B_{IF2} dagegen auf die maximal notwendige Bandbreite festgelegt, ergibt sich bei dem Empfang von Schmalbandsignalen wie GSM ein recht hoher Dynamikbereich von bis zu 100 dB. Bei der Abtastung des IF-Signals kann die Abtastrate durch das Prinzip der Bandpassunterabtastung stark verringert werden [74]. Um eine überfaltungsfreie Bandpassunterabtastung durchzuführen, muss

$$f_s = \frac{4}{2i-1} f_{IF2}, \quad i \in \mathbb{N} \quad (2.19)$$

und $f_s \geq 2 \cdot B_{IF2}$ gelten. Die Zwischenfrequenz f_{IF2} ist nach der Bestimmung der minimalen Abtastrate, die von dem abzudeckenden Dynamikbereich abhängt,

entsprechend Gl. (2.19) zu wählen und sollte nicht zu groß sein, da wie schon diskutiert, der Aperturjitter durch hohe Eingangsfrequenzen größer wird. Das abgetastete Signal weist dann im Basisband zwei Spiegelspektren mit den Mittenfrequenzen $\pm f_s/4$ auf. Durch eine digitale Mischung wird das Spiegelspektrum bei $f_s/4$ in die Nulllage gemischt, danach wird in I- und Q-Zweig tiefpassgefiltert und die Abtastrate um zwei verringert. Die Mischung kann in diesem Fall durch Multiplikation mit der periodischen Bitfolge $(1, 0, -1, 0)$ im I-Zweig bzw. $(0, -1, 0, 1)$ im Q-Zweig erfolgen. Es ist sinnvoll, die Zwischenfrequenzen f_{IF1} , f_{IF2} und die Abtastrate festzusetzen und danach eine digitale Ratenanpassung (siehe Abschnitt 2.3) für die einzelnen Systeme durchzuführen.

Wird die erste IF-Stufe weggelassen, so ergeben sich folgende Probleme, wenn f_{IF2} aufgrund des A/D-Wandlers möglichst klein gewählt wird: Die analoge Filterung zur Image-Unterdrückung wird durch die niedrige IF-Frequenz schwierig. Außerdem ist die Bandbreite des Signals nach der ersten Vorfilterung und vor dem Mischen noch sehr breit, so dass eine niedrige IF-Frequenz unrealistisch ist, da eine Überlappung der Spiegelspektren auftreten würde. Es ist also nur möglich, auf die erste IF-Stufe zu verzichten, wenn danach eine Bandpassunterabtastung mit einer Abtastfrequenz $f_s \ll f_{IF2}$ nach Gl. (2.19) durchgeführt wird. Dies wiederum ist nur mit A/D-Wandlern mit einer sehr hohen Eingangsbandbreite möglich, was wie schon diskutiert zu hohen Aperturjittern führt.

Soll nun die Eingangsbandbreite B_{IF2} mindestens 5 MHz betragen und ein GSM-Signal mit einem Dynamikbereich von 90 dB empfangen werden können, so kann für einen Parallelumsetzer mit der Auflösung von 10, 12 bzw. 14 Bit eine notwendige Abtastrate wie folgt berechnet werden: Setzt man $U_{pp}/2 = 3\sigma_x$ und $SNR_Q = 90$ dB in Gl. (2.7) so ergibt sich für $b = 10$ ein $OSR \approx 2859$, für $b = 12$ ein $OSR \approx 178$ und für $b = 14$ ein $OSR \approx 11$. Bei einer GSM-Bandbreite von 200 kHz wären die entsprechenden Abtastfrequenzen dann 572 MHz, 35 MHz bzw. 2,2 MHz. Realistisch ist hier nur eine Abtastfrequenz von 35 MHz mit 12 Bit Auflösung, diese wird heute gerade erreicht, allerdings mit einem sehr hohen Energieverbrauch. Berücksichtigt man allerdings noch die 1-2 Bits Auflösung, die aufgrund der in Abschnitt 2.2.1 zusätzlich auftretenden Störungen in A/D-Wandlern notwendig sind, so ergibt sich eine Auflösung von 13-14 Bit. Die zweite IF-Stufe liegt dann mit $i = 2$ bei $f_{IF2} = 26,25$ MHz, das heißt die maximale Eingangsfrequenz liegt bei $f_{max} = f_{IF2} + B_{IF2}/2 \approx 29$ MHz, was mit heutigen A/D-Wandlern möglich ist. Damit sollte die Bandbreite des Signals vor dieser Mischung bei maximal $B_{IF1} < 100$ MHz liegen, damit es keine Überlappung der Spiegelspektren in dem gewünschten Bandbereich gibt. Bei UMTS entspricht diese Abtastfrequenz einem $OSR = 7$ und damit einem $SNR_Q \approx 76$ dB, was völlig ausreichend ist.

In [47], [66] wird ein digitaler Empfänger mit nur einer IF-Stufe vorgestellt, der zur Abtastung des IF-Signals, das auf ein Teilband reduziert wurde, einen $\Sigma\Delta$ -Wandler verwendet. Dadurch ergeben sich weitaus geringere Anforderungen an die A/D-Wandlung, als wenn man einen konventionellen Parallelumsetzer verwenden würde. Wird die Bandbreite des Eingangssignals in den A/D-Wandler fest auf 5 MHz gesetzt, so ergibt dies eine Überabtastung für Schmalbandsignale wie bei GSM. Die Verwendung des $\Sigma\Delta$ -Wandlers hat nun den Vorteil, dass danach nicht nur die störenden Signalanteile sondern auch Quantisierungsrauschen herausgefiltert werden kann. Ein $\Sigma\Delta$ -Wandler der 2. Ordnung mit einem 1-Bit-Quantisierer kann hier schon genügen, um die hohe Auflösung bei Schmalbandsignalen zu erreichen: Setzt man wie im oberen Beispiel $U_{pp}/2 = 3\sigma_x$ und $\text{SNR}_Q = 90$ dB diesmal in Gleichung (2.18) so ergibt sich für $l = 2$ und $b = 1$ ein $\text{OSR} \approx 108$ und damit eine Abtastrate $f_s \approx 22$ MHz. Da hier nur eine IF-Stufe eingesetzt werden soll, ist die Bandbreite vor der einzigen Mischung noch recht groß. Ein in der Mittenfrequenz variables Filter könnte jeweils den Bandpassbereich um das gewünschte Signal herausfiltern und zwar im günstigsten Fall mit einer Bandbreite von maximal 60 MHz. Dann kann mit $f_{IF2} = 16,5$ MHz gemischt werden, d.h. die maximale Eingangsfrequenz liegt nur noch bei $f_{\max} = 19$ MHz. Ist eine analoge Filterung mit dieser Bandbreitenreduzierung in diesem Frequenzbereich nicht möglich, so muss entsprechend Gl. (2.19) eine höhere IF-Frequenz gewählt werden. Die Abtastrate $f_s = 22$ MHz entspricht einem Faktor von $\text{OSR} \approx 4$ bei UMTS bzw. $\text{SNR}_Q \approx 20$ dB, was immer noch ausreichend ist, da die Bandbreite des Vorfilters auf 5 MHz reduziert und somit nur ein UMTS-Trägersignal digitalisiert wurde, der Dynamikbereich in diesem Fall also sehr viel kleiner ausfällt.

2.3 Abtastratenanpassung

Wird mit einer festen Abtastrate abgetastet, muss nach der A/D-Wandlung und der digitalen Mischung in die Nulllage eine Abtastratenanpassung durchgeführt werden, und zwar aus folgendem Grund: Es sollte mit der kleinsten notwendigen Abtastrate gearbeitet werden, um den Rechenaufwand so gering wie möglich zu halten. Diese minimale Abtastrate hängt allerdings von dem Symbol - bzw. Chiptakt $f_B = 1/T$ (respektive von der Symbol - bzw. Chipdauer T) des empfangenen Signals ab. Im Allgemeinen reicht eine Abtastrate $f_s = 4 \cdot f_B$ und damit eine zeitliche Auflösung von $T/4$ aus [162]. Nach der Feinsynchronisation kann die Abtastrate nochmals um den Faktor vier reduziert werden.

Die Eingangsrate in den Resampler wird im Folgenden mit $f_{\text{in}} = 1/T_{\text{in}}$ und die Ausgangsrate mit $f_{\text{out}} = 1/T_{\text{out}}$ bezeichnet. Geht man davon aus, dass das Verhält-

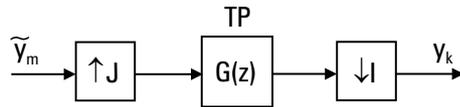


Bild 2.7 Ratenanpassung durch Kaskadierung von Interpolation und Dezimation

nis der Abstraten (sampling ratio)

$$SR = \frac{f_{\text{in}}}{f_{\text{out}}} = \frac{I}{J}, \quad I, J \in \mathbb{N} \text{ und } I, J \text{ teilerfremd} \quad (2.20)$$

rational ist, so kann die Ratenanpassung wie in Bild 2.7 erfolgen. Das komplexwertige Eingangssignal $\tilde{y}(mT_{\text{in}}) = \tilde{y}_m$ wird zuerst um J hochgetastet, indem $J - 1$ Nullen eingefügt werden. Danach erfolgt eine Tiefpassfilterung, die gleichzeitig zur Eliminierung der Images und als Anti-Aliasing-Filter zur nachfolgenden Ratenreduzierung um I dient. Der gesamte Vorgang besteht also aus einer Kaskadierung von Interpolation und Dezimation [49]. Dies kann wie folgt beschrieben werden:

$$y_k = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{y}_m \cdot g(k \cdot T_{\text{out}} - m \cdot T_{\text{in}}) \quad (2.21)$$

Die Impulsantwort muss also im Prinzip an allen Stellen $\frac{l}{J} \cdot T_{\text{in}}$, $l \in \mathbb{N}$ bekannt sein. Da hier die Unterdrückung von Aliasing besonders wichtig ist, das Tiefpassfilter $g(l)$ also sehr schmale Übergangsbereiche aufweisen muss, kann die Filterung mit der Taktfrequenz $J \cdot f_{\text{in}}$ gegebenenfalls sehr aufwendig werden. Bei der Realisierung von $g(l)$ mit einem FIR-Filter können sich sehr hohe Impulsantwortlängen $J \cdot L$ ergeben. Berücksichtigt man dagegen die Aufwärtstastung vor und die Abwärtstastung nach der Filterung, so lässt sich der Rechenaufwand stark reduzieren: Da das hochgetastete Signal durch Einfügen von $J - 1$ Nullen in \tilde{y}_m entsteht, kann in der nachfolgenden Filterung die Berechnung dieser Null-Werte weggelassen werden. Statt $J \cdot L$ Taps müssen also nur L berechnet werden. Damit ergibt sich die Struktur eines Polyphasenfilters wie in Bild 2.8. Für jeden eingelesenen Wert müssten im Prinzip J Werte berechnet werden, indem die Koeffizienten des Filters im Takt $J \cdot f_{\text{in}}$ gewechselt werden. Aus diesen J Werten wird aber danach bei der Ratenreduzierung nur jeder I te verwendet. Durch entsprechende Steuerung der variablen Filterkoeffizienten lässt sich somit der maximale Takt von $J \cdot f_{\text{in}}$ auf das Maximum der Takte f_{in} und f_{out} reduzieren. Da verschiedene Verhältnisse SR für verschiedene Signale einstellbar sein müssen, ergibt sich eine sehr hohe Anzahl von zu speichernden Filterkoeffizienten $g(l)$. Gegebenenfalls kann hier eine direkte

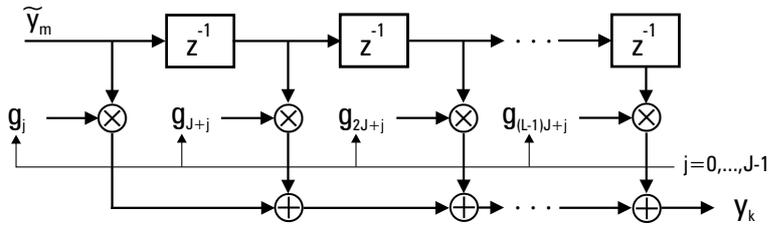


Bild 2.8 Polyphasenfilter mit variablen Koeffizienten zur Ratenanpassung

Berechnung der Koeffizienten effizienter sein als eine Vorabspeicherung. Spezielle Implementationen der Ratenanpassung sind in [30, 65] aufgeführt.

Die Voraussetzung eines rationalen Taktverhältnisses ist nicht immer gegeben, kann aber durch geschickte Wahl der Abtastfrequenz f_s meistens annähernd erreicht werden. In [73] wird zum Beispiel als Abtastfrequenz $f_s = f_{in} = 8 \cdot 3,840 \text{ MHz} = 30,725 \text{ MHz}$ vorgeschlagen, die achtfache Chiprate von UMTS. Bei dieser Abtastrate benötigt man, analog den Berechnungen aus Abschnitt 2.2.2, nominal 12,1 Bits Auflösung (im Falle des Parallelumsetzers). Zuzüglich der 1–2 weiteren Bits, die aufgrund von Aperturjitter usw. berücksichtigt werden müssen, kommt man hier ebenfalls auf 13–14 Bits. Bei der Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Wandlers, wie es im vorhergehenden Abschnitt vorgeschlagen wurde, verbessert sich mit dieser etwas höheren Abtastrate das SNR_Q zu ca. 98 dB. Statt der achtfachen UMTS-Chiprate könnte man auch nur mit der sechsfachen UMTS-Chiprate, also $f_{in} = 6 \cdot 3,840 \text{ MHz} = 23,04 \text{ MHz}$, abtasten, dies würde allerdings die Ratenanpassung für UMTS-Signale komplizieren. Bei dem Empfang eines UMTS-Signals kann im Falle von $f_{in} = 30,725 \text{ MHz}$ die Abtastrate um 2 verringert werden, so dass sich eine zeitliche Auflösung von einer viertel Chiplänge ergibt. Im Falle von $f_{in} = 23,04 \text{ MHz}$ müsste hierfür eine Ratenanpassung um den Faktor $I/J = 3/2$ durchgeführt werden, was aufgrund der hohen Raten sehr rechenintensiv wäre. Für den Empfang eines GSM- oder DECT-Signals kann nun ebenfalls eine zeitliche Auflösung von einer viertel Symbollänge durch entsprechende Ratenanpassung erreicht werden. Hierzu zerlegt man f_{in} und f_{out} in ihre Primfaktoren:

$$f_{in} = 8 \cdot 3840 \text{ kHz} = 2^{11} \cdot 3 \cdot 5 \text{ kHz} \quad (2.22)$$

$$f_{out|GSM} = \frac{4 \cdot 1625}{6} \text{ kHz} = \frac{2 \cdot 5^3 \cdot 13}{3} \text{ kHz} \quad (2.23)$$

$$f_{out|DECT} = 4 \cdot 1152 \text{ kHz} = 2^9 \cdot 3^2 \text{ kHz} \quad (2.24)$$

Ein GSM-Signal wird zuerst um 16 abwärts getastet, danach folgt eine Ratenan-

passung mit dem Verhältnis $(2^6 \cdot 3^2)/(5^2 \cdot 13) = 576/325$. Da der Faktor der Hochtastung $J = 325$ beträgt und damit sehr hoch ist, kann auch ein anderes (nicht exaktes) Raten-Verhältnis mit einem kleineren J und einer anschließenden Interpolation realisiert werden. Eine andere Möglichkeit basiert auf den Primzahlzerlegungen von I und J aus (2.22) und (2.23) und besteht aus der Hintereinanderschaltung mehrerer weniger aufwendiger Ratenanpassungen, was den Vorteil hat, dass man aufwendige Interpolationen spart und trotzdem ein exaktes Ergebnis erhält. Der Nachteil besteht darin, dass hier die Flexibilität der Ratenanpassung relativ gering ist. Im Fall von GSM erreicht man zum Beispiel auch die gewünschte Abtastrate $f_{\text{out}} \approx 4 \cdot 270,833 \text{ kHz}$ aus der Eingangsrate $f_{\text{in}} = 30,725 \text{ MHz}$ indem zuerst um den Faktor 64 abwärts getastet wird und danach zwei Ratenanpassungsstufen mit den Verhältnissen $9/13$ und $16/25$ durchgeführt werden. Um die vierfache Symbolrate des DECT-Systems zu erhalten, ist, nach einer Abwärtstastung um 4, eine Ratenanpassung mit dem Verhältnis $I/J = 5/3$ durchzuführen.

2.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine allgemeine Definition von Software Radios gegeben und die verschiedenen Möglichkeiten der Realisierung diskutiert. Die Vor- und Nachteile der Konfiguration eines Software Radios durch Software-Download anhand von Funkübertragung oder Smartcard wurden aufgezeigt und die in dieser Arbeit verfolgte Strategie einer parametrisierten, gemeinsamen Software für verschiedene Standards vorgestellt. Um eine hohe Flexibilität mit nur einem einzigen Empfangs- und Sendezweig zu erreichen, muss in einem Software Radio die Digitalisierung möglichst nah an der Antenne durchgeführt werden. Dass ein gemeinsames Empfänger-Frontend mit einem geringen Anteil an analogen Komponenten heute schon machbar ist, wurde hier gezeigt. Will man variable (und damit aufwendige) analoge Bandpassfilter vermeiden, so ergeben sich sehr hohe Anforderungen an die Auflösung und die Abtastrate der A/D-Wandler. Durch Bandpassunterabtastung mit $\Sigma\Delta$ -Wandlern können diese Anforderungen aber auch mit einem relativ niedrigen Energieverbrauch erfüllt werden. Eine geschickte Wahl der Abtastfrequenz kann wiederum die digitale Verarbeitung, wie die unmittelbar nach der A/D-Wandlung folgende Ratenanpassung, stark vereinfachen und Fehler durch Interpolationen vermeiden. Der gemeinsame HF-Empfänger legt die Grundlage für die Diskussion der gemeinsamen Basisbandverarbeitung, die in den folgenden Kapiteln detailliert beschrieben wird.

3 Digitale Schnurlos- und Mobilfunksysteme

In diesem Kapitel werden die Luftschnittstellen der wichtigsten digitalen Schnurlos- und Mobilfunksysteme vorgestellt. Die Analyse der Systeme ist für den Aufbau einer gemeinsamen Software unabdingbar. Auf spezielle Aspekte der Modulationsverfahren und auf das Kanalcodierungsschema der Turbo-Codierung wird in späteren Kapiteln genauer eingegangen.

3.1 DECT

Das europäische digitale Schnurlossystem DECT wurde 1992 von der ETSI eingeführt [40]. Es dient nicht nur zum schnurlosen Telefonieren, sondern kann auch für Datenübertragungen in einer Büroumgebung verwendet werden. Ein weiteres Einsatzgebiet von DECT ist der so genannte *local loop*, d.h. der drahtlose Telefonschluß ans Festnetz. Auch für kleine Mobilfunkzellen mit einem hohen Kommunikationsaufkommen, wie zum Beispiel in Bahnhöfen, ist DECT eine günstige Alternative. Die Luftschnittstelle von DECT [13, 36, 53, 149] basiert wie GSM auf dem TDMA (Time Division Multiple Access) Zugriffsverfahren, kombiniert mit FDMA (Frequency Division Multiple Access). Das Frequenzband von 1880-1900 MHz ist in 10 Träger mit dem Abstand von 1728 kHz aufgeteilt. Auf jedem Träger werden wiederum den Teilnehmern unterschiedliche Zeitschlitze jeweils für Up- und Downlink zugewiesen, es handelt sich hiermit um ein Time Division Duplex (TDD) System.

In Bild 3.1 ist der Rahmenaufbau von DECT dargestellt. Ein Rahmen dauert 10 ms (ähnlich wie bei UTRA), dieser ist in insgesamt 24 Bursts der Dauer 0,417 ms aufgeteilt, von denen die ersten 12 für den Downlink und die anderen 12 Bursts für den Uplink vorgesehen sind. Bei der symmetrischen Übertragung (z.B. von Sprache) belegt ein Teilnehmer für Up- und Downlink immer Zeitschlitze im Abstand von 5 ms. Es stehen pro Träger maximal 12 Duplexkanäle zur Auswahl, also insgesamt 120 DECT-Kanäle. Da aber in den DECT-Basisstationen normalerweise nur ein Transceiver integriert ist, können nur maximal 12 Kanäle pro Basisstation zur Verfügung gestellt werden, da in einem Zeitschlitz dann nur auf einer Frequenz gesendet bzw. empfangen werden kann. Wieviele Kanäle eine Basisstation zur Verfügung stellen kann hängt auch davon ab, wie schnell der Transceiver der Basisstation

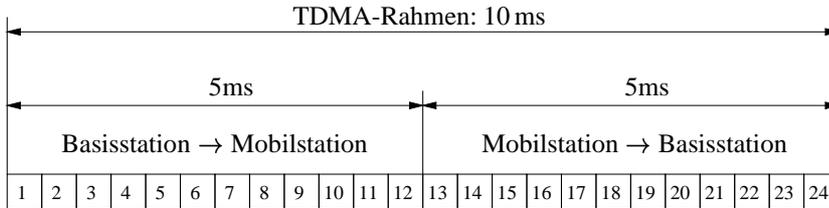


Bild 3.1 Der Rahmenaufbau bei DECT

von Senden auf Empfang umschalten kann. Da Up- und Downlink nur durch eine relativ kurze Schutzzeit getrennt sind, kann es sein, dass die Zeitschlitze 12 und 24 zum Umschalten der Basisstation verwendet werden müssen, was die Anzahl der Kanäle weiter einschränkt.

Im Gegensatz zu den Mobilfunksystemen wurde bei DECT das Frequenzband allgemein zur Verfügung gestellt, d.h. es können überall ohne weiteres DECT-Geräte aufgestellt und betrieben werden. Den Teilnehmern wird nicht ein Kanal vom Netz her zugewiesen, sondern das Teilnehmergerät sucht sich automatisch aufgrund von Messungen auf den Trägerfrequenzen, den besten freien Kanal aus. Daher spricht man hier von Dynamic Channel Selection (DCS) [158]. Auf eine aufwendige Frequenzplanung für die Basistationen kann somit verzichtet werden. Die Sprachqualität ist hier so gut wie im Festnetz, aufgrund des verwendeten ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation) Sprachcodierers, der eine Ausgangsdatenrate von 32 kbit/s produziert. DECT ist für Picozellen mit einem Radius von 200 m bis 300 m und einer Teilnehmergewindigkeit von maximal 20 km/h ausgelegt, d.h. die Empfängeralgorithmien sind normalerweise recht einfach konzipiert. Die maximale Sendeleistung beträgt 250 mW.

3.1.1 Kanalcodierung

Auf eine Kanalcodierung zur Fehlerkorrektur wird weitgehend verzichtet, da aufgrund der guten Übertragungsbedingungen nur wenige Bitfehler auftreten. Es werden aber unterschiedlich starke Blockcodes, genauer *Cyclic Redundancy Check Codes* (CRC-Codes), zur Fehlererkennung verwendet. Grundsätzlich werden bei jeder Übertragung durch zyklische Blockcodierung ausgewählter Datenbits eines Bursts 4 Prüfbits gebildet und diese im X-Feld und im Z-Feld eines Bursts übertragen (siehe Bild 3.2). Dies dient zur Kontrolle der Übertragungsqualität und ist bei der Sprachübertragung, die eine Fehlerrate von 10^{-3} benötigt, ausreichend. Es gibt aber auch die Möglichkeit, eine bessere Fehlererkennung für die Daten-

übertragung durchzuführen (protected mode). Hierbei wird zusätzlich ein binärer *Bose-Chaudhuri-Hocquenghem* Code (BCH-Code) [51] verwendet, der jeweils aus Datenblöcken mit 64 Bits 16 Prüfbits berechnet. Es wird eine Übertragungswiederholung (ARQ) durchgeführt, wenn eine zu hohe Fehlerrate durch den BCH-Blockcode festgestellt wird. Derselbe Blockcode wird verwendet, um die Kontrollbits, die in jedem Burst gesendet werden, zu schützen. Wird die Übertragungsqualität auf einem Kanal zu schlecht, so wird gegebenenfalls ein Handover innerhalb der Zelle auf einen anderen Kanal (ein anderer Zeitschlitz auf einer anderen Trägerfrequenz) durchgeführt.

3.1.2 Burststruktur

Es gibt drei Bursttypen, die in Bild 3.2 aufgezeigt sind. Sie enthalten alle einen Header der gleichen Länge, bestehend aus dem S- und dem A-Feld. Das S-Feld enthält zwei Synchronisationswörter, jeweils der Länge 16 Bit. Diese haben im Prinzip eine ähnliche Funktion wie die Trainingssequenzen in GSM oder die Pilotsequenzen in UTRA und werden daher im Software Radio in die Gruppe der bekannten Bitfolgen, die in jedem Burst bzw. Slot gesendet werden, eingeordnet. Das A-Feld enthält Kontrolldaten, die zur Aufrechterhaltung des Gesprächs notwendig sind. Entsprechende Daten werden auch in jedem Mobilfunksystem (oft unter dem Namen Slow Associated Control Channel (SACCH)) regelmäßig gesendet. Das B-Feld enthält die zu übertragenden Informationsdaten einschließlich des schon erwähnten X-Feldes mit Prüfbits. Danach folgt das Z-Feld, das eine Wiederholung des X-Feldes darstellt und die Schutzzeit (GT), die in allen TDMA-Systemen zum Schutz vor Burst-Überlappungen eingesetzt werden muss. Für unterschiedliche Da-

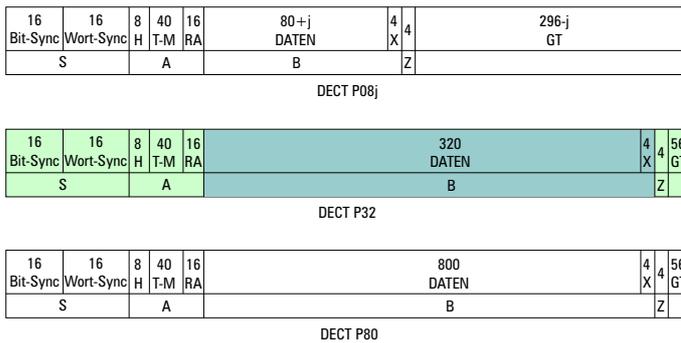


Bild 3.2 Die Burststrukturen bei DECT

tenraten können verschieden lange B-Felder verwendet werden, was auf die drei Bursttypen in Bild 3.2 führt. Bei der uncodierten Übertragung (unprotected mode) ergeben diese drei Bursts, aufgrund der verwendeten zweiwertigen Modulationsart GMSK, Datenraten von (mindestens) 8 kbit/s, 32 kbit/s und 80 kbit/s. Bursttyp P32 wird im unprotected mode zur Sprachübertragung verwendet. Es ist außerdem möglich, einem Teilnehmer mehrere Zeitschlitzze zuweisen oder eine asynchrone Übertragung durchzuführen, indem unterschiedlich viele Zeitschlitzze für den Up- und Downlink für eine Verbindung verwendet werden. Es können so sehr hohe Datenraten von bis zu 931,2 kbit/s pro Träger erreicht werden. Vor der Modulation wird im DECT-System eine Verwürfelung, d.h. eine mod2-Addition mit einer binären, pseudozufälligen Folge, durchgeführt, um eine Gleichverteilung von Einsen und Nullen zu gewährleisten und damit die Empfängerdetektion zu vereinfachen. Dies ist erforderlich, da keine Sprachpausen detektiert werden und daher lange Null- oder Einsfolgen auftreten können.

Die Symbolrate beträgt 1152 kbit/s, das ergibt eine Symboldauer von $0,868 \mu\text{s}$. Dies bedeutet, dass bei sehr kurzen Mehrwegeverzögerungen von max. 200 ns, wie sie innerhalb von Gebäuden typisch sind, kaum Intersymbol-Interferenz (ISI) entsteht und auf einen Entzerrer verzichtet werden kann. Die durch die Modulationsart GMSK entstehende ISI wurde durch das Bandbreite-Zeit Produkt (BT) von 0,5 auf Kosten der Bandbreiteneffizienz gegenüber der verwendeten GMSK in GSM reduziert. Stattdessen kann Antennen Diversity angewendet werden, da aufgrund der kurzen Laufzeitunterschiede und der langsamen Teilnehmergewindigkeit die Fading-Einbrüche besonders stark und langanhaltend sein können und dies durch den Empfang mit zwei Antennen ausgeglichen werden kann. Treten längere Verzögerungszeiten durch Mehrwegeausbreitung auf, zum Beispiel bei der Anwendung außerhalb von Gebäuden, so kann eine Entzerrung notwendig werden [85, 138]. Interessant ist, dass DECT auch als Luftschnittstelle in das IMT-2000 eingegangen ist. Zur Übertragung mit hohen Datenraten von bis zu 2 Mbit/s wurde DECT vor allem mit zusätzlichen, z.T. höherwertigen Modulationsarten wie $\pi/2$ -DBPSK, $\pi/4$ -DQPSK und $\pi/8$ -D8PSK ausgestattet [71].

3.2 GSM

Das erste digitale Mobilfunksystem GSM wurde in Deutschland 1991 eingeführt. Die D-Netze belegen Frequenzen im 900 MHz Bereich und werden daher auch GSM-900 Systeme genannt. Die E-Netze belegen dagegen den Frequenzbereich um 1800 MHz, und werden GSM-1800 (früher auch DCS1800) genannt. In Nordamerika gibt es auch Netze, die GSM im 1900 MHz Bereich betreiben (GSM-

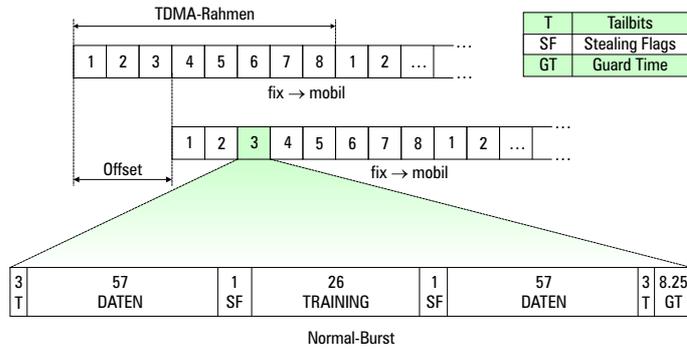


Bild 3.3 Der Rahmenaufbau und die normale Burststruktur bei GSM

1900). Bis auf die Trägerfrequenzen unterscheiden sich diese Systeme nicht voneinander. GSM basiert, wie die meisten Systeme der zweiten Generation, auf einem TDMA/FDMA Zugriffsverfahren. Aufgrund der großen Zellradien von bis zu 35 km und den daraus resultierenden Zeitverzögerungen werden hier Up- und Downlink auf verschiedenen Frequenzen mit einem Abstand von 45 MHz (im Falle von GSM-1800 mit 95 MHz Abstand) übertragen. GSM ist damit ein Frequency Division Duplex (FDD) System. Da die Freiraumdämpfung auch von der Trägerfrequenz abhängt und in Mobilfunkgeräten immer das Problem der Energieknappheit besteht, wird die Uplink-Übertragung stets auf der niedrigeren Frequenz durchgeführt. In dem GSM-900-Frequenzbereich sind 124 Trägerfrequenzen im Abstand von 200 kHz verteilt. Bei GSM-1800 gibt es 374 Träger, da aufgrund der höheren Freiraumdämpfung die Zellradien hier kleiner bemessen werden müssen (max. 10 km). In Mobilfunksystemen werden die Frequenzen als Lizenzen vergeben, jeder Netzbetreiber versucht, mit seinen zugewiesenen Frequenzen so viele Teilnehmer wie möglich zu versorgen. Aufgrund des TDMA/FDMA-Zugriffsverfahrens muss eine Frequenzplanung durchgeführt werden. Dabei werden Zellen, die die gleichen Trägerfrequenzen verwenden, voneinander entfernt gelegt, um die Interferenzstörungen zu reduzieren.

Auf jedem Träger können maximal 8 Teilnehmer bei Full Rate (FR) senden. In Bild 3.3 ist die Rahmenstruktur von GSM aufgezeigt. Die TDMA-Rahmen sind 4,616 ms lang, jeder Zeitschlitz hat damit die Dauer von $576,9 \mu\text{s}$. Die Burstdauer wurde so gewählt, dass eine Schätzung der Kanalimpulsantwort pro Burst für die Entzerrung ausreicht. Die Rahmen für Down- und Uplink sind um drei Zeitschlitze versetzt, so dass die Mobilfunkgeräte nicht gleichzeitig senden und empfangen können müssen. Bei der Übertragung von Sprach- oder Datenbits ergeben

26 TDMA-Rahmen einen Multirahmen der Dauer 120 ms. GSM ist vor allem für das mobile Telefonieren entwickelt worden, so können nur recht geringe Datenraten von 2,4 kbit/s, 4,8 kbit/s oder 9,6 kbit/s übertragen werden. Der Full Rate Modus, der einzige Modus der ersten Version von GSM (Phase 1), bezieht sich auf die Sprachcodierung Regular Pulse Excitation-Long Term Prediction (RPE-LTP) [152] mit der Rate 13,0 kbit/s. Die Sprachcodierung wurde bei GSM um einiges effizienter als bei Schnurlossystemen wie DECT gewählt, weil in Mobilfunksystemen die Netzkapazität eine höhere Priorität als die Sprachqualität hat. Im Vergleich zu den amerikanischen und japanischen Mobilfunksystemen der zweiten Generation ist die Sprachqualität von GSM Full Rate aber noch etwas besser. Es wurde in einer späteren Version GSM (Phase 2) der Half Rate (HR) Modus eingeführt, bei dem ein Code Excited Linear Prediction (CELP) Sprachcoder [61] mit einer niedrigeren Rate von 5,6 kbit/s verwendet wird und daher ein Teilnehmer nur in jedem zweiten TDMA-Rahmen einen Zeitschlitz belegt. Pro Träger können somit beim Half Rate doppelt so viele Teilnehmer wie beim Full Rate versorgt werden, d.h. 16 Teilnehmer. Allerdings kann innerhalb einer Zelle eine Trägerfrequenz nur entweder im Full Rate oder im Half Rate belegt werden. Zudem wurde eine neue, bessere Full Rate Sprachcodierung (Enhanced Full Rate EFR) mit der Rate 12,22 kbit/s eingeführt. Es gibt damit in GSM nur 7 verschiedene Übertragungsmöglichkeiten: TCH/FS (Traffic Channel Fullrate Speech), TCH/HS (Traffic Channel Halfrate Speech) und die fünf Datenübertragungskanäle TCH/F9,6, TCH/F4,8, TCH/F2,4, TCH/H4,8 und TCH/H2,4. Einen guten Überblick über die Übertragungstechnik in GSM geben zum Beispiel [130, 146].

Eine Option in GSM ist die Voice Activity Detection (VAD) und die damit verbundene Discontinuous Transmission (DTX). Hierbei wird zuerst detektiert, ob überhaupt gesprochen wird und damit wirklich Sprachrahmen zu übertragen sind, was bei einem Gespräch in nur weniger als 50 % der Zeit der Fall ist. Während Sprechpausen findet keine Übertragung statt, sondern es wird im Empfänger Rauschen (Comfort Noise) eingespielt. Dadurch können Gleichkanalstörung und der Energieverbrauch im Sender verringert werden.

Optional kann im GSM-System auch ein langsames Frequency Hopping (SFH) durchgeführt werden, das starke Störungen in bestimmten Frequenzbereichen ausgleichen kann. Diese frequenzselektiven Störungen können durch Mehrwegeausbreitung oder Gleichkanalstörungen entstehen. Alle Mobilfunkgeräte müssen dazu ausgerüstet sein. Die Trägerfrequenz wird nach jedem gesendeten Burst gewechselt, das ergibt eine Hoprate von ca. 217 hop/s. Eine Zelle führt unabhängig von anderen Zellen das SFH über die der Zelle zugeteilten Trägerfrequenzen durch. Da in einer Zelle im SFH-Modus alle Teilnehmer versetzt eine bestimmte Frequenz-

sprungsequenz durchführen, kommt es nicht zur Kollision der Bursts. Durch das SFH ist ein Träger- zu Interferenz-Verhältnis (C/I) von mindestens 9 dB statt 12 dB am Empfängereingang ausreichend.

Ein weiterer wichtiger Aspekt ist das Handover in GSM, das ohne Gesprächsunterbrechung, also nahtlos, stattfindet. Im Zusammenhang mit dem System-Handover zwischen UTRA und GSM wird darauf genauer in Kapitel 7 eingegangen.

3.2.1 Kanalcodierung

Aufgrund der schlechteren Übertragungsbedingungen ist die Kanalcodierung in Mobilfunksystemen aufwendiger als in Schnurlossystemen. Hier müssen Fehlerkorrekturen im Empfänger durchgeführt werden, um eine gute Fehlerrate zu erreichen. Die Kanalcodierung von GSM soll nun anhand von zwei Beispielen, dem TCH/FS (Traffic Channel Fullrate Speech) Sprachkanal und dem TCH/F9.6 (Traffic Channel Full Rate) Datenkanal mit der Netto-Datenrate von 9,6 kbit/s, erläutert werden. Nähere Ausführungen zur Kanalcodierung finden sich in [51]. Der Unterschied zwischen der Sprach- und der Datenübertragung liegt vor allem darin, dass bei der Datenübertragung alle Bits gleich stark geschützt werden müssen, bei der Sprachübertragung erzeugt der Sprachcoder aber wichtige und weniger wichtige Bits, die entsprechend unterschiedlich stark geschützt werden. Im Falle des TCH/FS entstehen durch die Sprachcodierung aus einem 20 ms langen Sprachrahmen 260 Bits. Davon werden 182 Klasse I Bits kanalcodiert und 78 Klasse II Bits ohne Kanalcodierung übertragen (siehe Bild 3.4). Von den Klasse I Bits werden 50 Klasse Ia Bits zusätzlich mit einem Blockcode geschützt. Der Blockcode ist ein Hammingcode, der drei Prüfbits erzeugt, die an die Klasse Ia Bits angehängt werden. Mit diesen Prüfbits wird im Empfänger eine Fehlererkennung durchgeführt. Nach einer Umsortierung der Bits (aufgrund der innerhalb eines Kanalcodierungsblockes unterschiedlich verteilten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten [130]) und der Anfügung von 4 Tailbits, bestehend aus Nullen zur Terminierung, werden die

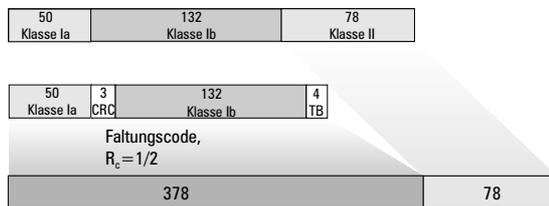


Bild 3.4 Kanalcodierung des TCH/FS bei GSM

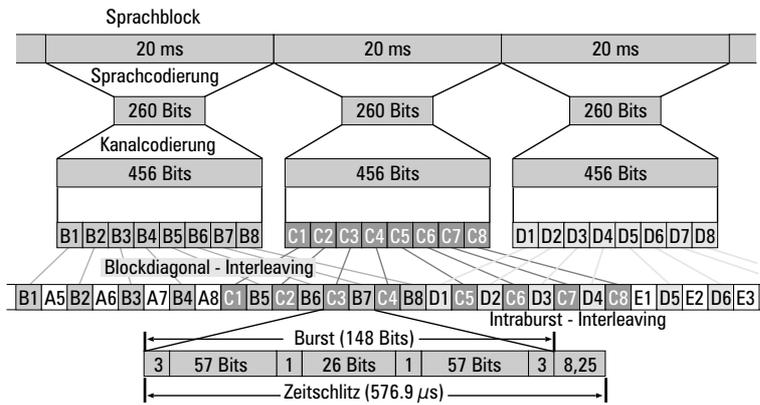


Bild 3.5 Interleaving des TCH/FS bei GSM

Klasse I Bits dann mit der Coderate $R_c = 1/2$ und der Gedächtnislänge $M = 4$ faltungscodiert. Insgesamt ergeben sich durch die Kanalcodierung 456 Bits pro Sprachrahmen und damit eine Bruttodatenrate von 22,8 kbit/s.

Aufgrund der größeren Zellen und der Mehrwegeausbreitung entstehen in Mobilfunksystemen bei der Übertragung durch das Fast Fading (siehe Abschnitt 6.2) vor allem Bündelfehler. Es sind also oft mehrere aufeinander folgende Bits oder sogar ganze Bursts verfälscht. Die meisten Kanalcodierungen, wie die oft verwendeten Faltungscodes, können allerdings Einzelfehler besser beheben, da Bündelfehler hier zu Folgefehlern führen können. Daher werden in Verbindung mit Faltungscodes immer Interleaver verwendet, die die kanalcodierten Bits vor dem Senden umsortieren. Im Empfänger wird dies vor der Kanaldecodierung rückgängig gemacht und dadurch Bündelfehler in näherungsweise Einzelfehler verwandelt. Je größer die Interleavertiefe, also je weiter die Bits nach vorne oder nach hinten umsortiert werden, um so unabhängiger werden die Einzelfehler nach dem Deinterleaven, aber um so länger wird auch die Verzögerung bei der Übertragung. Gerade bei der Sprachübertragung sollten aber insgesamt keine Verzögerungen länger als ca. 60 ms auftreten, so dass hier kürzere Interleavertiefen als bei der Datenübertragung gewählt wurden. In Bild 3.5 ist das Interleaverschema für TCH/FS aufgezeigt. Ein Bitblock von 456 codierten Bits wird auf 8 hintereinander gesendete Bursts verteilt, die Verzögerung aufgrund des Interleavings beträgt somit ca. 37 ms.

Die Kanalcodierung von TCH/HS, dem Half Rate Sprachkanal, ist ähnlich aufgebaut. Hier werden aus 20 ms Sprache 112 sprachcodierte Bits erzeugt und in ver-

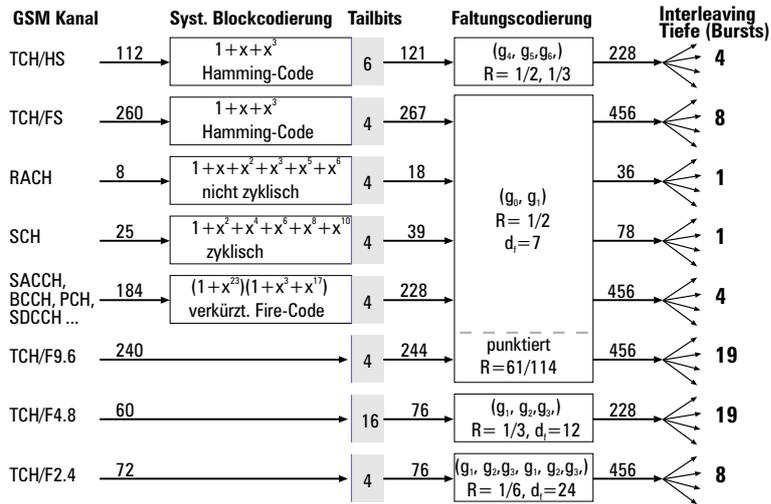


Bild 3.6 Kanalcodierung bei GSM [51]

schieden stark geschützte Klassen eingeteilt. Es werden von den 22 Klasse Ia Bits wiederum drei Prüfbits berechnet. Die Klasse I Bits werden mit einem Faltungscodiercode der Rate $R_c = 1/2$ kanalcodiert, die Prüfbits aber mit einer Rate $R_c = 1/3$. Es werden somit für einen Sprachrahmen 228 codierte Bits übertragen, das entspricht einer Bruttodatenrate von 11,4 kbit/s. Danach erfolgt ein Interleaving über 4 Bursts, was die gleiche Verzögerungszeit wie bei TCH/FS ergibt, da jeder Teilnehmer nur in jedem zweiten TDMA-Rahmen einen Zeitschlitz belegt.

Die Datenübertragung von GSM soll nun noch beispielhaft für den TCH/F9.6 beschrieben werden. Die Nettodaten, die noch einige Headerdaten enthalten, werden in Blöcke von 60 Bits pro 5 ms gepackt. Vier solcher Blöcke werden zu 240 Bits zusammengefasst. Es erfolgt hier keine Blockcodierung, sondern alle Bits werden mit einem Faltungscodiercode der Rate $R_c = 1/2$ faltungscodiert, nachdem 4 Tailbits angehängt wurden. Von den 244 codierten Bits werden 72 punktiert, also nicht übertragen, wodurch wieder eine Bruttodatenrate von 22,8 kbit/s entsteht. Die Interleavertiefe wurde zu 19 Bursts gewählt, da hier die Anforderungen an die Verzögerung nicht so hoch sind wie bei der Sprachübertragung.

In Bild 3.6 sind die Kanalcodierungsschemata der GSM-Kanäle zusammengefasst. Dabei sind auch die Kanalcodierungen von Kontrollkanälen wie dem SACCH (Slow Associated Control Channel) aufgeführt, mit dem regelmäßig verbindungspezifisch

sche Kontrolldaten zwischen Mobil- und Basisstation ausgetauscht werden. Die SACCH-Daten werden in jedem 26. TDMA-Rahmen (d.h. einmal pro Multirahmen) bei FR (bzw. in jedem 13. TDMA-Rahmen bei HR) statt TCH-Daten übertragen. Nur so können ganze Bursts beim DTX ausgelassen werden, ohne dass die Datenrate des SACCH beeinträchtigt wird. Weitere Kanäle sind der RACH (Random Access Channel), er wird zum Gesprächsaufbau von Seiten der Mobilstation verwendet. Es gibt außerdem Kanäle, die nur von der Basisstation für alle Mobilstationen gesendet werden und zur Synchronisation und zum Gesprächsaufbau dienen: der SCH (Synchronisation Channel), der FCCH (Frequency Correction Channel) zur Synchronisation und der BCCH (Broadcast Control Channel) über den die Mobilstationen Informationen über die Zelle erhalten. Diese gemeinsamen Kanäle werden auf einer bestimmten Frequenz (Beacon Frequency) gesendet. Weitere GSM-Kontrollkanäle werden zum Beispiel in [37, 157] beschrieben.

3.2.2 Burststruktur

In Bild 3.3 ist der normale Verkehrsburst zur Übertragung von Sprache, Daten und Kontrollinformationen aufgezeigt. Der Normal Burst beginnt und endet jeweils mit drei Tailbits, die zur Terminierung des Entzerrers dienen. Die beiden Datenblöcke von 57 Bits werden jeweils mit einem Stealingflag gekennzeichnet, das angibt, ob die Datenblöcke statt Sprach- oder Datenbits im Falle eines Handovers FACCH (Fast Associated Control Channel) Kontrolldaten enthalten. In der Mitte des Bursts wird eine 26 Bit lange Midamble übertragen, die dem Empfänger bekannt ist und zur Kanalschätzung (siehe Abschnitt 6.3.1) wie auch zur bitgenauen Synchronisation dient. Die Schutzzeit beträgt bei GSM $30,46 \mu\text{s}$ (entsprechen 8,25 Bits), innerhalb derer die Sendeverstärker hoch- bzw. heruntergefahren werden. Die Verzögerungszeiten, die durch sehr lange Übertragungswege entstehen, können allerdings bei großen Zellradien um einiges länger sein: Bei einem maximalen Zellradius von 35 km ist die Verzögerung eines direkten Mehrweges $116,6 \mu\text{s}$ lang, das entspricht ca. 31 Symbolauern. Durch Mehrwegeausbreitung kann die Verzögerungszeit aber auch doppelt so lang oder länger sein. Um die Netzkapazität durch zu lange Schutzzeiten nicht zu stark zu verringern, wurde das Adaptive Time Alignment oder auch Timing Advance für den Uplink eingeführt. Aufgrund von Messungen in der Basisstation, werden im Downlink regelmäßig Kontrolldaten zur Regelung des Sendezeitpunktes im Uplink gesendet. Entsprechend wird im Uplink der Burst zur Basisstation um T_v früher abgesendet, damit dieser an der Basisstation nicht mit den Bursts anderer Teilnehmer überlappt. In GSM liegt T_v zwischen $0 \mu\text{s}$ und $233 \mu\text{s}$ ($2/5$ der Burstdauer). Es gibt außerdem noch vier andere Bursttypen, zum Beispiel für den RACH, sie sind in [36, 122, 157] beschrieben.

Nach der Burstbildung werden die Bits einem GMSK-Modulator mit dem BT-Faktor 0,3 zugeführt und mit der Symbolrate 270,833 kbit/s gesendet [42]. Die Bruttodatenraten bei Full Rate ergeben sich durch folgende Betrachtung: Pro Multirahmen der Länge 120 ms (bzw. 26 TDMA-Rahmen) überträgt jeder Teilnehmer nur in 24 TDMA-Rahmen Verkehrsdaten und pro TDMA-Rahmen mit 8 Zeitschlitzen nur in einem Zeitschlitz. Pro Zeitschlitz der Länge 156,25 Bits ($\approx 577 \mu\text{s}$) werden 114 Bit Verkehrsdaten übertragen. Das ergibt genau 22,8 kbit/s pro Teilnehmer im Full Rate. Da die maximale Mehrwegeverzögerung bei GSM ca. 20 μs beträgt, ergibt sich mit der Symboldauer 3,692 μs Intersymbolinterferenz über maximal 6 bis 7 Symbole. Der Entzerrer im Empfänger ist also relativ aufwendig.

3.2.3 Erweiterungen von GSM

Die wichtigsten die Luftschnittstellen betreffenden Details der schon erwähnten Erweiterungen von GSM in Phase 2+ sollen nun noch kurz zusammengefasst werden. Die HSCSD-Erweiterung basiert vor allem auf der Vergabe von maximal vier Zeitschlitzen an einen Teilnehmer. Kombiniert mit einer etwas effizienteren Kanalcodierung lassen sich Datenraten von bis zu 57,6 kbit/s erreichen. Die Kanalcodierung im HSCSD unterscheidet sich von der Kanalcodierung des TCH/F9,6 lediglich durch eine andere Eingangsblocklänge (290 statt 260) und einer stärkeren Punktierung. Diese Übertragung ist daher etwas weniger gut geschützt, so dass sie nur bei entsprechend guter Übertragungssituation angewendet werden kann. Da bei der Übertragung mit HSCSD, wie in GSM, die Belegung der Kanäle verbindungsorientiert ist, reduziert die Belegung mehrerer Zeitschlitze durch einen Teilnehmer die Anzahl der Kanäle pro Trägerfrequenz recht stark. Bei der Kombination von z.B. drei Zeitschlitzen für den Downlink und drei für den Uplink für eine Verbindung wird es, im Gegensatz zur normalen GSM-Technik, notwendig, gleichzeitig zu senden und zu empfangen. Theoretisch überlagern sich zwar aufgrund der Verzögerung von 3 Bursts des Uplinks gegenüber des Downlinks (siehe Bild 3.3) die Bursts nicht, wegen des Timing Advance kann es aber trotzdem notwendig werden, dass die Mobilstation während des Empfangs des letzten Bursts schon den ersten Burst senden muss. Daher werden die ersten HSCSD-Geräte die maximale Datenrate von 57,6 kbit/s eher nicht erreichen, sondern in einer Richtung maximal 43,3 kbit/s übertragen. Allerdings muss auch dann das Umschalten zwischen Empfang und Senden in der Mobilstation um einiges schneller möglich sein als bisher, und zwar in ca. 344 μs statt wie bisher in ca. 921 μs .

Die GPRS-Erweiterung basiert auf der HSCSD-Technik mit dem Unterschied, dass es paketorientiert operiert, was sich positiv auf die Netzkapazität auswirkt. Die ma-

ximalen Datenraten liegen hier bei 115 kbit/s. Der Aufrüstungsaufwand ist um einiges größer als bei HSCSD, da die Netzinfrastruktur auf paketorientierte Vermittlung umgeschaltet werden muss. Bezüglich der Luftschnittstelle ändert sich, außer die schon erwähnten Anforderungen an das schnellere Umschalten zwischen Empfang und Senden in der Mobilstation, fast nichts.

Bei der EDGE-Erweiterung wird eine neue höherwertige Modulationsart eingeführt, um in Kombination mit der Belegung mehrerer Zeitschlitze noch höhere Datenraten von bis zu 384 kbit/s zu ermöglichen. Durch eine 8-PSK mit einem besonderen Impulsformfilter, das auf der Linearisierung der GMSK-Modulation basiert (siehe Abschnitt 5.2.3) und die Amplitudenschwankungen verringern soll, kann eine Nettobitrate pro Zeitschlitz von 69,2 kbit/s statt nur 22,8 kbit/s erreicht werden und zwar unter Beibehaltung des 200 kHz Trägerabstands [52].

3.3 IS-54/IS-136

Das amerikanische Mobilfunksystem IS-54 (der Vorläufer von IS-136) der zweiten Generation wurde in den USA 1989 von dem Normierungsgremium TIA verabschiedet und 1991 zum ersten Mal eingesetzt. Im Gegensatz zu dem europäischen Mobilfunksystem GSM, das Anfang der 90er Jahre ein vollkommen neues System darstellte, baut der IS-54 Standard auf seinem analogen Vorgänger AMPS (Advanced Mobile Phone System) auf. Um einen fließenden Übergang zwischen der analogen und der digitalen Technik zu ermöglichen, wurde für IS-54 dieselbe Kanalbandbreite von 30 kHz wie im AMPS-System gewählt. Ein wichtiger Grund für die Koexistenz zwischen AMPS und IS-54 war, dass in Nordamerika keine neuen Frequenzen wie in Europa für GSM belegt werden konnten, es gab also nur die Möglichkeit, das analoge AMPS nach und nach auf das digitale System umzuschalten. Daher ist das IS-54 System auch unter dem Begriff Digital AMPS (DAMPS) bekannt. Es operiert im selben Frequenzbereich wie AMPS: Der Uplink wird im Bereich 824-849 MHz und der Downlink bei 869-894 MHz mit einem Duplex-Abstand von 45 MHz gesendet. Es stehen damit 832 Träger mit der Bandbreite 30 kHz zur Verfügung. Die Kontrollkanäle bei IS-54 sind dieselben wie in AMPS, werden also analog übertragen. Erst mit der neueren Variante IS-136 (früher IS-54-C) wurden auch digitale Kontrollkanäle und die Möglichkeit der Datenübertragung eingeführt. Somit konnten in AMPS-Netzen einzelne Basisstationen auf die digitale Sprachübertragung umgestellt werden. Allerdings waren dafür Dualmode-Geräte erforderlich, die sowohl IS-54-fähig als auch AMPS-fähig waren.

Da nur die digitalen Datenkanäle betrachtet werden, die bei IS-54 und IS-136 identisch sind, wird im Folgenden nur noch von IS-136 gesprochen. Das IS-136 System

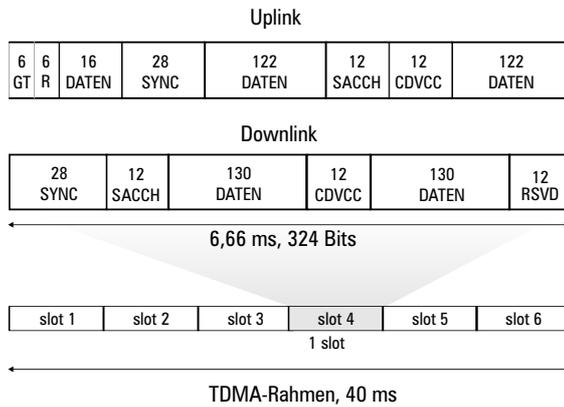


Bild 3.7 TDMA-Rahmen und Burststruktur bei IS-136

basiert auf dem TDMA/FDMA-Zugriffsverfahren. Aufgrund der schmalen Kanalbandbreite von 30 kHz, wurde hier eine effizientere Sprachcodierung verwendet: Vektor Sum Excited Linear Prediction (VSELP) mit einer Rate von 7,95 kbit/s für Full Rate und 3,975 kbit/s für Half Rate. Pro Sprachrahmen von 20 ms werden also 159 Bits erzeugt. Mit der (alternierend) vierwertigen $\pi/4$ -DQPSK-Modulation, bei der zwei Bits pro Symbol übertragen werden, ist es möglich, mit der geringen Kanalbandbreite 3 bzw. 6 Teilnehmer zu versorgen. Der TDMA-Rahmen ist bei IS-136 40 ms lang und enthält 6 Zeitschlitze. Bei Full Rate werden jedem Teilnehmer zwei 20 ms entfernte Zeitschlitze zugewiesen, bei Half Rate belegt jeder Teilnehmer nur einen Zeitschlitz. Ähnlich wie bei GSM sind hier Up- und Downlink-Rahmen um 412 Bits zeitversetzt, damit nicht gleichzeitig gesendet und empfangen werden muss.

Bild 3.7 zeigt die zwei in Up- und Downlink verwendeten Burstarten. In jedem Burst werden zusätzlich zu den 260 Sprach- bzw. Datenbits eine dem Empfänger bekannte Synchronisationssequenz der Länge 28 Bit, verbindungspezifische SACCH Kontrolldaten und ein mit 4 Prüfbits geschützter Color Code (CDVCC) der Länge 8 zur Identifizierung der Basisstation gesendet. Im Uplink hat man eine Schutzzeit GT von 6 Bits und weitere 6 Bits zum Hoch- und Herunterfahren der Verstärker eingebaut. Beim Downlink hat man auf Schutzzeiten verzichtet, die dadurch frei werdenden 12 Bits bleiben für spätere Erweiterungen reserviert und sind mit Nullen aufgefüllt. Pro Zeitschlitz werden also 324 Bits übertragen. Die Symbolrate ist 24,3 kbaud/s und damit ist die Symboldauer mit $41,15 \mu\text{s}$ wesentlich länger als im GSM-System. Die Burstdauer ist mit 6,67 ms auch sehr viel länger

als bei GSM. Verbunden mit einem Wurzel-Cosinus-roll-off-Impulsfilter mit Roll-Off-Faktor $\alpha = 0,35$ ergibt sich nur in bestimmten Ausbreitungssituationen ISI über zwei aufeinanderfolgende Symbole. Dementsprechend ist ein weniger aufwendiger Entzerrer als im GSM-System hier ausreichend. In IS-54/IS-136 muss dagegen eine Nachführung der Kanalschätzung durchgeführt werden, da sich der Kanal während der langen Burstdauer signifikant ändern kann. Wie schnell sich der Kanal ändert wird aber durch die maximal zugelassene Teilnehmergewindigkeit von 100 km/h beschränkt. Die Zellradien sind maximal 10 km groß, da der Energieverbrauch von IS-54/IS-136 Mobilfunkgeräten sowieso recht hoch ist. Die Standby-Zeiten sind um einiges kürzer als bei GSM-Geräten. Dies liegt an der verwendeten Modulationsart $\pi/4$ -DQPSK, die zwar sehr bandbreiteneffizient ist, dafür aber keine konstante Einhüllende besitzt. Die Sendeverstärker müssen daher möglichst lineare Kennlinien aufweisen, um keine Intermodulationsprodukte und damit eine Verbreiterung des Spektrums zu erzeugen. Solche Verstärker haben einen höheren Energieverbrauch. Genaue Beschreibungen der IS-136 Luftschnittstelle finden sich in [19, 112, 133].

3.3.1 Kanalcodierung

Die Kanalcodierung der Sprachdaten ist sehr ähnlich wie im GSM-System. Auch hier werden die sprachcodierten Bits in drei Klassen aufgeteilt und unterschiedlich stark geschützt. Das entsprechende Schema für die Full Rate Sprachübertragung zeigt Bild 3.8. Von den 159 sprachcodierten Bits eines Sprachrahmens werden von 12 Klasse Ia Bits mit einer CRC-Blockcodierung 7 Prüfbits berechnet, um eine zusätzliche Fehlerkontrolle im Empfänger durchführen zu können. Gemeinsam mit den 65 Klasse Ib Bits werden sie nach dem Anfügen von Tailbits faltungscodiert mit der Rate $R_c = 1/2$ und der Gedächtnislänge $M = 5$. Die restlichen 82 Klasse II Bits werden uncodiert übertragen. Pro Sprachrahmen werden also 260 kanalcodierte Bits übertragen, was einer Rate von 13 kbit/s entspricht. Diese Bits werden über

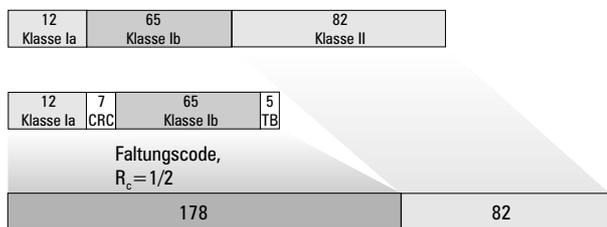


Bild 3.8 Kanalcodierung für Full Rate Sprachübertragung bei IS-136

zwei Zeitschlitze umsortiert, was einer Verzögerungszeit von 40 ms entspricht. In jedem Burst werden also jeweils die Hälfte der Bits von zwei aufeinander folgenden Sprachrahmen übertragen.

Der IS-136 Standard wurde unter dem Namen UWC-136 für die hochratige Datenübertragung modifiziert und ist inzwischen auch in dem IMT-2000 integriert. Ähnlich wie bei der GSM-Erweiterung EDGE werden unter anderem höherratige Modulationsverfahren wie 8PSK sowie für den Indoor-Bereich 16QAM verwendet.

3.4 PDC

Das japanische, digitale Mobilfunksystem der zweiten Generation PDC (früher auch *Japanese Digital Cellular* (JDC) genannt) hat sehr große Ähnlichkeiten mit IS-54/IS-136, und wird daher hier nur kurz beschrieben. Einer der wesentlichen Unterschiede zu IS-54 ist, dass PDC von Anfang an mit digitalen Kontrollkanälen operierte. Es verwendet auch ein TDMA/FDMA-Zugriffsverfahren, aber mit einer Kanalbandbreite von 25 kHz. Die zugehörigen Frequenzbänder liegen einmal für den Uplink bei 810-826 MHz und für den Downlink bei 940-956 MHz (Duplex Abstand 130 MHz) und zum anderen für den Uplink bei 1429-1453 MHz und für den Downlink bei 1477-1501 MHz (Duplex Abstand 48 MHz). Insgesamt stehen damit 800 Trägerfrequenzen zur Verfügung. Der TDMA-Rahmen ist dem von IS-54/IS-136 sehr ähnlich: Er ist nur halb so lang (20 ms), besteht aber aus nur 3 Zeitschlitzen, die also genauso lang sind wie die IS-54/IS-136-Zeitschlitze. Pro Träger werden hier auch 3 (bzw. 6) Teilnehmer bei Full Rate (bzw. Half Rate) versorgt. Aufgrund der schmaleren Bandbreite wurde der Sprachcodierer VSELP bei Full Rate auf eine Rate von 6,7 kbit/s ausgelegt. Die Sprachdaten werden dann kanalcodiert (Faltungscodierung und CRC-Code), so dass sich eine Bruttoreate von 11,2 kbit/s ergibt. Pro TDMA-Rahmen müssen damit 224 Sprachdaten übertragen werden. Verwendet wird hier auch die $\pi/4$ -DQPSK-Modulation, aber mit einem Wurzel-Cosinus-roll-off-Impulsfilter mit Roll-Off-Faktor $\alpha = 0,5$. Die Symbolrate beträgt 21 kbaud/s, ist also noch etwas langsamer als bei IS-54/IS-136. Durch die lange Symboldauer von ca. $47,6 \mu\text{s}$ ist die Intersymbol-Interferenz nur noch sehr gering, man hat daher auf Entzerrer verzichtet. Stattdessen hat man spezielle Antennendiversity-Verfahren und Vorverzerrer gegen Spektrumsverbreiterungen durch die nichtlinearen Verzerrungen bei der Verstärkung entwickelt [106]. Näheres zum PDC Standard findet sich zum Beispiel in [19].

3.5 IS-95/cdma2000

Der Mobilfunkstandard IS-95 wurde von der Firma Qualcomm in den USA entwickelt und 1995 eingeführt. Es ist zwar das erste Mobilfunksystem das auf dem CDMA (Code Division Multiple Access) Zugriffsverfahren aufbaut. Da es aber nur geringe Datenraten übertragen kann, wird es auch zu den Systemen der zweiten Generation gezählt. Ähnlich wie bei der Einführung von IS-54 standen wiederum nur die Frequenzbereiche zwischen 824 MHz und 894 MHz zur Verfügung, so dass die neue Luftschnittstelle nur lokal eingeführt wurde. Die verwendete Bandbreite beträgt 1,25 MHz bei einer Chiprate von 1,2288 Mchip/s. Es können also maximal 20 IS-95-Träger in dem Frequenzband betrieben werden. Aufgrund des CDMA-Zugriffsverfahrens greifen die Teilnehmer gleichzeitig auf dasselbe Frequenzband zu und werden durch die verschiedenen Spreiz- und Scramblingsequenzen getrennt. Theoretisch kann der Wiederholungsfaktor gleich eins gesetzt werden, was bedeutet, dass alle Zellen dasselbe Frequenzband verwenden. Um die Interferenz zwischen den Zellen (intercell interference) zu reduzieren, wird hier trotzdem eine Frequenzplanung durchgeführt.

Auch diese Luftschnittstelle wurde hauptsächlich zur Sprachübertragung entwickelt und kann daher nur eine maximale Datenrate von 9,6 kbit/s übertragen. Als Sprachencoder wird ein Qualcomm Code Excited Linear Prediction (QCELP) Coder mit VAD verwendet, der in Abhängigkeit von der Sprachaktivität Datenraten von 0,8 kbit/s, 2,0 kbit/s, 4,0 kbit/s oder 8,6 kbit/s erzeugt. Nach der Berechnung von Prüfbits und dem Anhängen von 8 Tailbits ergeben sich die Datenraten 1,2 kbit/s, 2,4 kbit/s, 4,8 kbit/s bzw. 9,6 kbit/s. Dies sind wiederum die möglichen Bitraten im Falle der Datenübertragung. Da Up- und Downlink unterschiedlich konzipiert sind, werden diese nun getrennt beschrieben.

3.5.1 IS-95 Downlink

Der IS-95 Downlink für die Daten- bzw. Sprachkanäle ist in Bild 3.9 dargestellt. Der Datenstrom wird zunächst faltungscodiert mit der Coderate $R_c = 1/2$ und einer Gedächtnislänge $M = 8$. Danach wird durch Bitwiederholung die Datenrate einheitlich auf 19,2 kbit/s gebracht und ein Block-Interleaving über die Sprachrahmenlänge von 20 ms durchgeführt. Als nächstes erfolgt durch bitweise modulo-2 Addition ein Scrambling mit einem reduzierten pseudozufälligen Long-Code der Periode $2^{42} - 1$. Durch eine teilnehmerspezifische Maske ergibt sich für jeden Teilnehmer eine andere Scramblingsequenz. Durch dieses Scrambling wird die Unterscheidbarkeit der Teilnehmer, die dieselbe Spreizsequenz in unterschiedlichen

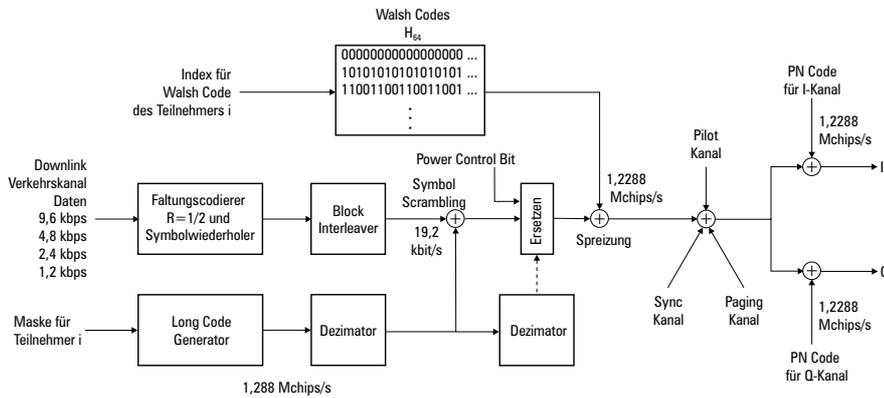


Bild 3.9 Downlink Kanal bei IS-95

Zellen verwenden, erhöht und außerdem eine Verschlüsselung durchgeführt.

Danach werden zwei codierte Bits mit den Bits für die Leistungsregelung in der Mobilfunkstation überschrieben. Die Position dieser Power Control Bits hängt von bestimmten Bits des Long Codes ab, es wird aber im Schnitt ein Power Control Bit pro 1,25 ms gesendet. Es ist im IS-95-System nur eine Leistungsregelung im Uplink vorgesehen, daher werden lediglich im Downlink Power Control Informationen gesendet.

Daraufhin erfolgt die Spreizung auf die Chiprate 1,288 Mchip/s mit Hilfe der orthogonalen Walsh Codes mit Spreizfaktor 64, wobei jedem Teilnehmer in einer Zelle ein eigener Code aus den 64 möglichen Codes zugewiesen wird. Zum Schluss werden die Signale der anderen Teilnehmer und die Kontrollkanäle, die Pilot-, ein Synchronisations- und ein Pagingsignal umfassen, aufaddiert. Mit Hilfe dieser Kontrollkanäle können sich die Mobilfunkstationen phasengenau auf die Basisstation synchronisieren, was eine kohärente Demodulation in den Mobilstationen ermöglicht. Der Pilotkanal dient außerdem zur Schätzung der Kanalimpulsantwort und des Verhältnisses von Träger- zu Interferenzleistung C/I. Ersteres wird zum Empfang mit einem Rake-Empfänger verwendet, letzteres zur Entscheidung über die Einleitung eines Handovers.

Das Summensignal wird $\pi/4$ -QPSK moduliert, indem die ankommenden Chips in den I- und Q-Zweig geleitet werden und dort jeweils ein kurzer PN-Code der Periode 2^{15} aufaddiert wird. Durch bestimmte, zelltypische Zeitverschiebungen der PN-Codes können die Zellen unterschieden werden. Damit wird die Resistenz gegenüber Störungen aus Nachbarzellen erhöht. Durch die Synchronisation der Ba-

sisstationen werden außerdem Mehrdeutigkeiten zwischen den zeitverschobenen PN-Sequenzen vermieden. Danach wird eine Impulsformfilterung mit einem speziellen, im Standard angegebenen Impulsfilter mit Wurzel-Cosinus-Charakteristik durchgeführt.

3.5.2 IS-95 Uplink

Der IS-95 Uplink ist etwas anders aufgebaut als der Downlink. Da es hier keinen Pilotkanal gibt, ist eine kohärente Demodulation nicht möglich. In Bild 3.10 ist der Sender-Aufbau für den Uplink skizziert. Hier wird eine Faltungscodierung der Rate $R = 1/3$ und der Gedächtnislänge $M = 8$ benutzt, was nach einer Symbolwiederholung auf eine einheitliche Datenrate von 28,8kbit/s führt. Nach dem Block-Interleaver über 20 ms werden jeweils 6 Bits zusammengefasst, als binäre Adresse interpretiert und einem der 64 Walsh Codes zugeordnet, die dann anstelle der 6 Bits übertragen werden. Dies wird orthogonale Modulation genannt und ermöglicht im Empfänger eine inkohärente Demodulation (mehr dazu findet man z.B. in [86, 128]). Es ergibt sich eine Datenrate von 307,2kchip/s. Da durch die Wiederholung von Datenbits bei Datenraten $< 9,6$ kbit/s Redundanz entsteht, kann auf die Übertragung einzelner Bits verzichtet werden. Da das Interleaving an die jeweilige Datenrate angepasst ist, vereinfacht sich das Ausblenden redundanter Bits. Ausgeblendet werden jeweils Abschnitte (Bursts) bestehend aus 6 Walsh-Folgen. Dies entspricht einer Ausblenddauer von 1,25 ms. Das heißt, es wird letztlich kein kontinuierliches Signal gesendet. Die Auswahl der auszublendenden Bits wird hierbei durch die nutzerspezifische Verwürfelung mit dem Long Code und die Datenrate bestimmt. Je geringer die Datenrate, desto mehr Bursts werden ausgeblendet. Dies bewirkt eine Reduzierung der gegenseitigen Interferenz der Teilnehmer.

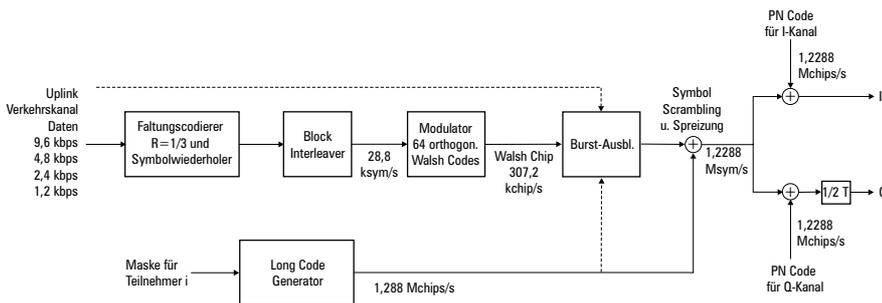


Bild 3.10 Uplink Kanal bei IS-95

Dann erfolgt die Teilnehmerkennung und eine nochmalige Spreizung um den Faktor 4 durch modulo-2 Addition mit der langen, teilnehmerspezifischen Long Code Folge der Periode $2^{42} - 1$. Das gespreizte Signal der Chiprate 1,2288 Mchip/s wird dann mit denselben PN-Codes wie die zugehörige Basisstation offset-QPSK-moduliert. Hier unterscheidet also allein der Long Code die Teilnehmer und nicht, wie beim Downlink noch zusätzlich der Walsh Code. Die offset-QPSK reduziert die Schwankungen der komplexen Einhüllenden, was die nichtlinearen Verzerrungen durch den Endverstärker in der Mobilstation aus oben schon diskutierten Gründen reduziert.

Nähere Beschreibungen der IS-95 Luftschnittstelle finden sich in [36, 86, 128, 133]. Inzwischen gibt es die IS-95-B Version, die etwas höhere Datenübertragungsraten von bis zu 14,4 kbit/s pro Kanal erlaubt. Im Downlink wird dies durch eine Punktierung von 2 von 6 Bits erreicht. Im Uplink, indem die Coderate auf $R_c = 1/2$ gesetzt wird. Durch diese neuen Datenraten ist es möglich, einen verbesserten Sprachencoder QCELP13 einzusetzen. Noch höhere Datenraten von bis zu 115,2 kbit/s lassen sich durch Zuweisung von bis zu acht Kanälen an einen Teilnehmer erreichen.

3.5.3 cdma2000

Wie auch bei dem anderen in dieser Arbeit berücksichtigtem System der dritten Generation, UTRA, ist die Entwicklung der Luftschnittstelle von cdma2000 noch nicht vollständig abgeschlossen und standardisiert. Die beschriebenen Luftschnittstellen entsprechen daher zwar einem relativ aktuellen Stand, können aber bis zum Abschluss der Spezifizierung noch Änderungen unterliegen.

Für den Einsatz in dem IMT-2000 System wurde der IS-95-B Standard für die Übertragung von hohen Datenraten zu der Luftschnittstelle cdma2000 erweitert [11]. Es besteht aber die volle Rückkompatibilität, da IS-95-B als eine spezielle Übertragungsmöglichkeit in cdma2000 enthalten ist. Zur Verbesserung der Bitfehler rate wird zudem (wie in UTRA auch) Turbocodierung, eine schnelle Leistungsregelung und ein Pilotkanal zur kohärenten Demodulation in Up- und Downlink eingesetzt. Die hohen Datenraten werden durch zwei prinzipielle Übertragungsarten erreicht:

- **Multi Carrier**

Es werden $N = 1$ oder $N = 3$ Träger der Bandbreite 1,25 MHz verwendet. Auf jedem dieser Träger findet eine Übertragung mit einer Rate von 1,2288 Mchip/s statt.

- **Direct Spread**

Hier wird lediglich ein einziger Träger mit einer größeren Bandbreite von ca. 5 MHz verwendet. Die Chiprate erhöht sich gegenüber der Multi Carrier Übertragung um den Faktor drei zu 3,6864 Mchip/s.

cdma2000 Downlink

Es gibt im Downlink neun verschiedene Übertragungs-Konfigurationen; zwei davon stellen die Übertragung, wie sie in IS-95 und IS-95-B mit den maximalen Datenraten von 9,6 kbit/s bzw. 14,4 kbit/s möglich ist, dar. Für eine Übertragung mit lediglich einer Bandbreite von 1,25 MHz ($N = 1$) gibt es noch drei weitere Konfigurationen, die sich vor allem durch die Verwendung einer „echten“ QPSK-Modulation, bei der auf I- und Q-Zweig verschiedene Daten übertragen werden, von IS-95 unterscheiden. Hier wird dann die Multiplikation mit den zellspezifischen PN-Folgen in I- und Q-Zweig als komplexe Multiplikation durchgeführt. Die Kanalcodierung besteht aus einer Faltungs- oder Turbocodierung mit Codieraten $R_c = 1/2$ oder $1/4$. Für den Fall $N = 1$ gibt es außerdem noch die Möglichkeit des Transmit Diversity (TD) in der Basisstation: Hierbei werden die Daten entweder gesplittet und mit verschiedenen Symbolwiederholungs-Schemata parallel über zwei Antennen mit der gleichen Trägerfrequenz übertragen (Orthogonal TD (OTD)). Oder die Daten werden ähnlich wie bei OTD über zwei Antennen mit der gleichen Trägerfrequenz, dafür aber doppelt, d.h. jedes Bit gleichzeitig über beide Antennen, übertragen (Space Time Spreading (STS)). Dies hat den Vorteil, dass die Signale, die von unterschiedlichen Antennen abgesendet werden, mit anderen Kanalbedingungen übertragen werden. Für diese drei Konfigurationen dürfen bis zu drei Kanäle pro Teilnehmer zugewiesen werden.

Die anderen vier Konfigurationen im Downlink verwenden Multi Carrier mit $N = 3$. Die Daten werden gesplittet und parallel über drei Antennen mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen übertragen und zwar pro Träger jeweils wie im Fall $N = 1$ mit einer echten QPSK-Modulation. Der Spreizfaktor wird hier je nach Datenrate ähnlich wie bei UTRA angepasst und besteht aus Zweierpotenzen zwischen 4 und 256.

cdma2000 Uplink

Da in der Mobilstation normalerweise nur eine Sendeantenne eingebaut ist, wird hier entweder mit einem Kanal der Bandbreite 1,25 MHz ($N = 1$) oder 5 MHz (Direct Spread) gesendet. Im Uplink gibt es lediglich sechs verschiedene Konfigurationen, von denen zwei die schon genauer beschriebenen Übertragungen von IS-95

und IS-95-B unter Verwendung der orthogonalen Modulation mit den maximalen Datenraten von 9,6 kbit/s bzw. 14,4 kbit/s darstellen. Zwei weitere Konfigurationen arbeiten mit $N = 1$ und übertragen auf I- und Q-Zweig mehrere durch verschiedene Walsh-Codes (mit maximalem Spreizfaktor 16) zu trennende Kanäle, darunter auch einen Pilotkanal. Pro Teilnehmer dürfen maximal drei Verkehrskanäle zugewiesen werden. Zur Trennung der Teilnehmer wird hier bei dem komplexen Scrambling des I- und Q-Zweiges mit den zellspezifischen PN-Folgen zusätzlich auch mit dem Long Code mit teilnehmerspezifischer Maske multipliziert. Die beiden Konfigurationen unterscheiden sich sonst nur durch verschiedene Kanalcodierungsraten von $R_c = 1/2$ bzw. $1/4$. Durch Direct Spread können höhere Datenraten übertragen werden indem einfach die Chiprate auf dem Kanal erhöht wird.

Mit dem Direct Spread ergibt sich eine Chiprate von 3,6864 Mchip/s, die der von UTRA (3,84 Mchip/s) sehr ähnlich ist. In beiden Systemen wird außerdem eine Kanalbandbreite von 5 MHz verwendet. Dies erleichtert die Entwicklung eines gemeinsamen Transceivers. Auf cdma2000 soll nicht weiter eingegangen werden, da die Spezifizierung der Luftschnittstelle noch in einem relativ frühen Stadium und daher größeren Veränderungen unterworfen ist. Zum Beispiel war ursprünglich auch für den Downlink Direct Spread geplant, dies ist in den derzeit aktuellen 3GPP2-Dokumenten [11] aber nicht mehr berücksichtigt.

3.6 UTRA

Es gibt zwei Luftschnittstellen innerhalb des terrestrischen UMTS: UTRA-FDD und UTRA-TDD. Inzwischen sind beide Luftschnittstellen in das globale System IMT-2000 eingegangen und werden nun von der 3GPP-Gruppe weiterentwickelt. Der hier beschriebene Stand der UTRA-Entwicklung entspricht dem Release 1999 vom März 2000. Es ist aber davon auszugehen, dass bezüglich der Luftschnittstellen von UTRA keine großen Änderungen mehr gemacht werden. Wie schon erwähnt, sind für UTRA-FDD und UTRA-TDD getrennte Frequenzbänder im 2 GHz-Bereich vorgesehen. Es gibt insgesamt 12 Träger für UTRA-FDD und sieben Träger für UTRA-TDD, von denen zwei ohne Lizenzvergabe (ähnlich wie bei dem Schnurlossystem DECT) verwendet werden sollen. Die beiden Luftschnittstellen haben einige Gemeinsamkeiten wie zum Beispiel die Bandbreite (5 MHz), den Chiptakt (3,840 Mchip/s), die QPSK-Modulation und das Impulsformfilter $g_S(t)$ (Wurzel-Cosinus-Roll-Off mit $\alpha = 0,22$), beruhen aber auf unterschiedlichen Zugriffsverfahren WB-CDMA (Wide Band CDMA) und TD-CDMA (hybrides Zugriffsverfahren aus TDMA und CDMA). Die TDMA-Komponente in UTRA-TDD erfordert eine Synchronisation der Teilnehmer sowohl im Down-

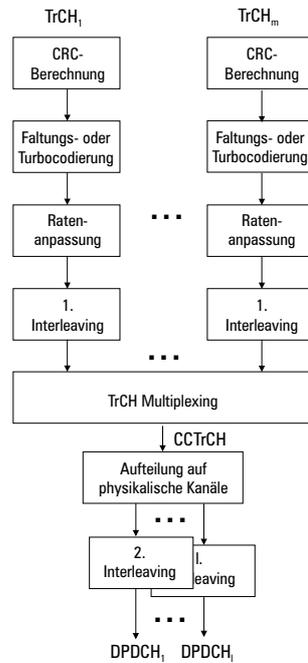


Bild 3.11 UTRA Codierung und Aufteilung von Transportkanälen auf physikalische Kanäle im Downlink

als auch im Uplink. Dadurch lassen sich in der Basisstation leichter Multiuser-Detektions-Algorithmen verwenden, die die Interferenzen der Teilnehmer innerhalb einer Zelle durch nicht ideale Kreuzkorrelationsfunktionen(KKF)-Eigenschaften der verwendeten Spreizcodes eliminieren können [94]. Außerdem ist durch das TDD ein asynchroner Datenverkehr effizienter möglich. Die UTRA-FDD Luft-schnittstelle ist dagegen durch die Trennung der Frequenzbänder für Up- und Down-link und höheren Spreizfaktoren für größere Zellen und schnellere Teilnehmergeschwindigkeiten geeigneter.

In UTRA können pro Teilnehmer mehrere Transportkanäle (TrCHs) übertragen werden [2, 3]. Diese Transportkanäle werden dann entweder durch Zeitmultiplex mit einem physikalischen Kanal oder durch Zuweisung mehrerer physikalischer Kanäle an einen Teilnehmer und damit parallel übertragen. Ein physikalischer Kanal wird im UTRA-FDD durch einen Spreizcode bzw. im UTRA-TDD durch einen Spreizcode und einen Zeitschlitz auf einem bestimmten Träger definiert. Eine be-

sondere Eigenschaft von UTRA ist, dass sehr individuelle Übertragungsraten möglich sind. Die einzelnen Transportkanäle können unterschiedliche Datenraten haben und unterschiedlich stark geschützt werden, d.h. ein Teilnehmer kann zum Beispiel gleichzeitig telefonieren und Daten übertragen. Die Sprachencodierung ist sehr flexibel (Adaptive Multi-Rate AMR) und liefert Datenraten zwischen 12,2 und 4,75 kbit/s. Sie beruht auf einem allgemeinen algebraischen CELP-Algorithmus, der für bestimmte Raten Sprachcodern von 2G-Systemen entspricht, was die Kompatibilität zu diesen Systemen erhöht. Auch hier werden die sprachcodierten Bits wieder in drei verschiedene Klassen aufgeteilt, die unterschiedlich stark kanalcodiert und daher über unterschiedliche Transportkanäle übertragen werden. Ein weiteres Beispiel von mehreren Transportkanälen eines Teilnehmers ist die Übertragung von spezifischen Kontrolldaten (entsprechend den SACCH/FACCH-Daten in GSM) über einen separaten Transportkanal. Dies kann flexibel an die jeweilige Situation angepasst werden. Für jeden Transportkanal können die Daten in Sätzen von Transportblöcken in Zeitabständen (transmission time interval TTI) von 10 ms, 20 ms, 40 ms oder 80 ms kanalcodiert, umsortiert und übertragen werden (siehe Bild 3.11). Die Kanäle werden durch flexible Kanalcodierungen und eine Ratenanpassung in eine der erlaubten Bruttodatenraten umgewandelt. Vorgesehen ist zuerst eine systematische Blockcodierung zur Kontrolle der Übertragungsqualität, dabei werden jedem Transportblock zwischen 0 und 24 CRC-Bits angehängt.

Für die Kanalcodierung zur Fehlerkorrektur gibt es folgende Möglichkeiten:

- eine Faltungscodierung der Rate $R_c = 1/2$ oder $1/3$ mit Gedächtnislänge $M = 8$ und maximaler Codierungsblocklänge $Z = 504$ (für zum Beispiel Sprachübertragung),
- Turbocodierung der Rate $R_c = 1/3$ mit maximaler Codierungsblocklänge $Z = 5114$ für Bitfehlerraten von höchstens 10^{-6} oder
- keine Kanalcodierung, wenn die zu übertragenden Daten schon mit einer speziellen Kanalcodierungen versehen oder die Übertragungsbedingungen sehr gut sind.

Die Anzahl der zu übertragenden Bits inklusive der CRC-Bits innerhalb eines TTI wird zur Codierungsblocklänge N gesetzt falls sie kleiner als Z ist, ansonsten müssen die Bits in mehrere Codierungsblöcke aufgeteilt werden. Zur Terminierung werden bei der Faltungscodierung 8 Nullen nach jedem Codierungsblock eingefügt. Die Turbocodierung wird in Kapitel 4 genauer beschrieben. Es folgt ein variables Block-Interleaving mit Spaltenvertauschung über die gesamte Dauer eines

TTI und danach die Ratenanpassung, die sehr stark von der Übertragungssituation und der Belegung der Zelle abhängt und von höheren Schichten kontrolliert wird. Die Ratenanpassung punktiert bzw. wiederholt gezielt Bits, um eine nächstliegende Datenrate der physikalischen Kanäle zu erreichen. Im Downlink bei UTRA-FDD erfolgt dagegen zuerst die Ratenanpassung und dann das erste Interleaving. Dann werden alle Transportkanäle eines Teilnehmers in 10 ms-Blöcke eingeteilt und zu einem einzigen Datenstrom (Coded Composite TrCH (CCTrCH)) gemultiplext. Dieser Datenstrom wird wiederum in 10 ms-Blöcken auf einen oder mehrere physikalische Kanäle (DPCH) verteilt und dort jeweils nochmal mit einem zweiten Block-Interleaving mit Spaltenvertauschung über 10 ms umsortiert. Dies bedeutet im Falle von UTRA-FDD, dass ein CCTrCH eines Teilnehmers auf physikalische Kanäle mit der gleichen Übertragungsrate (bzw. Spreizfaktor) aufgeteilt wird. Bei UTRA-TDD können die physikalischen Kanäle (charakterisiert durch Zeitschlitz und Spreizcode) aber unterschiedlich viele Datenbits enthalten. Außer im UTRA-FDD Uplink können sogar mehrere solcher CCTrCH pro Teilnehmer gebildet und übertragen werden. Das gleichzeitige Senden mehrerer physikalischer Kanäle durch Verwendung unterschiedlicher Codes erhöht allerdings im Uplink die Amplitudenschwankungen des Sendesignals in der Mobilstation (auch User Equipment (UE) genannt) und im Downlink die Anzahl der erforderlichen Rake-Finger.

Jeder physikalische Kanal (DPCH) besteht aus Informationsdaten (DPDCH) und verbindungspezifischen Kontrolldaten (DPCCH) [4, 5]. Die Kontrolldaten beinhalten

- Pilotsequenzen, die zur Synchronisation, zur Kanalschätzung und zur Schätzung des C/I für die Leistungsregelung verwendet werden (Länge 2, 4, 8 oder 16 Bits),
- Feedback Information (FBI) Bits, die nur im Uplink gesendet werden und zur Übertragung von Informationen der Mobilstation an die Basisstation dienen,
- Transmit Power Control (TPC) Bits, die Anweisungen zur Leistungsregelung enthalten (Länge 2, 4 oder 8 Bits) und
- Transport Format Combination Indicator (TFCI) Bits, die Angaben über die Zusammensetzung der Datenbits geben (Länge 0, 2 oder 8 Bits).

Im Gegensatz zum IS-95 System werden in jeder Verbindung getrennt Pilotsequenzen gesendet. Dies hat den Vorteil, dass auch beim Einsatz von adaptiven Antennen die Piloten zur Kanalschätzung verwendet werden können. Zudem ist auch

im Downlink mit Hilfe der Piloten eine Leistungskontrolle und im Uplink eine Phasenregelung möglich. Die Sendeleistung wird in UTRA außerdem sehr schnell ausgegletet, so dass sogar Fast Fading Einbrüche (siehe Abschnitt 6.2) gedämpft werden können. Die Aufteilung von Kontroll- und Datenbits auf I- und Q-Zweig ist bei UTRA-FDD in Up- und Downlink unterschiedlich, daher werden diese getrennt beschrieben. Auf reine Kontrollkanäle wie z.B. RACH oder BCH (Broadcast Channel) soll hier nicht weiter eingegangen werden.

3.6.1 UTRA-FDD Downlink

In Bild 3.12 ist die Rahmen- und Slotstruktur des UTRA-FDD Downlinks aufgezeigt [4]. Ein Slot enthält 2560 Chips und ist damit 0,667 ms lang. Innerhalb eines Slots werden die DPDCH und DPCCH Bits hintereinander gesendet. Die Anzahl der Bits pro Slot hängt vom Spreizfaktor N_S ab, der die Werte 2^k , $k \in \{2, \dots, 9\}$ zwischen 4 und 512 annehmen kann. Ein Slot beinhaltet aufgrund der QPSK-Modulation (siehe Bild 3.13) bei einem Spreizfaktor von $N_S = 4$ daher $(2560/4) \cdot 2 = 1280$ Kontroll- und Datenbits und bei einem Spreizfaktor von $N_S = 512$ genau $(2560/512) \cdot 2 = 10$ Kontroll- und Datenbits. Durch dieses Konzept der variablen Spreizfaktoren ist es möglich, sehr unterschiedliche Datenraten mit derselben Kanalbandbreite von 5 MHz zu übertragen. Entsprechend werden niedrige Datenraten mit einem hohen Spreizfaktor mit guten Kreuzkorrelationsfunktionen (KKF)- und Autokorrelationsfunktionen (AKF)-Eigenschaften übertragen, die resistenter gegenüber Mehrwegeausbreitung und Teilnehmerinterferenzen sind. Für hohe Datenraten gilt der umgekehrte Fall. Ein UTRA-Rahmen besteht aus 15 Slots bzw. 38400 Chips und hat die Länge 10 ms. Ein Superrahmen besteht wiederum aus 72 UTRA-Rahmen. Hat ein Teilnehmer mehrere DPCHs belegt, so werden nur ein Mal DPCCH Bits übertragen und in den anderen DPCHs die Kontrolldaten ausgeblendet.

Bild 3.13 zeigt, wie aus dem Bitstrom das gespreizte, modulierte Sendesignal $s(t)$ entsteht [8]. Die Bits des DPCHs werden zunächst durch Seriell-zu-parallel-Wandlung auf den I- und Q-Zweig gegeben. Es folgt eine Spreizung der Daten auf die Chiprate 3,840 Mchip/s mit demselben teilnehmerspezifischen OVVSF-Code (Orthogonal Variable Spreading Faktor Code) in I- und Q-Zweig. Danach wird noch ein komplexes Scrambling durchgeführt, das der Trennung der Zellen und einer Verbesserung der Code-Eigenschaften bezüglich der KKF und AKF dient. Verwendet werden dafür aus Goldfolgen erzeugte komplexe Scramblingsequenzen der Länge 38400 (also genau einem Rahmen). Im Gegensatz zu den IS-95 und cdma2000 Systemen sind hier die Basisstationen aufgrund der hierarchischen Zellstruktur nicht

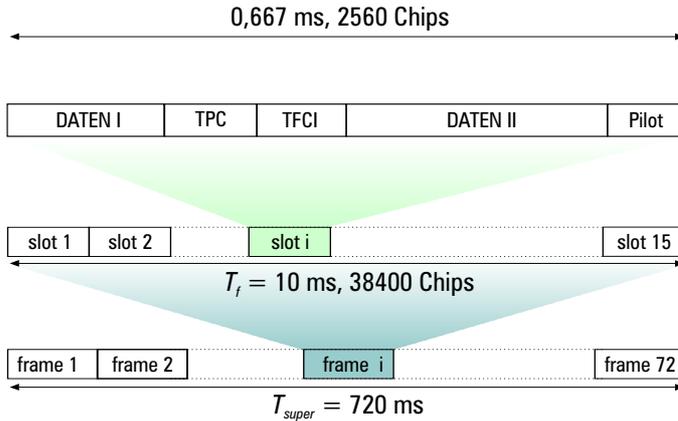


Bild 3.12 UTRA-FDD Downlink Rahmenstruktur des DPCH

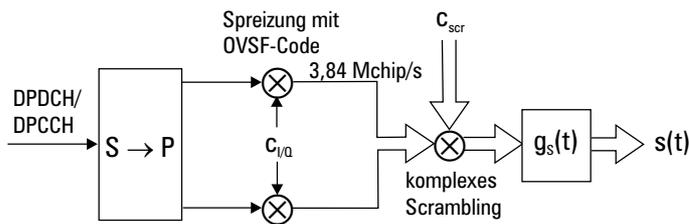


Bild 3.13 UTRA-FDD Downlink Modulation und Spreizung

untereinander synchronisiert, sondern jeder Zelle wird eine eigene Scramblingsequenz zugewiesen. Der fehlende Aufwand der Synchronisation muss dafür beim Gesprächsaufbau von Seiten der Mobilstation bei der Zellsuche verwendet werden, dies ist unter Umständen sehr aufwendig, da insgesamt 262143 verschiedene Scramblingsequenzen, eingeteilt in 512 Gruppen, eingesetzt werden können. Im Downlink wird für jeden Teilnehmer einer Zelle dieselbe Scramblingsequenz verwendet, die Trennung der Teilnehmer erfolgt nur über die OVSF-Codes. Die OVSF-Codes stellen im Prinzip dieselbe Folgenfamilie wie die Walsh-Codes, die in IS-95/cdma2000 verwendet werden, dar, der Unterschied liegt allein in der Reihenfolge der Codes bei der Erzeugung. Es kann gezeigt werden, dass die Reihenfolge der Walsh-Codes durch einfaches Bitreversal in die Reihenfolge der OVSF-Codes überführt werden kann [109]. Alle OVSF-Codes bzw. Walsh-Codes $c^{(i)}$ mit demsel-

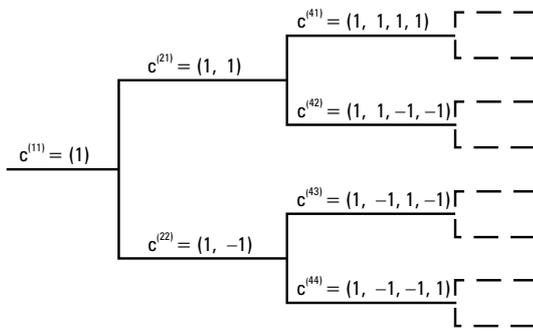


Bild 3.14 OVSF-Code Baum

ben Spreizfaktor sind orthogonal zueinander, d.h.

$$\sum_{k=0}^{N_S-1} c_k^{(i)} \cdot c_k^{(l)} = 0 \quad \forall 0 \leq i, l \leq N_S \wedge i \neq l \quad (3.1)$$

Bei unterschiedlichen Längen gilt dies nur bedingt. Zur Auswahl der OVSF-Codes in einer UMTS-Zelle, in der Teilnehmer-Signale mit verschiedenen Spreizfaktoren gesendet werden, dient der in Bild 3.14 gezeigte Code-Baum. Es dürfen nur Codes ausgewählt werden, die nicht auf demselben Pfad, von der Wurzel bis zu den äußeren Ästen des Baums, liegen. Bei dieser Auswahl bleibt die Orthogonalität auch bei unterschiedlichen Spreizfaktoren erhalten.

3.6.2 UTRA-FDD Uplink

In Bild 3.15 ist die Rahmen- und Slotstruktur von UTRA-FDD Uplink aufgezeigt. Hier erfolgt die Übertragung der Kontrollbits (DPCCH) im Q-Zweig und der Datenbits (DPDCH) im I-Zweig (siehe auch Bild 3.16). Es ergeben sich dadurch in den meisten Fällen unterschiedliche Datenraten in I- und Q-Zweig. Um auf die gleiche Chiprate zu kommen, werden im Q-Zweig immer der Spreizfaktor 256 und im I-Zweig Spreizfaktoren ähnlich wie im Downlink, also Zweierpotenzen 2^k , $k \in \{2, \dots, 8\}$ zwischen 4 und 256, verwendet. Es können also zwischen 10 und 640 Datenbits pro DPDCH in einem Slot übertragen werden. Die Aufteilung der Daten- und Kontrollbits auf I- und Q-Zweig wurde aufgrund der besseren elektromagnetischen Verträglichkeit eingeführt. Da die Kontrolldaten in jedem Slot übertragen werden müssen, ist trotz DTX ein kontinuierliches Senden gesichert. Sendepausen, die ein Hoch- und Herunterfahren der Sendeverstärker bewirken wür-

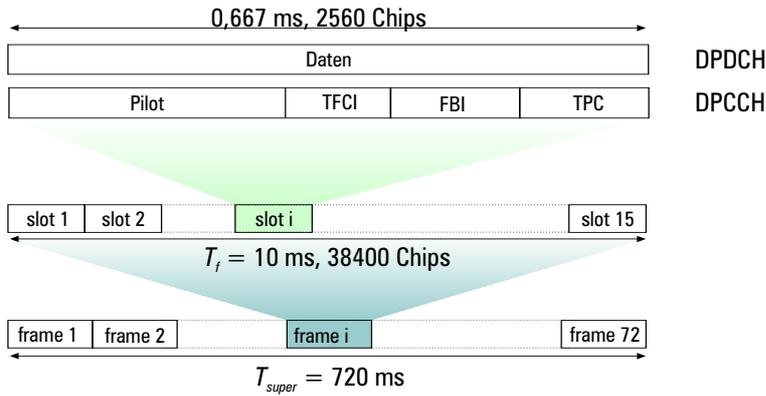


Bild 3.15 UTRA-FDD Uplink Rahmenstruktur des DPCH

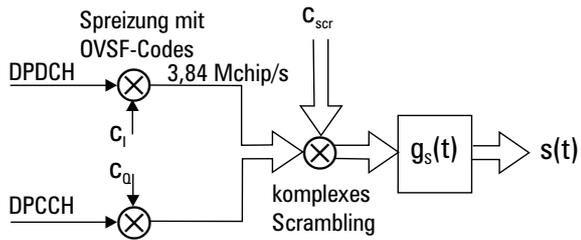


Bild 3.16 UTRA-FDD Uplink Modulation und Spreizung

den, werden vermieden. Beim Downlink werden mehrere Signale auf einmal gesendet und z.B. der Broadcast Control Channel (BCCH) wird immer gesendet, daher gibt es hier keine Sendepausen.

Da die Teilnehmer im Uplink nicht nur durch die OVSF-Codes sondern durch teilnehmerspezifische Scramblingsequenzen getrennt werden, kann an mehrere Teilnehmer derselbe OVSF-Code innerhalb einer Zelle vergeben werden. Für den Fall des Spreizfaktors 4 für DPDCH dürfen insgesamt sogar 6 DPDCHs parallel über I- und Q-Zweig übertragen werden, indem mindestens einer der vier OVSF-Codes gleichzeitig in I- und Q-Zweig verwendet werden. Die komplexen Scramblingsequenzen können aus zwei Folgen-Familien ausgewählt werden: Die erste Familie wird aus quaternären Folgen gebildet und ist nur 256 Chips lang. Diese kurzen Scramblingsequenzen sollen gegebenenfalls bei einer Multiuser-Detektion in der Basisstation den Rechenaufwand verringern. Die zweite Familie besteht aus Aus-

schnitten der Länge 38400 von Goldfolgen. Die komplexen Folgen werden daraus so gebildet, dass sich die Anzahl der Phasensprünge von 180° des Sendesignals minimiert. Da jedem Teilnehmer im gesamten Netz eine eigene Scramblingsequenz zugeteilt wird, ist die Anzahl der Scramblingcodes sehr hoch: es gibt jeweils 2^{24} lange und kurze Scramblingsequenzen.

3.6.3 UTRA-TDD

Die UTRA-TDD Luftschnittstelle unterscheidet sich von der UTRA-FDD Luftschnittstelle vor allem durch die TDMA-Komponente. Die Rahmenstruktur von UTRA-TDD ist dieselbe wie bei UTRA-FDD, d.h. es gibt pro Rahmen 15 Zeitschlitzte der Länge 0,667 ms mit jeweils 2560 Chips. In einem Rahmen können die Zeitschlitzte flexibel, also auch asymmetrisch, für Up- oder Downlink verwendet werden [5]. Die einzige Vorgabe ist, dass jeweils mindestens ein Zeitschlitz für Up- und Downlink in einem Rahmen belegt werden muss. Hier findet im Up- und im Downlink eine Synchronisation auf den Rahmen statt, d.h. die Zeitschlitzte überlappen sich nicht, auch aufgrund der Schutzzeiten zwischen den Zeitschlitzten (siehe Bild 3.17). Dies ist erstens zur Trennung von Up- und Downlink notwendig, zum anderen gibt es mit dem Spreizfaktor 1 hier auch die Möglichkeit, dass nicht gespreizt wird und damit keine Störresistenz gegenüber anderen Teilnehmern besteht. Problematisch ist dabei allerdings, dass in diesem Fall auch Störungen aus benachbarten Zellen mit derselben Trägerfrequenz vermieden werden müssen. Daher ist für UTRA-TDD im Gegensatz zu UTRA-FDD eine Synchronisation der Basisstationen vorgesehen. Ansonsten gibt es für den Uplink die Möglichkeit der Spreizung mit den Spreizfaktoren 2,4,8 oder 16. Im Downlink sollte bei einer Spreizung immer der Faktor 16 verwendet werden. Das heißt in einem Zeitschlitz können mehrere physikalische Kanäle überlagert und durch Zuweisung von mehreren Spreizcodes an einen Teilnehmer vergeben werden. Dies ist im Uplink aber auf zwei Kanäle pro Zeitschlitz und Teilnehmer beschränkt.

Es gibt im UTRA-TDD zwei mögliche Burst Typen (siehe Bild 3.17), die jeweils für alle physikalischen Kanäle eines Zeitschlitzes gleich sind. Sie unterscheiden sich durch die Länge der Midamble, die bei dem ersten Burst Typ 512 Chips und bei dem zweiten 256 Chips lang ist. Der erste Typ kann sowohl im Up- als auch im Downlink ohne Einschränkung verwendet werden, der zweite Typ darf im Uplink nur eingesetzt werden, wenn weniger als vier Teilnehmer in einem Zeitschlitz senden. Die Midambles sind jeweils zeitverschobene Versionen eines zyklischen Basiscodes, daher können durch eine Korrelation im Empfänger Kanalschätzungen aller überlagerten Teilnehmer-Signale erlangt werden. Dies ist besonders vorteilhaft,

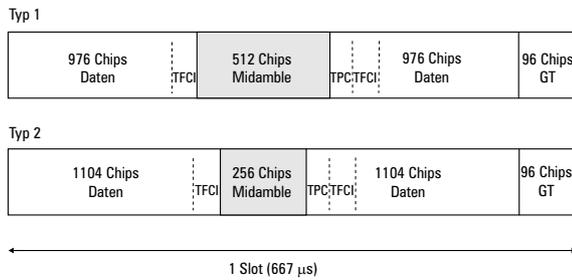


Bild 3.17 UTRA-TDD Burststruktur des DPCCH

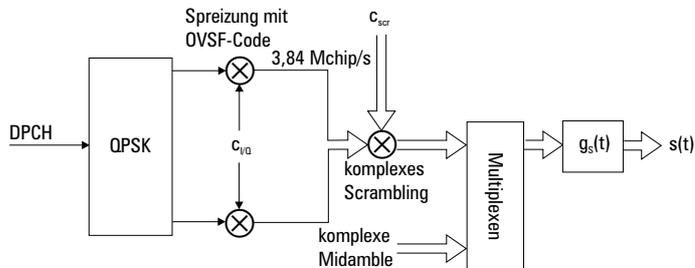


Bild 3.18 UTRA-TDD Modulation und Spreizung

wenn eine gemeinsame Detektion durchgeführt werden soll. Bei der Zuweisung der Midambles gibt es unterschiedliche Möglichkeiten: Im Downlink kann zum Beispiel pro Zeitschlitz nur eine Midamble für alle Teilnehmer verwendet werden, da hier nur eine einzige Kanalimpulsantwort geschätzt werden muss. Es ist auch möglich, individuell jedem Teilnehmer eine Midamble für alle physikalischen Kanäle oder sogar für jeden physikalischen Kanal eines Teilnehmers eine Midamble zuzuweisen. Die Midambles sind als komplexe Folgen im Standard direkt vorgegeben und werden erst nach der Spreizung und dem Scrambling der Datenblöcke eingefügt. Die Datenblöcke können auch TPC und TFCI-Daten enthalten, die direkt vor oder direkt nach der Midamble angeordnet werden. Allerdings muss für jeden Teilnehmer nur mindestens einmal pro Rahmen eine TPC-Information übertragen werden, d.h. nur ein physikalischer Kanal eines Teilnehmers muss TPC-Daten enthalten.

Die Datenblöcke, bestehend aus binären 1 und 0, werden zunächst QPSK-moduliert mit der Zuweisung aus Tabelle 3.1 [9]. Die komplexen Symbole werden dann mit dem gleichen OVSF-Code in I- und Q-Zweig gespreizt (siehe Bild 3.18). Danach

Bitwort	Symbol
00	$+j$
01	$+1$
10	-1
11	$-j$

Tabelle 3.1 Zuordnung der QPSK-Modulation bei UTRA-TDD

folgt ein komplexes Scrambling mit im Standard abgelegten Scramblingsequenzen der Länge 16. Erst dann werden die komplexen Midambles in den Datenstrom eingefügt. Es ergibt sich wiederum ein QPSK-Signal, das dann mit dem Impulsformfilter geformt wird.

Für weitere Erläuterungen von UTRA wird auf [34, 35, 172] verwiesen, in denen die prinzipiellen Konzepte der UTRA-Luftschnittstellen erläutert werden.

3.7 Zusammenfassung

Zur Vorbereitung auf die folgenden Kapitel wurden die Luftschnittstellen der wichtigsten digitalen Schnurlos- und Mobilfunksysteme beschrieben. Die Arbeit konzentriert sich vor allem auf die Systeme DECT, GSM und UTRA-FDD. Die Luftschnittstellen der Mobilfunksysteme der zweiten Generation unterscheiden sich vor allem durch die unterschiedlichen Modulationsarten und die Symbolrate. Die Modulationsarten werden im Abschnitt 5.2 besprochen und ein gemeinsamer Modulator diskutiert. Die hier aufgeführten Systeme der dritten Generation cdma2000 und UTRA-FDD sind beides CDMA-Systeme und verwenden eine ähnliche Chiprate. Die Luftschnittstelle von UTRA-TDD ist der von UTRA-FDD recht ähnlich, der Hauptunterschied besteht in der zusätzlichen TDMA-Komponente bei UTRA-TDD und einer etwas anderen Burst- bzw. Slotstruktur und Modulation. In allen drei Systemen werden aber im Prinzip QPSK-Modulationen verwendet. Da das cdma2000-Systemkonzept noch starken Veränderungen unterliegt, wird im weiteren nicht darauf eingegangen. Die größten Unterschiede der Luftschnittstellen bestehen demnach zwischen 2G- und 3G-Systemen. Es gibt auch 2G-Systeme wie IS-95 und DECT, die beide zu einem 3G-System erweitert wurden. Die UTRA-FDD Luftschnittstelle wird nun im Folgenden oft als Repräsentant der 3G-Systeme und GSM als Repräsentant der 2G-Systeme verwendet, da eine gemeinsame Software für diese Systeme am schwierigsten zu finden ist. Zudem soll jedes UTRA-Mobilfunkgerät auch die GSM-Schnittstelle beherrschen, so dass in diesem Fall ein dringender Anlass besteht ein UE als Software Radio zu realisieren.

4 Turbocodierung

Turbocodierung ist ein relativ neues Verfahren der Kanalcodierung und wird in zukünftigen Systemen wie UTRA und cdma2000 für Übertragungen mit Bitfehlerraten von höchstens 10^{-6} verwendet. Die erste Veröffentlichung über Turbocodes erschien 1993 von Berrou et al. [25, 26]. Darin wurden Turbocodes vorgestellt, mit denen bei einem Kanal, der lediglich aus additivem weißen Gaußschen Rauschen (AWGN) besteht, Bitfehlerraten nahe der Shannon-Grenze erreicht werden können. Allerdings werden dazu sehr lange Verzögerungszeiten (Interleavertiefe 2^{16} Bits) und 18 Decodieriterationen, also ein sehr hoher Rechenaufwand, benötigt. Durch die langen Verzögerungen ist die Kanalcodierung bei Sprachübertragung mit Turbocodes ungünstig, da Verzögerungsdauern länger als 60 ms bei einem Gespräch als störend empfunden werden. Sprachbits werden daher meistens mit Faltungscodes kanalcodiert, verbunden mit Interleavern geringerer Interleavertiefe. Bei reiner Datenübertragung dagegen sind die Anforderungen an Verzögerungsdauern meist geringer, an Bitfehlerraten aber höher. Daher bietet sich dafür die Turbocodierung an. Einführungen zum Thema Turbocodierung findet man z.B. in [64, 84, 142].

Da der Rechenaufwand der Turbodecodierung einen erheblichen Anteil in der Basisbandverarbeitung der betrachteten Systeme ausmacht, wird bei deren Integration in das parametergesteuerte Software Radio besonders Wert auf eine vielseitige Verwendung der Algorithmen gelegt. Wie später in Kapitel 6 gezeigt wird, lässt sich auch die Entzerrung und Faltungsdecodierung mit dem in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten MAP-Algorithmus durchführen. Als Grundlage für die Ausführungen in Kapitel 6 werden im Folgenden die Turbocodierung und der MAP-Algorithmus genauer erläutert.

4.1 Turboencodierung

Der Turboencoder besteht aus zwei Faltungscodern, die entweder parallel oder seriell, durch einen Interleaver getrennt, geschaltet werden. Üblich (und auch in UTRA spezifiziert) sind zwei gleiche parallele Faltungscodern der Rate $1/2$. Der Turboencoder, der im UTRA-System verwendet wird, ist in Bild 4.1 dargestellt. Hier repräsentiert D die Verzögerung um einen Takt. Die Datenbitfolge $u_k \in \{0, 1\}$ wird bei der Schalterstellung 1 gleichzeitig in den Encoder 1 und nach dem Interleaver in den parallel geschalteten Encoder 2 eingeführt. Die Additionen im Schaubild sind binäre Additionen in $GF(2)$. Durch Umschalten auf die Schalterstellung 2 wird

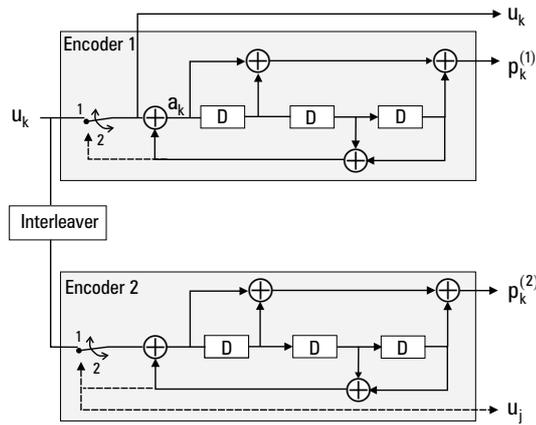


Bild 4.1 Aufbau des Turboencoders in UTRA

eine Terminierung durchgeführt, die in Abschnitt 4.1.4 genauer erläutert wird. Nur am Ende eines Datenblocks werden die Bits u_j von Encoder 2 übertragen.

Die verwendeten Faltungscodes sind RSC (Recursive Systematic Convolutional) Codes, d.h. die Codewörter bestehen aus der Eingangsfolge u_k und angehängten Prüfbits p_k . Durch die Verwendung der RSC-Codes ergibt sich eine Coderate $R_c = 1/3$, da die Informationsbits u_k nur einmal übertragen werden müssen. Optional kann durch eine Punktierung bis zu der Hälfte der Prüfbits nicht übertragen werden, wodurch man auf die maximale Coderate $R_c = 1/2$ kommt. In Abschnitt 4.2 wird außerdem klar, welche wichtige Rolle die systematische Codierung bei der Turbodecodierung spielt. Das Interleaving zwischen den beiden RSC-Codes bezweckt, dass die Informationsbits in einer veränderten Reihenfolge in das Schieberegister des zweiten RSC-Codes geschoben werden und damit andere Prüfbits generieren. Die Codierungen von Encoder 1 und Encoder 2 sollten möglichst unabhängig voneinander sein, so dass im Empfänger aus beiden Codierungen so viel Information wie möglich extrahiert und zur Fehlerkorrektur benutzt werden kann. Damit spielt der Interleaver (vor allem die Interleavertiefe) eine wesentliche Rolle für die Bitfehlerraten des Turboencoders [83, 135].

Im nächsten Abschnitt wird zunächst die Polynomdarstellung von Faltungscodes eingeführt, mit der eine allgemeine Beschreibung von Faltungscodes einfach möglich ist. Weiterhin werden die RSC-Codes genauer untersucht.

4.1.1 Polynomdarstellung von Faltungscodes

Für die Polynomdarstellung von Faltungscodes wird die, im Allgemeinen unendlich lange, binäre Eingangsfolge durch folgendes Polynom dargestellt [51]:

$$u(D) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k D^k, \quad u_k \in \{0, 1\} \quad (4.1)$$

Diese Eingangsfolge wird bei der Faltungscodierung mit einem Polynomvektor

$$\mathbf{g}(D) = (g_1(D), \dots, g_Q(D)) \quad (4.2)$$

bestehend aus den Q Generatorpolynomen

$$g_l(D) = \sum_{k=0}^M g_{l,k} D^k \quad l = 1, \dots, Q \quad (4.3)$$

multipliziert (in GF(2)). Die Q Codewortfolgen werden dann durch einen Polynomvektor dargestellt

$$\mathbf{b}(D) = u(D)\mathbf{g}(D) = (b_1(D), \dots, b_Q(D)). \quad (4.4)$$

Ein allgemeines Schieberegister, das solch eine Faltungscodierung durchführt, zeigt Bild 4.2. Im Gegensatz zu den Blockcodes, die in Abschnitt 5.1.1 genauer beschrieben werden, haben Faltungscodes ein Gedächtnis. Die Gedächtnislänge eines Faltungscodes ist

$$M = \max_{1 \leq l \leq Q} \text{Grad}\{g_l(D)\} \quad (4.5)$$

Der Faltungscode erzeugt also eine bestimmte Menge an Codefolgen

$$\Gamma = \left\{ u(D)\mathbf{g}(D) \mid u(D) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k D^k, u_k \in \{0, 1\} \right\} \quad (4.6)$$

Ein Maß für die Leistungsfähigkeit des Codes ist die freie Distanz des Codes

$$d_f = \min\{w_H(u(D)\mathbf{g}(D)) \mid u(D) \neq 0\} \quad (4.7)$$

Hierfür muss das Hamminggewicht w_H aller Codefolgen berechnet werden.¹ Je größer d_f , desto besser ist der entsprechende Code bei der Korrektur von Übertragungsfehlern. Bei den Faltungscodes ist es allerdings schwieriger als bei den Blockcodes, die optimalen Generatorpolynome zu finden. Die Suche wird nicht analytisch, sondern per Rechnersuche durchgeführt. In Bild 4.3 ist der nicht-rekursive

¹Das Hamminggewicht einer Folge $b(D) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k D^k$ berechnet sich durch $w_H(b(D)) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k$, wobei hier in \mathbb{N} addiert, also die Anzahl der Einsen berechnet wird.

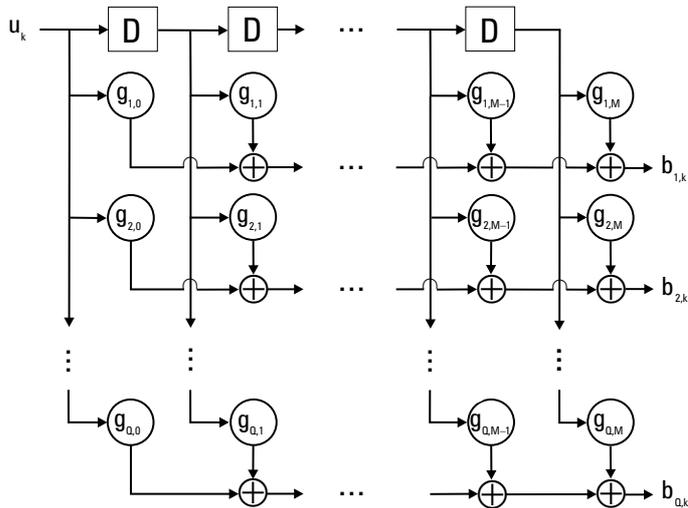


Bild 4.2 Allgemeine Schieberegister-Realisierung von Faltungscodes

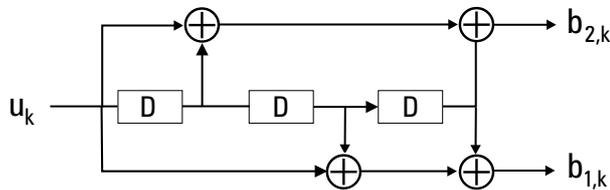


Bild 4.3 Beispiel eines nicht-systematischen Faltungscodierers

Faltungscode der Rate $1/2$ und der Gedächtnislänge $M = 3$ gezeigt, der dieselben Generatorpolynome verwendet, wie die in Bild 4.1 dargestellten RSC-Codes. Der entsprechende Polynomvektor ist

$$\mathbf{g}(D) = (1 + D^2 + D^3, 1 + D + D^3) \quad (4.8)$$

Das Schieberegister wird durch drei Nullen initialisiert.

4.1.2 Rekursive Systematische Faltungscodes

Systematische Faltungscodes werden aus optimalen nicht systematischen Faltungscodes erzeugt. Wichtig ist dabei nachzuprüfen, ob die erzeugten systematischen

Faltungscodes dieselben Codeeigenschaften wie die nicht systematischen Faltungscodes besitzen. Damit ein Ausgang des Encoders wieder die Eingangsfolge ergibt, muss das entsprechende Generatorpolynom gleich 1 gesetzt werden. Rekursive systematische Codes werden folgendermaßen gebildet:

$$\mathbf{g}_S(D) = \left(1, \frac{g_2(D)}{g_1(D)}, \dots, \frac{g_Q(D)}{g_1(D)} \right) = \frac{1}{g_1(D)} \mathbf{g}(D) \quad (4.9)$$

Damit ist der Ausgangsfolgenvektor

$$\mathbf{b}_S(D) = u(D) \mathbf{g}_S(D) = (b_{S,1}, \dots, b_{S,Q}) \quad (4.10)$$

mit

$$b_{S,1} = u(D) \quad (4.11)$$

$$b_{S,l} = p_{l-1}(D) = u(D) \cdot \frac{g_l(D)}{g_1(D)} \quad 2 \leq l \leq Q \quad (4.12)$$

Die erste Codewortfolge ist hier wieder die Eingangsfolge, die anderen Codefolgen werden als Prüfbitfolgen $p_l(D)$ bezeichnet. Es kann gezeigt werden, dass diese Encodierung durch die Rekursion wie in Bild 4.1 realisiert wird. Die Schieberegister-Eingangsfolge $a(D)$, wie sie im RSC-Encoder 1 in Bild 4.1 eingezeichnet ist, besteht aus der Summe der Eingangsfolge $u(D)$ und der Encoderrückführung $(g_1(D) - 1)a(D)$. Dies kann umgeformt werden zu

$$a(D) = u(D) + (g_1(D) - 1)a(D) \quad (4.13)$$

$$\rightarrow a(D) = \frac{u(D)}{g_1(D)} \quad (4.14)$$

Die Prüfbitfolge $p_{l-1}(D)$ ergibt sich also durch die Faltungscodierung von $a(D)$ mit dem Generatorpolynom $g_l(D)$ für $2 \leq l \leq Q$. Es ist klar, dass bei dem RSC-Encoder aus Bild 4.1 durch dieselbe Eingangsfolge eine andere Codefolge erzeugt wird, als bei dem entsprechenden nicht-rekursiven Encoder aus Bild 4.3. Um zu zeigen, dass der rekursive systematische Code die gleichen Eigenschaften hat, wie der ursprüngliche Faltungscodierung, muss nachgewiesen werden, dass beide Encoder insgesamt die gleiche Menge an Codefolgen erzeugen, d.h. $\Gamma = \Gamma_S$. Dies kann wie folgt gezeigt werden:

1. Sei $\mathbf{b}(D) = u(D) \mathbf{g}(D) \in \Gamma$, eine aus einer beliebigen Eingangsfolge $u(D)$ erzeugte Codefolge aus Γ . Dann kann mit $u_S(D) = u(D) \cdot g_1(D)$ gezeigt werden, dass der Codevektor $\mathbf{b}(D)$ auch durch den RSC-Code gebildet werden kann: $\mathbf{b}(D) = u_S(D) \mathbf{g}_S(D)$. Damit gilt $\Gamma \subseteq \Gamma_S$.

2. Ist die Eingangsfolge $u_S(D)$ für den RSC-Code beliebig, dann gilt nach (4.14), dass $u(D) = u_S(D)/g_1(D)$ auch eine Eingangsfolge darstellt, dass sie also keine negativen Potenzen beinhaltet. Mit $\mathbf{b}_S(D) = u_S(D)\mathbf{g}_S(D) = u(D)\mathbf{g}(D)$ ist gezeigt, dass auch $\Gamma_S \subseteq \Gamma$ gilt.

Es ist somit bewiesen, dass beide Encoder die gleiche Codefolgen-Menge erzeugen und damit die freie Distanz gleich ist. Dies ist vor allem deswegen wichtig, weil gezeigt werden kann, dass nicht-rekursive, systematische Codes schlechtere Eigenschaften als optimale nicht-systematische Codes haben. Der entsprechende Generatorpolynomvektor solch eines Codes ist

$$\mathbf{g}_S(D) = (1, g_2(D), \dots, g_Q(D)) \quad (4.15)$$

Die freie Distanz dieses Codes kann wie folgt nach oben abgeschätzt werden:

$$d_{S,f} \leq w_H(\mathbf{g}_S(D)) = \sum_{l=1}^Q w_H(g_l(D)) \quad (4.16)$$

$$\leq 1 + (Q - 1)(M + 1) \quad (4.17)$$

Die freie Distanz des nicht-systematischen Codes wird dagegen nur durch $d_f \leq Q(M + 1)$ nach oben beschränkt und kann daher größere Werte annehmen als nichtrekursive, systematische Codes.

Daher werden in Turbocodes immer rekursive systematische Codes benutzt, die aus schon bekannten optimalen nicht-systematischen Faltungscodes erzeugt werden.

4.1.3 Trellisdiagramm

Als Grundlage für die Decodierung dient die Darstellung der Faltungscodierung mit einem Trellisdiagramm. Das Schieberegister des RSC-Encoders durchläuft in Abhängigkeit der Eingangsfolge verschiedene Zustände. Als Zustand s^i werden die M rechten Schieberegisterinhalte bezeichnet. Mit diesem Zustand ist das gesamte Gedächtnis beschrieben, von dem die im nächsten Schritt berechneten Prüfbits abhängen. Für ein bestimmtes Eingangsbit u_k geht dieser Zustand in einen anderen der $V = 2^M$ Zustände über. In Bild 4.4 ist das Trellissegment für den Zeitpunkt k des Trellisdiagramms dargestellt, das die Zustandsübergänge des in Bild 4.1 verwendeten RSC-Encoders beschreibt. Jeder Übergang ergibt zwei eindeutig festgelegte Ausgangsbits, die aus dem Eingangsbit u_k und einem Prüfbit p_k bestehen. $s^1 = (0, 0, 0)$ ist der Nullzustand, auf den das Schieberegister am Anfang jedes Blocks gesetzt wird.

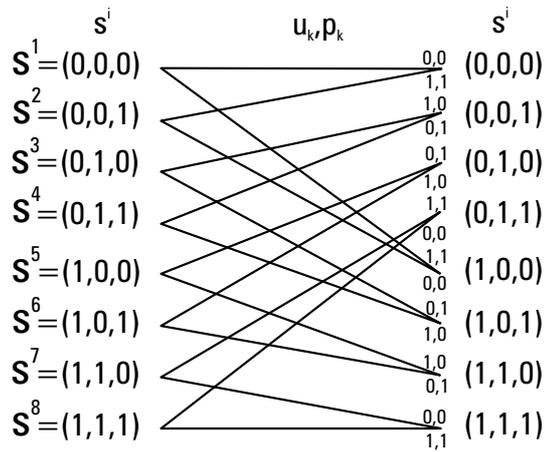


Bild 4.4 Trellissegment zu den RSC-Encodern aus Bild 4.1

4.1.4 Terminierung von RSC-Codes

In der Praxis werden Faltungscodes immer terminiert, d.h. es wird durch Hinzufügen von zusätzlich M Nullen (so genannte „Tailbits“) an die Eingangsfolge der Länge N eine Rückführung des Schieberegisters auf den Nullzustand erzwungen. Dies verhindert, dass bei der Decodierung zu viele Werte gespeichert werden müssen und die Wahrscheinlichkeit von Fehlerfortpflanzungen wird verringert.

Im Gegensatz zu den nicht-systematischen Faltungscodes ist eine Terminierung bei RSC-Codes schwieriger zu erreichen. Durch die Rückkopplung führt eine Nullfolge als Eingangsfolge $u(D)$ nicht unbedingt in den Nullzustand. Daher wird hier nach der Eingangsfolge der Länge N die Summe der rückgekoppelten Register statt der Eingangsfolge $u(D)$ eingegeben. Hierzu wird ein Schalter eingebaut, der die entsprechenden Werte in den RSC-Encoder führt. Hierdurch wird erreicht, dass bei der Schalterstellung 2 die Schieberegistereingangsfolge $a(D)$ auf Null gesetzt wird (siehe Bild 4.1). Die drei Eingangsbits für die Terminierung werden zusätzlich übertragen (da deren Werte nicht bekannt sind) und zwar auch die im Bild mit u_j bezeichneten Bits aus dem RSC-Encoder 2.

4.1.5 Interleaver

Wie schon erwähnt, ist der innere Interleaver zwischen den beiden RSC-Encoderblöcken bei der Turboencodierung besonders wichtig. Es kann gezeigt werden, dass je

länger die Interleaver-Tiefe gewählt wird, d.h. je stärker die Eingangsbits in ihrer Reihenfolge vertauscht werden, die Turbocodierung um so bessere Kanalcodierungsgewinne ergibt [23]. Eine weitere Anwendung von Interleavern wurde schon in vorhergehenden Kapiteln erwähnt, und zwar die Umwandlung von durch Fading entstandenen Bündelfehlern in voneinander unabhängige Einzelfehler. Diese können bei der Decodierung besser korrigiert werden. Bei Fading-Kanälen erzielt man mit einer Faltungscodierung nur durch eine genügend große Interleaving-Tiefe einen entsprechenden Codierungsgewinn. Auch bei Turbocodes ist bei der Übertragung über Fading Kanäle aus diesem Grund ein zusätzlicher, zweiter Interleaver nach der Turboencodierung notwendig. Es gibt zwei grundlegende Arten von nicht-zufälligen Interleavern: Block- und Faltungsinterleaver. Für den inneren Interleaver von Turbocodes wurden auch Random-Interleaver untersucht, die die ankommenden Blöcke von Bits in eine (pseudo-)zufällige Reihenfolge bringen. Diese sind vor allem bei sehr großen Interleaverblockgrößen den Blockinterleavern vorzuziehen [83]. In realen Systemen wie GSM oder UMTS werden sehr spezielle Interleaver eingesetzt, die auf die jeweilige Luftschnittstelle angepasst sind.

4.2 Turbodecodierung

Bei der Turbodecodierung werden nicht wie sonst üblich harte Entscheidungen bei der Schätzung der Informationsbitfolge gefällt, sondern Softdecision-Outputs und -Inputs iterativ zur Berechnung verwendet. Diese weichen Entscheidungen geben ein Maß für die Sicherheit der Schätzung an. Zu diesem Zweck werden die Bits im Empfänger mit $+1$ und -1 dargestellt, anstatt mit 0 und 1 . Entsprechend besteht eine Softdecision-Information $L(\hat{u}_k)$ aus reellen oder quantisierten Werten. Das Vorzeichen $\text{sgn}(L(\hat{u}_k))$ gibt die harte Entscheidung über das Bit an und der Zahlenwert gibt die Sicherheit dieser Schätzung an. Ist das Informationsbit eine 1 (bzw. -1) und wurde es bei der Übertragung kaum verfälscht, so ist der zugehörige Softdecision-Betrag um einiges größer als 1 , das Vorzeichen ist dagegen $+$ (bzw. $-$). Ist das Bit stark verfälscht, die Schätzung somit eher unsicher, so ist der Softdecision-Betrag entsprechend klein und nahe der Null. Punktierte (d.h. einzelne nicht übertragene) Bits können daher im Empfänger einfach auf Null gesetzt und damit entsprechend als unsicher übertragene Bits im Detektor gewertet werden.

Das Prinzip der Turbodecodierung ist in Bild 4.5 aufgezeigt. Geht man von einem reinen, reellwertigen AWGN-Kanal n_k aus, so besteht die empfangene Codefolge r_k aus den empfangenen, systematischen Infobits

$$r_{s,k}^{(1)} = u_k + n_{1,k}, \quad (4.18)$$

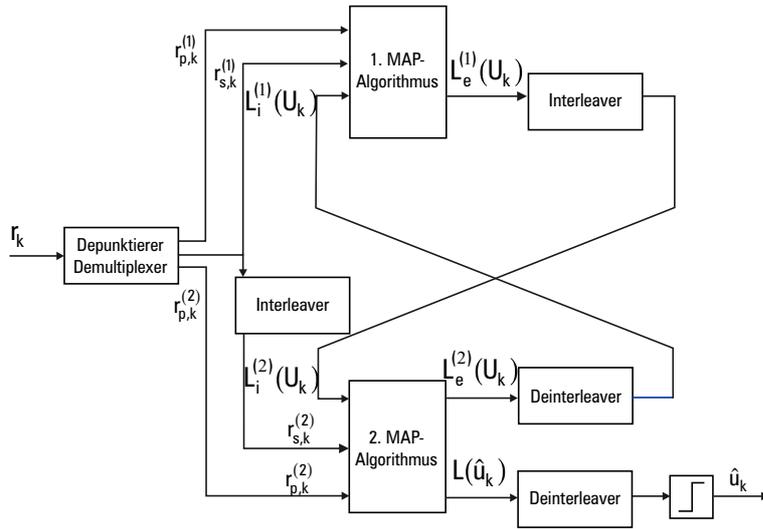


Bild 4.5 Turbodecodierer

den empfangenen Prüfbits des Encoders 1

$$r_{p,k}^{(1)} = p_k^{(1)} + n_{2,k} \quad (4.19)$$

und den empfangenen Prüfbits des Encoders 2

$$r_{p,k}^{(2)} = p_k^{(2)} + n_{3,k}, \quad (4.20)$$

wobei hier jeweils (durch einen äußeren Interleaver erreichte) unabhängige Störungen $n_{i,k}$ angenommen werden können. Die mittlere Leistung des reellwertigen, mittelwertfreien Rauschprozesses sei $\sigma_n^2 = N_0/2$. Die Prüfbitfolgen $p_k^{(i)}$ bestehen aus allen nicht systematischen Codebits des i -ten RSC-Encoders. Der empfangene Bitblock wird zunächst demultiplext und gegebenenfalls depunktiert, d.h. es werden an den punktierten Stellen Nullen eingefügt. Mit $r_{s,k}^{(1)}$, $r_{p,k}^{(1)}$ und dem Softdecision-Input $L_i^{(1)}(U_k)$ wird die erste Decodierung des ersten Blocks durchgeführt und der Softdecision-Output $L_e^{(1)}(U_k)$ über die Informationsbits u_k ausgegeben. Bei der ersten Iteration liegt noch keine Folge $L_i^{(1)}(U_k)$ an, es wird daher zunächst von einer gleichen Wahrscheinlichkeit $P(u_k = \pm 1) = \frac{1}{2}$ ausgegangen.

Danach werden für den zweiten Decoder die systematischen Informationsbits $r_{s,k}^{(1)}$ und der Softdecision-Output $L_e^{(1)}(U_k)$ entsprechend dem inneren Interleaver umsortiert. Mit Hilfe der Prüfbits $r_{p,k}^{(2)}$ wird wieder eine Folge von Softdecision-Outputs

berechnet. Nach der ersten Iteration kann die berechnete Softinformation $L_e^{(2)}(U_k)$ durch den Deinterleaver umsortiert und für den ersten Decoder als $L_i^{(1)}(U_k)$ verwendet werden und so weiter. Das Besondere der Turbocodierung ist also die gegenseitige, wiederholte Verwendung der durch die Decodierung des anderen RSC-Codes gewonnene Softinformation. Es wird klar, dass die Ergebnisse um so besser werden, je unabhängiger der rückgekoppelte Softdecision-Input vom entsprechenden Decodierungsvorgang ist. Deshalb wird der beste Codierungsgewinn zwischen zwei Iterationen nach den ersten Iterationen erzielt. Je länger iteriert wird, um so weniger ist die Bedingung der Unabhängigkeit erfüllt und daher können durch den Softdecision-Input keine größeren Codierungsgewinne mehr erzielt werden. Nach einer bestimmten Anzahl an Iterationen wird über die gesendeten Informationsbits durch die Vorzeichen von $L(\hat{u}_k)$ entschieden.

4.2.1 Der MAP-Algorithmus

Natürlich bietet sich auch hier wie bei einer normalen Faltungsdecodierung der Viterbi-Algorithmus (VA) an. Der VA realisiert einen MLSE-Detektor (Maximum Likelihood Sequence Estimation). Unter der Voraussetzungen gleichwahrscheinlich gesendeter Bitsequenzen ist der MLSE bezüglich der Minimierung der Blockfehlerwahrscheinlichkeit der optimale Detektor. Der VA kann zwar leicht Softdecision-Input verarbeiten, erzeugt aber keinen Softdecision-Output. Es gibt hierfür eine Erweiterung des VA, den SOVA (Softdecision-Viterbi-Algorithmus) [59]. Für die Turbocodierung wird dagegen auch oft der Symbol-by-Symbol-MAP-Algorithmus verwendet, der in [16] erstmals vorgeschlagen wurde und daher auch als BCJR-Algorithmus (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) bekannt ist. Der Symbol-by-Symbol-MAP-Algorithmus ist optimal bezüglich der Minimierung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit bzw. Symbolfehlerwahrscheinlichkeit. Dieser erzeugt im Vergleich zum SOVA geringere Bitfehlerraten [20, 60]. In diesem Abschnitt soll nun aus dem Prinzip der **Maximum-A-Posteriori**-Entscheidung für das einzelne Bit u_k der MAP-Algorithmus in groben Zügen hergeleitet werden.

Aufgrund der gedächtnisbehafteten Kanalcodierung müssen alle empfangenen Werte r_k eines Codierungsblocks, die im Folgenden in dem Vektor \mathbf{r} zusammengefasst werden, bei der Schätzung der einzelnen Informationsbits u_k berücksichtigt werden. Der empfangene Codierungsblock \mathbf{r} besteht aus der gesamten, empfangenen Codewortfolge, die durch einen RSC-Encoder erzeugt wurde:

$$\mathbf{r} = (\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{K-1}), \quad (4.21)$$

wobei

$$\mathbf{r}_k = (r_{1,k}, r_{2,k}, \dots, r_{Q,k}) \quad (4.22)$$

gilt. Q ist die Anzahl der Generatorpolynome des Encoders. Betrachtet wird ein RSC-Code mit der Gedächtnislänge M . In unserem Beispiel aus Bild 4.1 gilt

$$\mathbf{r} = (r_{1,0}, r_{2,0}, \dots, r_{1,K-1}, r_{2,K-1}), \quad (4.23)$$

wobei $r_{1,k} = r_{s,k}$ die systematischen Bits und $r_{2,k} = r_{p,k}$ die Prüfbits des betrachteten RSC-Codes sind.

Die empfangenen Bits r_k seien durch einen AWGN-Kanal gestört und stellen daher stetige Zufallsvariablen dar. Die Informationsbits u_k nehmen nur die Werte $+1$ oder -1 an und werden mit der diskreten Zufallsvariable U_k beschrieben. Nach dem MAP-Kriterium, angewendet auf die einzelnen Datenbits, das allgemein auch aus dem Bayes-Kriterium hergeleitet werden kann [99], entscheidet man sich für den Wert von u_k , für den die folgende bedingte Wahrscheinlichkeit maximiert wird:

$$\hat{u}_k = \arg \max_{u_k \in \{+1, -1\}} P(U_k = u_k | \mathbf{r}) \quad (4.24)$$

Bei einer binären Entscheidung kann diese Entscheidung auch wie folgt beschrieben werden:

$$P(U_k = +1 | \mathbf{r}) \underset{H_{-1}}{\overset{H_{+1}}{\geq}} P(U_k = -1 | \mathbf{r}) \quad (4.25)$$

Diese Gleichung kann mit Hilfe von Bayes Gesetz umgeschrieben werden und man erhält

$$\frac{p_R(\mathbf{r} | U_k = +1)}{p_R(\mathbf{r} | U_k = -1)} \cdot \frac{P(U_k = +1)}{P(U_k = -1)} \underset{H_{-1}}{\overset{H_{+1}}{\geq}} 1 \quad (4.26)$$

wobei $p_R(\mathbf{r} | U_k = u_k)$ die bedingte gemeinsame Dichte von \mathbf{r} darstellt. Damit man eine einfache Vorzeichenentscheidung machen kann und die linke Seite von (4.26) in eine Summe zerfällt, wird nun von diesem Term der Logarithmus berechnet und man erhält somit folgende Entscheidungsvorschrift:

$$L(U_k | \mathbf{r}) = \ln \left(\frac{p_R(\mathbf{r} | U_k = +1)}{p_R(\mathbf{r} | U_k = -1)} \right) + \ln \left(\frac{P(U_k = +1)}{P(U_k = -1)} \right) \underset{H_{-1}}{\overset{H_{+1}}{\geq}} 0 \quad (4.27)$$

Der Term $L(U_k | \mathbf{r})$ wird logarithmisches Likelihood-Verhältnis (LLR) genannt. Das Vorzeichen von $L(U_k | \mathbf{r})$ ergibt eine harte Entscheidung über u_k , der Wert von

$L(U_k|\mathbf{r})$ ist dagegen die Softdecision-Information. Vereinfacht kann das LLR auch so geschrieben werden:

$$L(U_k|\mathbf{r}) = L_R(\mathbf{r}|U_k) + L_i(U_k) \quad (4.28)$$

Das LLR $L(U_k|\mathbf{r})$ setzt sich aus zwei Termen zusammen. Der erste Term $L_R(\mathbf{r}|U_k)$ enthält die Information, die aus dem Empfang des Infobits erlangt wird. Der zweite Term $L_i(U_k)$ in (4.28) repräsentiert die A-priori-Information über das Infobit U_k und wird als **intrinsische** Information bezeichnet. Pro Infobit werden ein oder mehrere Prüfbits gesendet, die zusätzliche Information über das Infobit enthalten. Diese aus der Kanalcodierung gewonnene Information kann bei einer systematischen Codierung, wie später genauer gezeigt wird, als ein weiterer Summenterm in Gleichung (4.28) geschrieben werden. Man erhält nun den erweiterten Ausdruck für $L(U_k|\mathbf{r})$, und definiert das LLR des Schätzwertes \hat{u}_k zu

$$L(\hat{u}_k) = L(U_k|\mathbf{r}) = L_R(\mathbf{r}|U_k) + L_i(U_k) + L_e(U_k). \quad (4.29)$$

Die zusätzliche Information aus den Prüfbits wird auch **extrinsische** Information genannt, die unabhängig von dem empfangenen systematischen Wert und der A-priori-Information sein sollte. Im Falle der Turbodecodierung erhält der eine MAP-Decoder als Softdecision-Input die intrinsische Information $L_i(U_k)$ und berechnet in einem Schritt die extrinsische Information (Softdecision-Output) $L_e(U_k)$ und gibt diese für den anderen MAP-Decoder aus. Wie schon erwähnt, ist die Unabhängigkeit des Softdecision-Inputs und -Outputs nach mehreren Iterationen nicht mehr gegeben. Nach einer gewünschten Anzahl an Iterationen, gibt der zweite MAP-Decoder die $L(\hat{u}_k)$ aus, deren Vorzeichen die geschätzten Bit \hat{u}_k ergeben.

Das logarithmische Likelihood-Verhältnis kann mit Hilfe des Trellisdiagramms durch

$$L(\hat{u}_k) = \ln \frac{P(U_k = +1|\mathbf{r})}{P(U_k = -1|\mathbf{r})} = \ln \frac{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k = +1}} p(s', s, \mathbf{r})}{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k = -1}} p(s', s, \mathbf{r})} \quad (4.30)$$

ausgedrückt werden, wobei die Summe der Verbund-Wahrscheinlichkeiten $p(s', s, \mathbf{r})$ über alle existierenden Übergänge der Zustände s' nach s mit $U_k = +1$ bzw. $U_k = -1$ berechnet wird. Der Übergang $s' \rightarrow s$ muss natürlich ein erlaubter Übergang im Trellis sein und legt in eindeutiger Weise die encodierten Bits $b_{l,k}$, $1 \leq l \leq Q$

fest. Dabei gilt für systematische Faltungscodes nach (4.11) und (4.12)

$$b_{1,k} = u_k \quad (4.31)$$

$$b_{l,k} = p_{l-1,k}, \quad 2 \leq l \leq Q \quad (4.32)$$

Für den Fall $Q = 2$ ergibt sich nur eine Prüfbitfolge, die mit p_k bezeichnet wird (siehe (4.19) bzw. (4.20)). Die zugehörigen Werte für einen bestimmten Trellisübergang kann für das betrachtete Beispiel aus Bild 4.4 abgelesen werden.

Mit Hilfe der Formel von Bayes kann die Dichte aus dieser Gleichung umgeformt werden. Hierbei stellt $\mathbf{r}_{j < k}$ die empfangene Bitfolge vom Trellisbeginn bis zum Zeitpunkt $k - 1$ dar, \mathbf{r}_k die empfangenen Bits zum Zeitpunkt k und $\mathbf{r}_{j > k}$ die empfangene Bitfolge vom Zeitpunkt $k + 1$ bis zum Trellisende. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} p(s', s, \mathbf{r}) &= p(s', s, \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_{j > k}) \\ &= p(\mathbf{r}_{j > k} | s', s, \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k) \cdot p(s', s, \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k) \\ &= p(\mathbf{r}_{j > k} | s) \cdot p(s', s, \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k) \\ &= p(\mathbf{r}_{j > k} | s) \cdot p(\mathbf{r}_k, s | s') \cdot p(s', \mathbf{r}_{j < k}), \end{aligned} \quad (4.33)$$

wobei berücksichtigt wurde, dass $\mathbf{r}_{j > k}$ lediglich von s , aber nicht von $s', \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k$ abhängt. Die Dichte kann somit dargestellt werden als

$$p(s', s, \mathbf{r}) = p(s', \mathbf{r}_{j < k}) \cdot p(\mathbf{r}_k, s | s') \cdot p(\mathbf{r}_{j > k} | s) \quad (4.34)$$

$$= \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s). \quad (4.35)$$

Bild 4.6 soll diese Gleichung verdeutlichen. In diesem Bild werden zur Vereinfachung nur vier mögliche Zustände betrachtet. Die gestrichelten Linien deuten alle möglichen Übergänge an. Für die Berechnung der Übergangswahrscheinlichkeit $p(s', s, \mathbf{r})$ zum Zeitpunkt k werden alle Pfade vom Beginn bis zum Ende des gesamten Codierungsblocks betrachtet, die an dieser Stelle den Übergang $s' \rightarrow s$ enthalten. Diese Pfade sind im Bild mit den durchgezogenen Linien gekennzeichnet. Die Wahrscheinlichkeit $p(s', s, \mathbf{r})$ setzt sich damit zusammen aus

- der Wahrscheinlichkeit $\alpha_{k-1}(s')$, dass der Pfad vom Anfangszustand aus in s' mit den empfangenen Symbolen $\mathbf{r}_{j < k}$ der ersten $k - 1$ Übergänge endet,
- der Übergangswahrscheinlichkeit $\gamma_k(s', s)$ vom Zustand s' nach s und
- der Wahrscheinlichkeit $\beta_k(s)$, dass der Pfad vom Endzustand des Trellis aus in dem Zustand s mit den empfangenen Symbolen $\mathbf{r}_{j > k}$ endet.

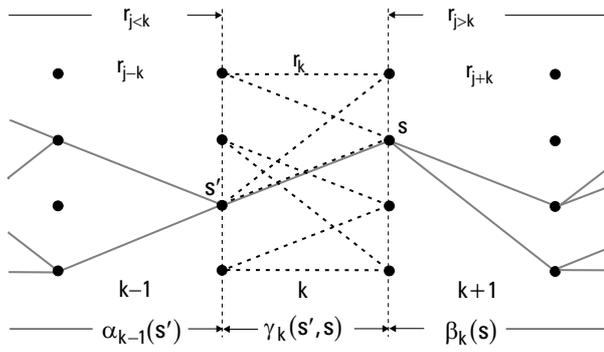


Bild 4.6 Illustration der Berechnung von $L(\hat{u}_k)$

$\alpha_{k-1}(s')$ bzw. $\beta_k(s)$ können rekursiv aus ihren zeitlichen Vorgängern bzw. Nachfolgern berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 \alpha_k(s) &= p(s, \mathbf{r}_{j < k+1}) \\
 &= \sum_{s'} p(s, s', \mathbf{r}_{j < k}, \mathbf{r}_k) \\
 &= \sum_{s'} p(\mathbf{r}_k, s | s') \cdot p(s', \mathbf{r}_{j < k}) \\
 &= \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s')
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

beziehungsweise analog

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_s \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \tag{4.37}$$

mit den Anfangs- bzw. Endzuständen

$$\alpha_0(s) = \begin{cases} 1 & \text{für } s = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.38}$$

und

$$\beta_K(s) = \begin{cases} 1 & \text{für } s = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.39}$$

Die Übergangswahrscheinlichkeit für die einzelnen Zweige $p(\mathbf{r}_k, s | s') = \gamma_k(s', s)$

lässt sich für binäre u_k nach einiger Umrechnung (siehe Anhang A) durch

$$\gamma_k(s', s) = C_k \cdot \exp \left(\frac{1}{2} \sum_{l=1}^Q L_C^{(k)} r_{l,k} b_{l,k} \right) \cdot e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2} \quad (4.40)$$

darstellen. Hier gibt $L_C^{(k)} = 4 \frac{E_{cb}}{N_0}$, wie es im Anhang A in (A.12) genauer beschrieben ist. $L_i(U_k)$ ist die intrinsische Information. Der empfangene Wert zum Zeitpunkt k , der mit dem l -ten Generatorpolynom erzeugt wurde, wird mit $r_{l,k}$ dargestellt. Entsprechend ist $b_{l,k}$ das durch s' und u_k eindeutig bestimmte Codewort im Trellis. Der Term C_k braucht nicht explizit berechnet zu werden, da er für alle Übergänge zum Zeitpunkt k gleich ist und sich später im LLR herauskürzen lässt. Zur späteren Vereinfachung wurde

$$\chi_k(s', u_k) = \exp \left(\frac{1}{2} \sum_{l=1}^Q L_C^{(k)} r_{l,k} b_{l,k} \right) \quad (4.41)$$

gesetzt. Da bei weiteren Berechnungen C_k weggelassen wird, wird $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ eingeführt, das $\gamma_k(s', s)$ ohne dem Faktor C_k entspricht:

$$\tilde{\gamma}_k(s', s) = \chi_k(s', u_k) \cdot e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2}. \quad (4.42)$$

Nun kann man $p(s', s, \mathbf{r})$ in Gleichung (4.30) durch $\alpha_k(s)$, $\beta_k(s)$ und $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ ersetzen und erhält folgende Rechenvorschrift für den MAP-Algorithmus:

$$L(\hat{u}_k) = \ln \frac{\sum_{\substack{\{(s', s)\} \\ U_k = +1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \tilde{\gamma}_k(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{\substack{\{(s', s)\} \\ U_k = -1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \tilde{\gamma}_k(s', s) \cdot \beta_k(s)} \quad (4.43)$$

Mit dieser Gleichung wird also die Softdecision-Information $L(\hat{u}_k)$ für jedes Informationsbit berechnet. Es lässt sich zeigen, dass dieses LLR bei einer systematischen Encodierung wirklich aus den drei Termen $L_R(\mathbf{r}|U_k)$, $L_i(U_k)$ und $L_e(U_k)$ wie in (4.29) besteht. Hierfür setzt man zunächst direkt $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ aus (4.42) in (4.43)

ein und erhält

$$\begin{aligned}
 L(\hat{u}_k) &= \ln \frac{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=+1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \chi_k(s', +1) \cdot e^{+L_i(U_k)/2} \cdot \beta_k(s)}{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=-1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \chi_k(s', -1) \cdot e^{-L_i(U_k)/2} \cdot \beta_k(s)} \\
 &= L_i(U_k) + \ln \frac{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=+1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \chi_k(s', +1) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=-1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \chi_k(s', -1) \cdot \beta_k(s)} \quad (4.44)
 \end{aligned}$$

Im Falle einer systematischen Encodierung, wie sie bei der Turbocodierung verwendet wird, kann nun auch das $L_R(r_{s,k}|U_k)$ extrahiert werden, denn hier gilt $b_{1,k} = u_k$. Mit

$$\begin{aligned}
 \chi_k(s', u_k) &= \exp\left(\frac{1}{2}L_C^{(k)} \cdot r_{l,k} \cdot u_k\right) \cdot \exp\left(\frac{1}{2}\sum_{l=2}^Q L_C^{(k)} r_{l,k} b_{l,k}\right) \\
 &= \exp\left(\frac{1}{2}L_C^{(k)} \cdot r_{l,k} \cdot u_k\right) \cdot \tilde{\chi}_k(s', u_k) \quad (4.45)
 \end{aligned}$$

ergibt sich dann

$$L(\hat{u}_k) = L_C^{(k)} \cdot r_{l,k} + L_i(U_k) + \ln \frac{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=+1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \tilde{\chi}_k(s', +1) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=-1}} \alpha_{k-1}(s') \cdot \tilde{\chi}_k(s', -1) \cdot \beta_k(s)} \quad (4.46)$$

Damit ist gezeigt, dass das LLR $L(\hat{u}_k)$ aus den drei Summanden wie in (4.29) besteht. Soll nun aber nur die extrinsische Information $L_e(U_k)$ an den nächsten Decoder weitergegeben werden, so kann mit Hilfe von $L(\hat{u}_k)$ das $L_e(U_k)$ nach (4.29) durch Subtraktion

$$L_e(U_k) = L(\hat{u}_k) - L_i(U_k) - L_R(r|U_k) \quad (4.47)$$

berechnet werden.

Der Ablauf der MAP-Decodierung

Die MAP-Decodierung läuft im Prinzip nach folgendem Schema ab:

1. Vor der Decodierung müssen zunächst **alle** Empfangswerte eines terminierten Blockes eingelesen werden. Mit ihnen werden dann die $\chi_k(s', u_k)$ nach Gleichung (4.41) berechnet. Diese Werte bleiben für alle Iterationen des terminierten Blockes gleich. Die $b_{l,k}$ stehen für die Bits, die zu einem Trellisübergang $s' \rightarrow s$ gehören.
2. Die eigentliche Decodierung beginnt mit dem Einlesen der A-priori-Informationen. Mit ihnen wird $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ nach Gleichung (4.42) berechnet.
3. Jetzt werden $\alpha_k(s)$ und $\beta_k(s)$ mit den Gleichungen (4.36) und (4.37) rekursiv gewonnen.
4. Anschließend werden die Werte in Gleichung (4.43) eingesetzt und daraus das logarithmische Likelihood-Verhältnis für den Schätzwert berechnet.
5. Diese Information wird je nach Decoder und Iterationsnummer entweder zur Berechnung von $L_e(U)$ benutzt und an den nächsten Decoder übergeben oder als endgültiger Schätzwert ausgegeben.

4.2.2 Varianten des MAP-Algorithmus und deren Implementierung

Für die Implementierung des MAP-Algorithmus werden aus praktischen Gründen die akkumulierten Wahrscheinlichkeiten $\alpha_k(s)$ und $\beta_k(s)$ skaliert. Man erhält

$$\alpha'_k(s) = \frac{\alpha_k(s)}{p(\mathbf{r}_{j \leq k})} = \frac{\psi_k(s)}{\varphi_k} \quad (4.48)$$

mit

$$\psi_k(s) = \sum_{s'} \tilde{\gamma}_k(s', s) \cdot \alpha'_{k-1}(s') \quad (4.49)$$

$$\varphi_k = \sum_s \psi_k(s) \quad (4.50)$$

und

$$\beta'_{k-1}(s') = \frac{\sum_s \tilde{\gamma}_k(s', s) \cdot \beta'_k(s)}{\varphi_k} \quad (4.51)$$

Es wird zuerst $\psi_k(s)$ für alle möglichen Zustände s berechnet, daraus dann φ_k und danach kann die Berechnung von $\alpha'_k(s)$ und $\beta'_k(s)$ erfolgen. Die Skalierung φ_k kürzt sich in (4.43) wieder heraus, so dass dort direkt $\alpha'_k(s)$ und $\beta'_k(s)$ statt $\alpha_k(s)$ und $\beta_k(s)$ eingesetzt werden können.

Um die Berechnung von (4.43) zu vereinfachen, wurden in der Literatur mehrere Möglichkeiten vorgeschlagen [136]. Durch das logarithmische Rechnen erreicht man eine starke Vereinfachung der Berechnung des LLR, indem Multiplikationen in Additionen verwandelt werden und viele Operationen auf reine Maximum-Bestimmungen reduziert werden können. Schreibt man (4.43) wie folgt

$$L(\hat{u}_k) = \ln \sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=+1}} \exp(\ln \alpha'_{k-1}(s') + \ln \tilde{\gamma}_k(s',s) + \ln \beta'_k(s)) \\ - \ln \sum_{\substack{\{(s',s)\} \\ U_k=-1}} \exp(\ln \alpha'_{k-1}(s') + \ln \tilde{\gamma}_k(s',s) + \ln \beta'_k(s)) \quad (4.52)$$

so besteht der MAP-Algorithmus hauptsächlich aus der Berechnung von Termen wie $\ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2} + \dots + e^{\delta_m})$. Bei dem Log-MAP-Algorithmus wird der Jacobische Logarithmus für die Berechnung verwendet:

$$\ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2}) = \max(\delta_1, \delta_2) + \ln(1 + e^{-|\delta_1 - \delta_2|}) \\ = \max(\delta_1, \delta_2) + f_c(|\delta_1 - \delta_2|) \quad (4.53)$$

$f_c(\cdot)$ ist eine Korrekturfunktion mit der die Berechnung des Logarithmus durch die Maximum-Funktion exakt wird. Der Logarithmus einer Summe mit mehr als zwei Summanden kann rekursiv berechnet werden. Ist $\delta = \ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2} + \dots + e^{\delta_{m-1}})$ schon bekannt, so ergibt sich

$$\ln(e^\delta + e^{\delta_m}) = \max(\delta, \delta_m) + f_c(|\delta - \delta_m|) \quad (4.54)$$

Wird die Korrekturfunktion exakt berechnet, liefert der Log-MAP-Algorithmus die gleichen Ergebnisse wie der ursprüngliche MAP-Algorithmus. Der Rechenaufwand ist allerdings erheblich reduziert, da statt Multiplikationen hauptsächlich Maximum-Operationen und Additionen durchgeführt werden. Da $f_c(\cdot)$ nur von $|\delta_2 - \delta_1|$ abhängt, konnte gezeigt werden, dass es für die Berechnung von $L(\hat{u}_k)$ ausreicht 8 Werte dieser Funktion zu speichern [136]. Es kann außerdem ein gewisser Zusammenhang zwischen dem SOVA- und einer weiteren Vereinfachung des MAP-Algorithmus, dem Max-log-MAP-Algorithmus, hergestellt werden [50].

Für den Max-log-MAP-Algorithmus wird die folgende Approximation verwendet:

$$\ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2} + \dots + e^{\delta_m}) \approx \max_{i \in \{1 \dots m\}} \delta_i \quad (4.55)$$

Dann vereinfacht sich der MAP- zum Max-log-MAP-Algorithmus:

$$\begin{aligned} L(\hat{u}_k) \approx & \max_{\substack{\{(s', s)\} \\ U_k = +1}} (\bar{\alpha}'_{k-1}(s') + \bar{\gamma}_k(s', s) + \bar{\beta}'_k(s)) \\ & - \max_{\substack{\{(s', s)\} \\ U_k = -1}} (\bar{\alpha}'_{k-1}(s') + \bar{\gamma}_k(s', s) + \bar{\beta}'_k(s)) \end{aligned} \quad (4.56)$$

Hierzu werden alle in (4.43) berechneten Wahrscheinlichkeiten logarithmiert:

$$\bar{\alpha}'_{k-1}(s') = \ln \alpha'_{k-1}(s') \quad (4.57)$$

$$\bar{\beta}'_k(s) = \ln \beta'_k(s) \quad (4.58)$$

$$\bar{\gamma}_k(s', s) = \ln \tilde{\gamma}_k(s', s) \quad (4.59)$$

Die Berechnung dieser Werte vereinfacht sich durch die Logarithmierung wie folgt:

$$\bar{\gamma}_k(s', s) = \bar{\chi}_k(s', u_k) + u_k \cdot L_i(U_k)/2 \quad (4.60)$$

$$\bar{\chi}_k(s', u_k) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^Q L_C^{(k)} r_{l,k} b_{l,k} \quad (4.61)$$

Die Exponentialfunktion entfällt hier also, dies reduziert die benötigte Wortlänge bei einer Implementierung erheblich. Die Wahrscheinlichkeiten $\bar{\alpha}'_{k-1}(s')$ und $\bar{\beta}'_k(s)$ werden mit

$$\bar{\psi}_k(s) = \ln \psi_k(s) \quad (4.62)$$

$$\bar{\varphi}_k = \ln \varphi_k \quad (4.63)$$

folgendermaßen berechnet:

$$\bar{\alpha}'_k(s) = \bar{\psi}_k(s) - \bar{\varphi}_k \quad (4.64)$$

$$\bar{\beta}'_{k-1}(s') = \ln \left(\sum_s \tilde{\gamma}_k(s', s) \cdot \beta'_k(s) \right) - \bar{\varphi}_k \quad (4.65)$$

Dafür muss erst

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_k(s^i) &= \ln \left(\sum_{s'} \tilde{\gamma}_k(s', s^i) \cdot \alpha'_{k-1}(s') \right) \\ &\approx \max (\bar{\gamma}_k(s', s^i) + \bar{\alpha}'_{k-1}(s'), \bar{\gamma}_k(\hat{s}, s^i) + \bar{\alpha}'_{k-1}(\hat{s})) \end{aligned} \quad (4.66)$$

und dann

$$\bar{\varphi}_k = \ln \left(\sum_s \psi_k(s) \right) \approx \max (\bar{\psi}_k(s^1), \dots, \bar{\psi}_k(s^V)) \quad (4.67)$$

berechnet werden, wobei s' und \hat{s} die beiden möglichen Vorgängerzustände von s^i sind. Man erkennt, dass durch die Approximation der Algorithmus hauptsächlich auf Additionen und Maximum-Funktionen reduziert wird. Allerdings bewirkt die Approximation des Logarithmus auch, dass die Entscheidungen nicht mehr optimal sind und damit die Bitfehlerrate schlechter wird, wie in Kapitel 6 gezeigt wird. Da der Verlust aber nicht besonders groß gegenüber dem optimalen MAP-Algorithmus ist, die Implementierung aber sehr viel einfacher, wird normalerweise der Max-log- oder Log-MAP-Algorithmus implementiert. Wie sich in Abschnitt 6.3.4 zeigt, hat die Logarithmierung auch den Vorteil, dass die Wortlänge des $L_e(U)$ und auch der internen Variablen für eine Implementierung sehr viel günstiger zu realisieren sind als bei dem optimalen MAP-Algorithmus. Ein weiterer Vorteil ist, dass eine Schätzung des SNR bei dem Max-log-Algorithmus nicht mehr gebraucht wird und auch beim Log-MAP-Algorithmus nicht immer sinnvoll ist, wie in [170] gezeigt wurde.

Eine parallele Implementierung ist aufgrund des hohen Rechenaufwands sinnvoll. Es können zunächst die Berechnungen der Übergangswahrscheinlichkeiten $\bar{\gamma}_k(s', s)$ für jeden möglichen Übergang parallel durchgeführt werden. Die rekursive Berechnung von $\bar{\alpha}'_k(s^i)$ kann auch zum Teil parallelisiert werden, wie beispielhaft in Bild 4.7 aufgezeigt [165]. Dieses Berechnungsschema basiert auf dem in Bild 4.4 gezeigten Trellisdiagramm mit $V = 8$ Zuständen. Zunächst werden die $\bar{\psi}_k(s^i)$ für alle Zustände $s^i, i = 1, \dots, V$ parallel berechnet. Dann wird das Maximum der $\bar{\psi}_k(s^i)$ bestimmt und dieses Maximum von jedem $\bar{\psi}_k(s^i)$ als Normierung $\bar{\varphi}_k$ subtrahiert. Es ergeben sich damit gleichzeitig alle $\bar{\alpha}'_k(s^i)$, die dann im nächsten Schritt wieder zur Berechnung der $\bar{\alpha}'_{k+1}(s^i)$ verwendet werden. Die Berechnung der $\bar{\beta}'_k(s^i)$ kann sehr ähnlich erfolgen. Aufgrund der Normierung mit $\bar{\varphi}_k$ können allerdings erst nach Berechnung aller $\bar{\alpha}'_k(s^i)$ die Berechnungen der $\bar{\beta}'_k(s^i)$ beginnen.

Eine weitere Möglichkeit der Parallelisierung liegt in dem Ablauf der Turbodecodierung [103]. Legt man die maximale Anzahl an Iterationen I fest und geht man von einer stetigen Übertragung der Daten aus, so kann man die Turbodecodierung wie folgt beschleunigen: Ein Turbodecoder Dec^i enthält zwei komplette MAP-Decoder mit den entsprechenden Rückkopplungen und Ausgängen wie in Bild 4.5. Die jeweiligen Ein- und Ausgänge bestehen aus $L_i(u_k)$, der Empfangsfolge r_k und gegebenenfalls auch dem geschätzten, normierten SNR L_C . Diese

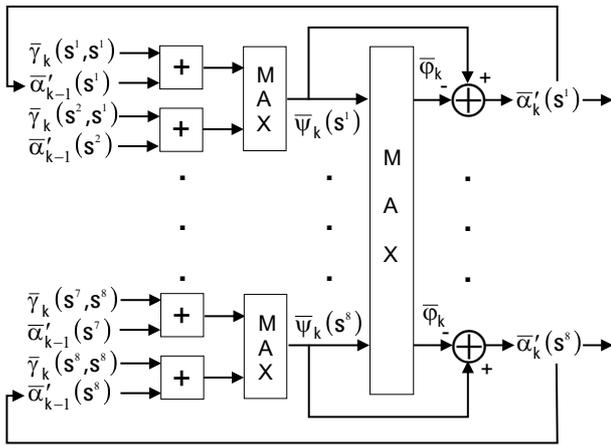


Bild 4.7 Berechnung der Wahrscheinlichkeiten $\bar{\alpha}'_k(s')$

Decoder werden I -mal wie in Bild 4.8 seriell implementiert. Im ersten Schritt führt Dec^1 die erste Iteration des ersten empfangenen Codeblocks durch und gibt am Ende die Ergebnisse für die nächste Iteration und den empfangenen Bitblock an Dec^2 weiter. Im zweiten Schritt führt Dec^2 die zweite Iteration des ersten Codeblocks und Dec^1 die erste Iteration des zweiten empfangenen Codeblocks durch. Es können also mehrere Codeblöcke parallel decodiert werden. Block Dec^I führt die letzte Iteration durch und gibt dann die Schätzungen \hat{u}_k aus. Zur Implementierung der Turbodecodierung siehe auch [159].

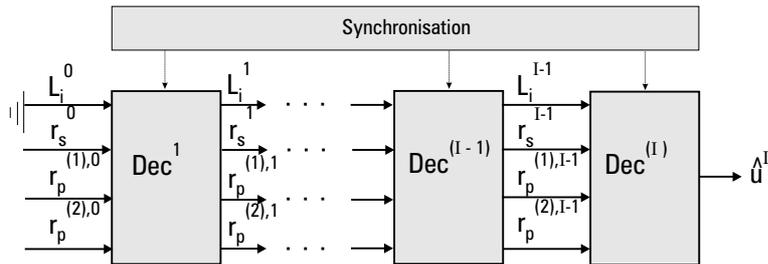


Bild 4.8 Pipeline-Struktur für Turbodecodierung

4.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das Prinzip der Turbocodierung erläutert. Die in der UTRA-Luftschnittstelle verwendeten Turboencoder bestehen aus zwei RSC-Encodern, die parallel angeordnet sind und zwischen denen ein Interleaver geschaltet ist. Es wurde gezeigt, dass bei der Verwendung von RSC-Codes dieselbe Menge an Codefolgen erzeugt wird, wie bei nicht rekursiven, nicht systematischen Faltungscodes mit denselben Generatorpolynomen. Der Turboencoder besteht aus zwei MAP-Decodern zwischen denen Softdecision-Information ausgetauscht wird. Der MAP-Algorithmus und vereinfachte Varianten wie den Log-MAP- und den Max-log-MAP-Algorithmus wurden genauer beschrieben. In Kapitel 6 wird gezeigt, wie dieser Algorithmus auch zur Entzerrung und Faltungsdecodierung in GSM verwendet werden kann. Es wurden außerdem Vorschläge zur Parallelisierung der Berechnungen innerhalb des Max-log-MAP-Algorithmus gemacht.

5 Software Radio Sender

In Kapitel 3 wurden die verschiedenen einzubeziehenden Standards betrachtet. Nun soll aufgezeigt werden, wie für diese 2G- und 3G-Systeme eine gemeinsame, parametrisierte und damit flexible Kanalcodierung und Modulation aufgebaut werden kann. Hierbei soll vor allem das Ziel verfolgt werden, möglichst Redundanz zu vermeiden und so viele Funktionsblöcke wie möglich für eine gemeinsame Benutzung aufzubauen. Andererseits soll die Funktionalität der Basisbandblöcke auf die in Kapitel 3 aufgeführten Systeme eingeschränkt werden. Das bedeutet, dass zum Beispiel keine in diesen Systemen nicht verwendeten Verfahren implementiert werden sollen. Entsprechend werden auch die implementierten Verfahren eingeschränkt, zum Beispiel wird die Gedächtnislänge der Faltungscoder auf die maximale Länge der in den Systemen vorkommenden Faltungscodierungen beschränkt. Dies bedeutet zwar einerseits eine mögliche Einschränkung der Einbeziehung zukünftiger Systeme, andererseits reduziert dieses Vorgehen den Hardware-Aufwand auf das für diese Systeme notwendige Maß.

5.1 Gemeinsame Kanalcodierung

Die Kanalcodierung besteht hauptsächlich aus systematischen Blockcodes und Faltungscodes kombiniert mit Interleavern. Die Faltungscodes wurden schon in Kapitel 4 beschrieben und die spezielle Form der RSC-Codes, die in Turbo-Encodern eingesetzt werden, erläutert. Daher werden zunächst zyklische Blockcodes beschrieben.

5.1.1 Zyklische Blockcodes

In den hier betrachteten Mobilfunksystemen werden ausschließlich binäre, zyklische, systematische Blockcodes verwendet, da sich diese leicht mit einem Schieberegister implementieren lassen. Zyklische Blockcodes können ähnlich wie Faltungscodes auch durch eine Polynomdarstellung beschrieben werden. Ein zyklischer Blockcode wird definiert durch die Länge N der Eingangsfolge u_k , die Länge K der Ausgangsfolge b_k und das verwendete Generatorpolynom

$$g(D) = \sum_{k=0}^M g_k D^k, \quad g_k \in \{0, 1\} \quad (5.1)$$

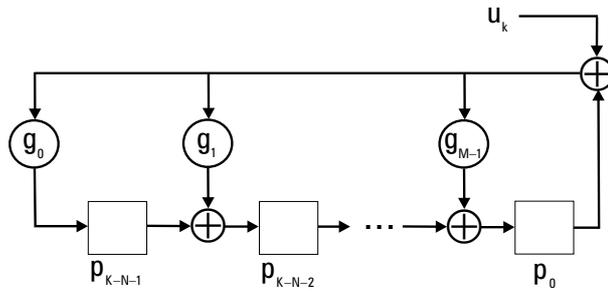


Bild 5.1 Allgemeine Schieberegister-Realisierung von zyklischen, systematischen Blockcodes

mit den Generatorpolynomenkoeffizienten g_k und dem $\text{Grad}\{g(D)\} = M = K - N$. Die Codierungsvorschrift kann wiederum mit der Polynomdarstellung beschrieben werden. Aus algebraischen Gründen wird hier die binäre Eingangsfolge u_k in eine andere Polynomdarstellung gebracht als bei den Faltungscodes:

$$u(D) = \sum_{k=0}^{N-1} u_k D^{N-1-k}, \quad u_k \in \{0, 1\} \quad (5.2)$$

Zyklische, systematische Blockcodes ergeben Codefolgen b_k , die aus der Eingangsfolge u_k und $K - N$ Prüfbits p_k bestehen. Die Codefolge b_k in Polynomdarstellung ergibt sich zu

$$b(D) = \sum_{k=0}^{N-1} u_k D^{K-1-k} + \sum_{k=0}^{K-N-1} p_k D^{K-N-1-k} \quad (5.3)$$

$$= D^{K-N} \cdot u(D) + p(D) \quad (5.4)$$

Alle Codewörter sind dabei Vielfache der Generatorpolynome (vergleiche (4.4) bei Faltungscodes)

$$b(D) = a(D) \cdot g(D) \quad (5.5)$$

Damit gilt also

$$D^{K-N} \cdot u(D) + p(D) = a(D) \cdot g(D) \quad (5.6)$$

$$D^{K-N} \cdot u(D) = a(D) \cdot g(D) + p(D) \quad (5.7)$$

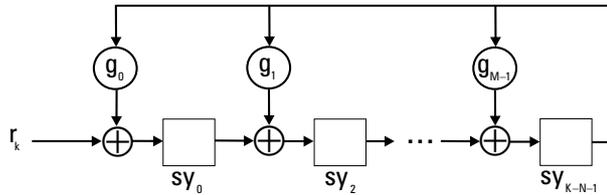


Bild 5.2 Allgemeine Schieberegister-Realisierung zur Berechnung des Syndroms von zyklischen Blockcodes

und die Prüfbitfolge ist der Rest bei der Division von $D^{K-N} \cdot u(D)$ durch das Generatorpolynom $g(D)$:

$$p(D) = \text{Rest}_{g(D)}[D^{K-N} \cdot u(D)] \quad (5.8)$$

Es kann gezeigt werden, dass die Berechnung der Prüfbits durch ein linear rückgekoppeltes Schieberegister wie in Bild 5.1 realisiert werden kann [51]. Nacheinander wird die Eingangsbitfolge u_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ eingeschoben, am Schluss enthält das Register die Prüfbits p_k . Die häufigsten in den Standards verwendeten Blockcodes sind CRC-Codes, deren Generatorpolynome aus dem Produkt eines primitiven Polynoms mit $(1 + D)$ besteht [51]. Mit CRC-Codes können besonders gut Bündelfehler erkannt werden. Die Blockcodes werden in den allermeisten Fällen nicht zur Fehlerkorrektur sondern zur Fehlererkennung verwendet. Im Empfänger wird aus der empfangenen Bitfolge $r(D)$ das Syndrom

$$\text{sy}(D) = \text{Rest}_{g(D)}[r(D)] \quad (5.9)$$

berechnet. Ist das Syndrom gleich Null, liegt kein (erkennbarer) Fehler vor. Wurde $r(D)$ zwar verfälscht, aber stellt $r(D)$ wiederum ein Codewort dar, so kann der Fehler nicht erkannt werden. Die Realisierung der Syndromberechnung mit einem Schieberegister zeigt Bild 5.2.

5.1.2 Parametrisierung

In diesem Abschnitt wird nun die Parametrisierung der Kanalcodierung genauer erläutert. Zur Übersicht sind in Anhang D alle Parameter und als Beispiele die Parameterwerte für verschiedene Übertragungsmodis nochmals in einer Tabelle aufgelistet. Die in COSSAP realisierten Funktionsblöcke zeigt Bild 5.3 und heißen:

- MUXI

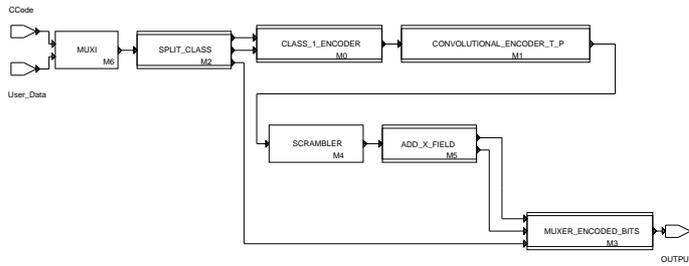


Bild 5.3 Aufbau der gemeinsamen Kanalcodierung

- **SPLIT_CLASS**
- **CLASS_1_ENCODER**
- **CONVOLUTIONAL_ENCODER_T_P**
- **SCRAMBLER**
- **ADD_X_FIELD**
- **MUXER_ENCODED_BITS**

Zunächst wird in dem Multiplexer-Block **MUXI** für den speziellen Fall der Übertragung eines FACCH-Kanals in IS-136 das Anfügen des Color Codes der Länge acht Bit durch den Parameter *CCODE_Length_DATAinput* berücksichtigt. Für alle anderen Standards wird dieser Parameter auf Null gesetzt. Danach findet im Funktionsblock **SPLIT_CLASS** die Aufspaltung in die verschiedenen Klassen I, Ia und II statt. Entsprechend den Standards werden mit den Parametern *N_Class_1*, *N_Class_1a* und *N_Class_2* jeweils die Anzahl der Bits der Klassen eingestellt. Dabei wird berücksichtigt, dass zum Beispiel bei der Sprachübertragung bei DECT das X-Feld berechnet wird, sonst aber keine Kanalcodierung stattfindet. Daher werden alle Bits als Klasse I Bits deklariert, die entsprechenden anderen Kanalcodierungsblöcke aber abgeschaltet. Danach erfolgt im Funktionsblock **CLASS_1_ENCODER** die Berechnung der Prüfbits aus den Klasse Ia Bits. Im Falle von protected mode bei DECT werden hier die zusätzlichen Prüfbits erzeugt. Dabei ist vor allem das verwendete Generatorpolynom als Parameter *Cycl_Generator_Polynomial* einzustellen. Dies kann anhand der binären Darstellung oder innerhalb von COSSAP anhand der dezimalen Darstellung durchgeführt werden. Die binäre Darstellung des Polynoms aus (5.1) ist $g_M g_{M-1} \dots g_0$, die dezimale Darstellung ist die Dezimalzahl, die mit diesem Binärwort dargestellt wird.

Beispiel: Das Generatorpolynom für die Berechnung der Prüfbitfolge in GSM-TCH/FR ist

$$g(D) = D^3 + D + 1 \quad (5.10)$$

Die binäre Darstellung dieses Polynoms ist 1011, die Dezimalzahl 11.

Die Anzahl der Prüfbits entspricht dem Grad des Generatorpolynoms und wird durch den Parameter *Cycl_N_Checkbits* angegeben. Im IS-95-Standard ist der Anfangszustand des Schieberegisters nicht Null, sondern alle Registerzellen werden auf eins gesetzt, dies wird durch einen Parameter *Cycl_Start_State* gesteuert. In mehreren Standards werden die berechneten Prüfbits ganz oder teilweise invertiert übertragen, hierfür muss ein weiterer Parameter *Cycl_BitInversion* eingeführt werden.

Vor der Faltungscodierung werden Bits der Klasse I in manchen Übertragungsmodi (z.B. im GSM TCH/FS) umsortiert. Um die Umsortierung einzustellen, wird der Parameter *Sorter_OnOff* verwendet. Danach werden die Tailbits zur Terminierung des Faltungscoders eingefügt. Im Falle vom FACCH-Kanal in IS-136 wird statt Nullen der Color Code zur Terminierung verwendet. Dies wird mit dem Parameter *Conv_Tailbits_Value* eingestellt. Die Anzahl der Tailbits entspricht der Gedächtnislänge des Faltungscoders und damit dem maximalen Grad seiner Generatorpolynome *Conv_Max_Degree_Polynomials*. In allen betrachteten Standards werden maximal vier unterschiedliche Generatorpolynome verwendet, die mit den Parametern *Conv_Generator_Polynomial_i* festgelegt werden. Findet keine Faltungscodierung statt (z.B. in DECT), werden alle Generatorpolynome auf Null gesetzt. Aufgrund eines speziellen Falles beim GSM TCH/F2.4 Kanal muss außerdem die Coderate durch einen weiteren Parameter *Conv_Rate_1_over_x* angegeben werden, da dieser hier nicht der Anzahl der Generatorpolynome entspricht. Dort beträgt die Coderate 1/6, es werden aber nur drei verschiedene Generatorpolynome verwendet. Die Blocklänge wird durch den Parameter *Input_Frame_Length* angegeben. Für die Turbodecodierung muss die Faltungsdecodierung rekursiv sein, der Parameter *Conv_Recursive* wird dann auf eins gesetzt.

Für UMTS müssen gegebenenfalls mehrere solcher allgemeiner Kanalencoder parallel implementiert werden, wenn verschiedene Transportkanäle gleichzeitig übertragen werden sollen und eine serielle Verarbeitung nicht schnell genug ist. Diese müssen dann natürlich nicht mehr die speziellen DECT-Blöcke enthalten.

Danach erfolgt eine Punktierung der kanalcodierten Bits. Hier gibt es bei den Systemen der zweiten Generation feste Schemata, die mit fünf Parametern eingestellt werden können. Bei UTRA dagegen ist die Punktierung (bzw. Bitwiederholung)

mit einer Ratenanpassung an die erlaubten Übertragungsraten verknüpft. Diese ist sehr flexibel gestaltet und wird durch höhere Schichten gesteuert. Da der Rechenaufwand nicht bedeutend ist, scheint es sinnvoll, die Verfahren ausnahmsweise parallel zu implementieren. Es folgt dann der binäre Verwürfler, der an dieser Stelle nur in DECT gebraucht wird und für andere Systeme mit dem Parameter *DECT_Scrambler_OnOff* ausgeschaltet wird. Genauer über die Erzeugung der Verwürfelungssequenz findet sich in [40].

Es folgt die X-Feld-Berechnung von DECT. Da dies im Falle des protected mode eine zusätzliche Blockcodierung mit dem Generatorpolynom *X_Field_Generator_Polynomial* darstellt, ist sie an dieser Stelle zusätzlich eingefügt. Für alle anderen Standards ist dieser Blockencoder ausgeschaltet. Für die Berechnung der Prüfbits im X-Feld des DECT-Bursts wird je nach Burstlänge nur eine Auswahl an Bits aus dem B-Feld verwendet. Daher muss dem Blockencoder ein Funktionsblock vorgeschaltet werden, der gesteuert durch die zwei Parameter *X_Field_Input_Length* und *X_Field_Offset* die entsprechenden Bits extrahiert.

Am Schluss werden gegebenenfalls das Z-Feld und die Klasse II-Bits angehängt. Es folgt das Interleaving, das bei der Verwendung von Faltungscodes bei der Übertragung über Fast Fading Kanäle notwendig ist. Bei den 2G-Systemen sind für verschiedenen Kanäle bestimmte Interleaving-Schemata z.T. in Tabellenform in den Standards festgeschrieben und genau auf die Eingangsblocklängen angepasst. Für diese Systeme eignet sich ein allgemeiner Interleaver, der eine Adressierer-Tabelle einliest und entsprechend die Bits umsortiert. In UTRA wird der Interleaver an die Eingangsblocklänge und die Interleavertiefe angepasst. Hier müssten zu viele verschiedene Tabellen abgelegt werden, um alle möglichen Interleaver abzudecken. Daher wird hier bei der Initialisierung entsprechend den Eingangsgrößen die Adressierer-Tabelle erzeugt.

Es folgt die Bildung eines Bursts bzw. Slots. Dazu werden die Pilot-, Trainings- bzw. Synchronisationssequenzen, die kanalcodierten Informations- und Signalisierungsdaten, Tailbits, Stealingbits usw. mit der entsprechenden Länge und in der richtigen Reihenfolge zusammengefasst. Die Parametrisierung der Burstbildung erfolgt daher nach folgendem Schema: Zum Einfügen z.B. der Trainingssequenzen werden die Parameter *Synch_Length*, *Synch_Position* und *Synch_DataSetNumber* verwendet. Mit *Synch_DataSetNumber* wird die abgelegte Trainingssequenz ausgelesen, mit *Synch_Length* wird die Länge angegeben und mit *Synch_Position* die Position innerhalb des Bursts. Diese entspricht in einem normalen GSM-Burst der Position 3, da vorher noch ein Block Datenbits und ein Block Stealingbits eingefügt wird. Die Tailbits bestehen immer aus Nullen und werden daher nicht eingelesen

sondern über Parametersteuerung eingefügt. Zu jedem logischen Datenblock eines Bursts bzw. Blocks werden nun entsprechend Position und Länge angegeben.

5.2 Gemeinsame Modulation

Bevor die in den betrachteten Mobilfunksystemen verwendeten Modulationsformen näher untersucht werden, werden die beiden grundsätzlichen Kriterien, nach denen man digitale Modulationsverfahren unterscheidet, kurz erläutert [131]:

- Eine Modulationsart nennt man *gedächtnisbehaftet*, wenn die Abbildung eines Datenwortes auf eine bestimmte Wellenform von vorhergehenden Datenwörtern abhängt.
- Eine Modulationsart nennt man *linear*, wenn die Abbildung von Datenwörtern auf Wellenformen dem Superpositionsprinzip entspricht, d.h., wenn sich das Gesamtsignal einer Datensequenz, bestehend aus mehreren Datenwörtern, als Summe der einzelnen Wellenformen zusammensetzt.

Bezüglich der in heutigen und zukünftigen Mobilfunkstandards verwendeten Modulationsarten kann man zwei verschiedene Typen unterscheiden: Einmal die Gruppe der Modulationen, die auf dem Prinzip des Phase Shift Keying (PSK) aufbauen. Dazu gehört auch die Spezialform $\pi/4$ -DQPSK (Differential Quaternary Phase Shift Keying), die in den Standards IS-136 und PDC verwendet wird. Auch in CDMA-Systemen wie IS-95 und UMTS werden typischerweise PSK-Modulationen verwendet. PSK-Modulationen lassen sich, genauso wie QAM-Modulationen, mit einem linearen I/Q-Modulator realisieren.

Zum Zweiten wird in den europäischen Systemen der zweiten Generation, GSM und DECT, die Modulationsart GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) verwendet. GMSK ist eine spezielle Art des Frequency Shift Keying (FSK) und nichtlinear. Da der Hardware-Aufwand für die Modulation unerheblich ist, wäre hier die einfachste Möglichkeit zwei Modulatoren parallel zu implementieren. Dies widerspricht aber dem verfolgten Software Radio Ansatz und daher wurde eine gemeinsame Modulatorstruktur entwickelt. In den nächsten Abschnitten werden die beiden Modulationsarten genauer beschrieben und danach der gemeinsame Modulator vorgestellt.

5.2.1 PSK-Modulationsverfahren

Die komplexe Einhüllende eines PSK-modulierten Signals wird dargestellt als

$$\begin{aligned} s_{\text{PSK}}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \exp[\Theta_k^\mu] \cdot g_S(t - kT) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} z_k \cdot g_S(t - kT) \end{aligned} \quad (5.11)$$

mit den komplexen Symbolen $z_k = \exp[\Theta_k^\mu]$, der Impulsantwort des Sendefilters $g_S(t)$ und der Symboldauer T . Da sich das Gesamtsignal aus der Summe der einzelnen Wellenformen ergibt, handelt es sich hier um eine lineare Modulationsart. Die Symbole weisen folgende Phasen auf:

$$\Theta_k^\mu = \frac{2\pi}{M} \cdot \mu + \vartheta; \quad \mu = 0, \dots, M - 1; \vartheta \in \{0, \pi/M\} \quad (5.12)$$

dabei werden jeweils $\log_2 M$ Bits zu einem Datenwort zusammengefasst. Zu beachten ist, dass in (5.11) der Impulsformer $g_S(t)$ in nichtkausaler Form steht. Geht man von einem zeitlich begrenzten Impulsformer $g_S(t)$ aus, so ist dieser ungleich Null im Intervall $[-L_S T/2, +L_S T/2]$ und sonst Null, hat also die Länge $L_S T$. Somit beeinflusst das Symbol z_k das Modulationssignal schon ab dem Zeitpunkt $t = (k - L_S/2)T$. Als Impulsformfilter werden in praktischen Anwendungen Cosinus-roll-off-Filter eingesetzt. Bei einer Matched-Filterung wird dieser Impuls auf Sende- und Empfangsfilter aufgeteilt, wodurch sich eine Wurzel-Cosinus-roll-off-Filterung ergibt [86]:

$$g_S(t) = \frac{4\alpha \frac{t}{T} \cos\left[\pi(1+\alpha)\frac{t}{T}\right] + \sin\left[\pi(1-\alpha)\frac{t}{T}\right]}{\left[1 - (4\alpha \frac{t}{T})^2\right] \pi \frac{t}{T}} \quad (5.13)$$

mit dem Roll-off-Faktor α . Diese Filter müssen bei einer Realisierung auf die Länge $L_S T$ begrenzt werden. Das Impulsformfilter, das sich aus der Faltung des Sende- und Empfangsfilters ergibt, erfüllt die erste Nyquistbedingung:

$$g_S(t) * g_E(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t = 0 \\ 0 & \text{für } t = kT, k \in \mathbf{Z} \setminus \{0\} \end{cases} \quad (5.14)$$

Es unterdrückt somit Intersymbol-Interferenz, d.h. bei Abtastung des Signals zu den idealen Abtastzeitpunkten $t = kT$ ergeben sich bei einem idealen Kanal genau die Symbolwerte z_k ohne Beeinflussung durch benachbarte Symbole. Gleichzeitig

bewirken diese Impulsformer eine erhebliche Bandbreitenreduzierung gegenüber der harten Phasenumtastung. Abhängig vom Wert des Roll-off-Faktors α ist die Breite der horizontalen Augenöffnung, die ein Maß für die Empfindlichkeit gegenüber Synchronisations- bzw. Jitterfehlern ist. Diese Filter ergeben starke Amplitudenschwankungen des Übertragungssignals, die wiederum nichtlineare Verzerrungen bei der Verstärkung mit nichtlinearer Verstärkerkennlinie bewirken. Die nichtlinearen Verzerrungen äußern sich durch eine Verbreiterung des Spektrums [96].

Differentielle PSK-Modulation

Da im Falle der PSK immer die absoluten Phasen detektiert werden müssen, wird oft stattdessen die gedächtnisbehafte DPSK (Differentielle PSK) verwendet. Hier ergibt sich die Phase der übertragenen Symbole wie folgt:

$$\Theta_k^\mu = \Theta_{k-1}^\mu + \Delta\Theta_k^\mu \quad (5.15)$$

mit

$$\Delta\Theta_k^\mu = \frac{2\pi}{M} \cdot \mu + \vartheta; \quad \mu = 0, \dots, M-1; \quad \vartheta \in \{0, \pi/M\} \quad (5.16)$$

Die Information liegt hier also nicht in der Absolutphase des Signals, sondern in der Differenzphase zweier aufeinanderfolgender Symbole. Das bedeutet allerdings, dass durch ein einzelnes falsch detektiertes Symbol zwei aufeinanderfolgende Datenwörter verfälscht werden. Das k -te Datenwort wird mit der Differenzphase zwischen dem $(k-1)$ -ten und dem k -ten Symbol übertragen. In dem speziellen Fall

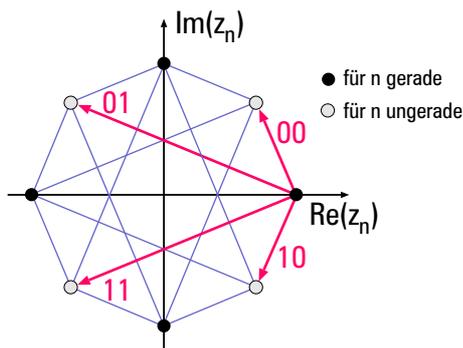


Bild 5.4 Signalraumdiagramm der $\pi/4$ -DQPSK

der $\pi/4$ -DQPSK ($M = 4$), die zuerst in [18] vorgeschlagen wurde, ergeben sich die Differenzphasen zu

$$\Delta\Theta_k^\mu = \frac{\pi}{2} \cdot \mu + \frac{\pi}{4} \quad \mu = 0, \dots, 3 \quad (5.17)$$

Jeweils zwei Bits werden folgendermaßen den Symbolen zugeordnet:

b_{2k}	b_{2k+1}	$\Delta\Theta_k^\mu$
0	0	$+\pi/4$
0	1	$+3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$

Dies ergibt das Signalraumdiagramm in Bild 5.4, das insgesamt acht verschiedene Phasenzustände aufweist. Hier wird zwischen zwei Signalräumen mit jeweils vier Phasenzuständen gewechselt. Dies verhindert Phasensprünge um π und verringert dadurch erheblich die Amplitudenschwankungen des Signals und damit die schon erwähnte spektrale Verbreiterung [14, 46, 106].

5.2.2 GMSK- und GFSK-Modulation

Die GMSK-Modulation entstammt dem Minimum Shift Keying (MSK)[125], einer 2-wertigen FSK-Modulation mit dem Modulationsindex $h = 0,5$. Die GMSK wurde zum ersten Mal in [123] vorgeschlagen und diskutiert. Der Modulationsindex von $h = 0,5$ ist der kleinste Index, mit dem man orthogonale Wellenformen erhält. Eine Verallgemeinerung ist die GFSK-Modulation (Gaussian Frequency Shift Keying), bei der der Modulationsindex von $h = 0,5$ abweichen kann. Diese Modulationsarten gehören zu der Klasse der Continuous-Phase-Modulationen (CPM), deren Merkmale ein stetiger Phasenverlauf und eine konstante Einhüllende sind.

Die komplexe Einhüllende eines GFSK-Signals ist wie folgt bestimmt

$$s_{\text{GFSK}}(t) = \exp \left[j2\pi h \sum_{k=0}^{\infty} d_k \int_{-\infty}^t g(\tau - kT) d\tau \right] \quad (5.18)$$

mit der Daten-Folge $d_k \in \{-1, 1\}$. Statt eines reinen Rechteckimpulses wie bei der MSK, wird hier der Frequenzimpuls

$$g(t) = \frac{1}{2T} \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) * h_{\text{Gauß}}(t) \quad (5.19)$$

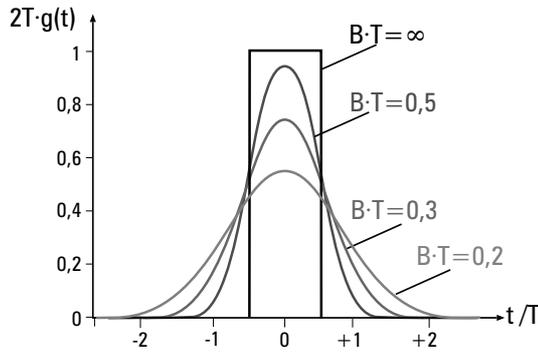


Bild 5.5 Gaußimpuls in Abhängigkeit vom Zeit-Bandbreite-Produkt BT

benutzt, dabei ist $h_{\text{Gauß}}(t)$ der bekannte Gaußimpuls

$$h_{\text{Gauß}}(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \cdot B \cdot \exp\left[-\frac{2(\pi Bt)^2}{\ln 2}\right]. \quad (5.20)$$

B ist die 3dB-Bandbreite des Gaußimpulses. Für verschiedene Zeit-Bandbreiteprodukte BT sind in Bild 5.5 die Frequenzimpulse aufgezeigt. Je geringer BT und damit die Bandbreitenreduktion ist, desto breiter ist dafür der Frequenzimpuls, d.h. es entsteht Intersymbol-Interferenz (ISI). Für $BT \rightarrow \infty$ strebt $h_{\text{Gauß}}(t)$ gegen die δ -Distribution $\delta(t)$ [48] und (5.19) wird wieder zum Rechteckimpuls. Im GSM-System wurde $BT = 0,3$ gewählt, was zu einer guten Bandbreitenreduktion, aber zu ISI führt, welche im Empfänger durch Entzerrer ausgeglichen werden muss. Da durch den Mehrwegekanal zusätzliche ISI auftritt und im Empfänger dafür sowieso ein Entzerrung eingesetzt wird (siehe Kapitel 6), kann dies in Kauf genommen werden. Bei DECT wurde dagegen $BT = 0,5$ gewählt, dies erzeugt eine geringere Bandbreitenreduktion, aber vernachlässigbare ISI, so dass es keinen Mehraufwand im Empfänger gibt. Die entsprechenden Leistungsdichtespektren eines GMSK-Signals in Abhängigkeit von BT sind in Bild 5.6 dargestellt. Der Gaußimpuls wird zur Realisierung mit einem FIR-Filter auf die Länge $L_G T$ gekürzt und kausalisiert.¹ Die Phasenantwort eines Bits ist definiert als

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau \quad (5.21)$$

¹CPM-Signale werden in der Literatur kausalisiert dargestellt, da die Impulslänge L_G eine größere Rolle spielt und eine allgemeine, nicht kausale Darstellung zu kompliziert würde.

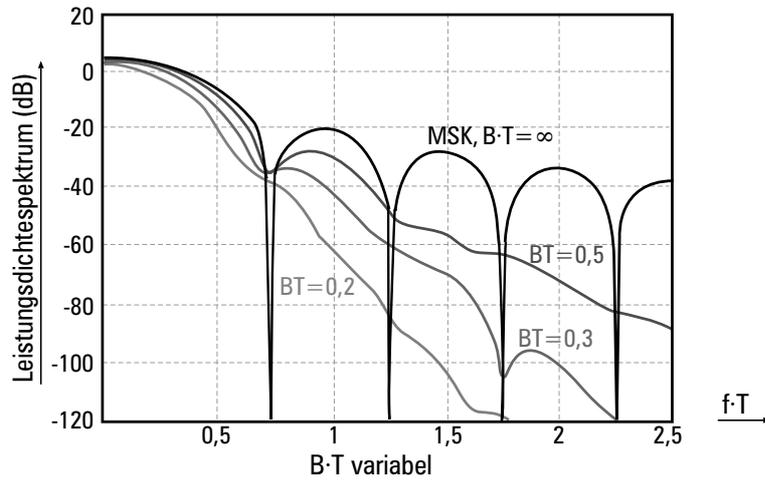


Bild 5.6 Leistungsdichtespektrum eines GMSK-Signals in Abhängigkeit von BT

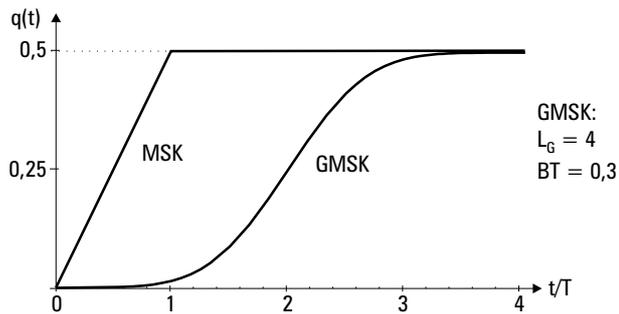


Bild 5.7 Phasenantwort $q(t)$, GMSK mit $L_G = 4$, $BT = 0,3$

Die Phasenantworten $q(t)$ einer GMSK mit $BT = 0,3$ und der MSK sind in Bild 5.7 dargestellt. Für $t > L_G T$ beträgt $q(t) = 0,5$. Mit $q(t)$ kann $s_{\text{GFSK}}(t)$ dargestellt werden als

$$s_{\text{GFSK}}(t) = \exp \left[j2\pi h \sum_{k=0}^{\infty} d_k q(t - kT) \right] \quad (5.22)$$

Hier beeinflusst aufgrund der Kausalisierung des Frequenzimpulses das Datenbit d_k das Gesamtsignal erst ab dem Zeitpunkt $t = kT$. Das k -te Symbol d_k be-

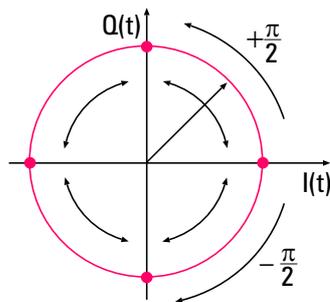


Bild 5.8 Signalraumdiagramm MSK/GMSK

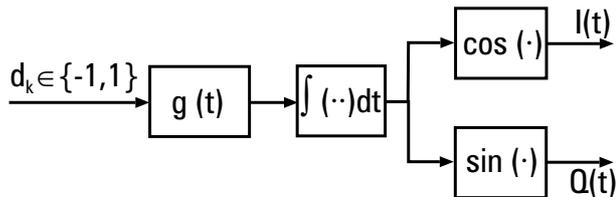


Bild 5.9 Modulator für GMSK

wirkt insgesamt eine Phasenänderung von $\pi h d_k$, welche zu den Phasenänderungen der vergangenen Symbole hinzuaddiert wird. Damit ist klar, dass es sich hier im Allgemeinen um nichtlineare, gedächtnisbehaftete Modulationen handelt. Eine Ausnahme macht dabei MSK, wie wir später sehen werden, diese ist eine lineare Modulationsart. Bei der MSK-Modulation dreht sich der Signalzeiger innerhalb einer Symboldauer exakt um $d_k \pi/2$, dies ist in Bild 5.8 dargestellt. Der Phasenverlauf der GMSK ist dagegen abgerundet, d.h. der Signalzeiger dreht sich, vor allem bei alternierenden Datenfolgen, nicht mehr um ganze $\pm \pi/2$ während einer Symboldauer.

Basierend auf der Darstellung der komplexen Einhüllenden eines GFSK-modulierten Signals (5.18), wird ein GMSK-Modulator normalerweise wie in Bild 5.9 implementiert [63, 105]. Dieser GMSK-Modulator ist schwer mit einem linearen I/Q-Modulator, wie er für PSK- und QAM-Modulationen verwendet wird, zu vereinheitlichen. Im nächsten Abschnitt wird daher eine Linearisierung der GMSK vorgestellt, mit deren Hilfe eine gemeinsame Modulator-Struktur erreicht werden kann.

5.2.3 Linearisierung der GMSK

Nach [81, 101] kann die komplexe Einhüllende $s(t)$ eines CPM-Signals auch durch Superposition von $N_c = 2^{L_G-1}$ Elementarimpulsen C_m (L_G ist die Länge des Gaußimpulses aus Abschnitt 5.2.2) gebildet werden (siehe Anhang B):

$$s_{\text{GFSK}}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_c-1} \exp[j\pi h A_{m,k}] C_m(t - kT) \quad (5.23)$$

mit

$$A_{m,k} = \sum_{i=0}^k d_i - \sum_{l=1}^{L_G-1} d_{k-l} \cdot \nu_{m,l}$$

$$m = \sum_{l=1}^{L_G-1} 2^{l-1} \nu_{m,l} \quad \nu_{m,l} \in \{0; 1\}$$

Die Bitfolge $\nu_{m,L_G-1}, \dots, \nu_{m,1}$ entspricht der binären Darstellung des Indexes m . Die Repräsentation eines GFSK-Signals in (5.23) kann für alle CPM-Signale genutzt werden. Zum Beispiel ist die MSK ein Spezialfall mit $L_G = 1$:

$$s_{\text{MSK}}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^k d_i \right] C_{0,\text{MSK}}(t - kT) \quad (5.24)$$

Der Hauptimpuls der MSK ist

$$C_{0,\text{MSK}}(t) = \begin{cases} \sin(\pi t/2T) & 0 \leq t \leq 2T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.25)$$

Die Symbole

$$z_k = \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^k d_i \right] = \exp \left[j \frac{\pi}{2} d_k + \sum_{i=0}^{k-1} d_i \right] \quad (5.26)$$

$$= j d_k \cdot z_{k-1} \quad (5.27)$$

sind abwechselnd rein reell und rein imaginär (siehe auch Bild 5.8). Aus der Gleichung (5.24) ist nun eindeutig die Linearität der MSK zu erkennen. Zu beachten ist, dass dies die kausale Form der MSK ist, wodurch sich eine etwas andere Darstellung ergibt als z.B. in [86]. Die Darstellung der MSK kann auch als Offset QPSK Modulation interpretiert werden. Dies wurde zuerst in [57] nachgewiesen.

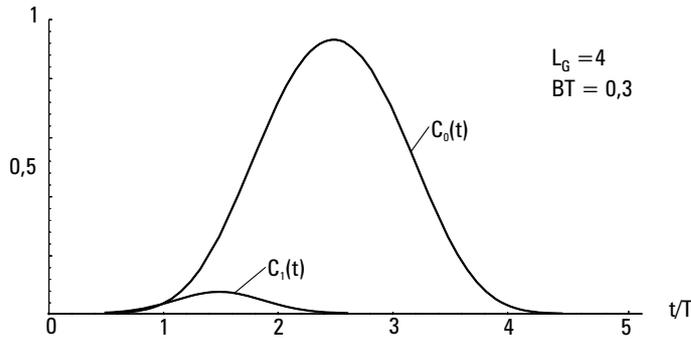


Bild 5.10 Die Elementarimpulse $C_0(t)$ und $C_1(t)$ für $L_G = 4$, $BT = 0,3$

Für GMSK wird die Länge des Frequenzimpulses aus (5.19) normalerweise auf $L_G = 4$ festgelegt und die exakte Superposition (5.23) enthält $N_c = 8$ Elementarimpulse, so dass die komplexe Einhüllende eines GMSK-modulierten Signals exakt auch wie folgt dargestellt werden kann:

$$\begin{aligned}
 s_{\text{GMSK}}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \left[\exp \left[j \frac{\pi}{2} A_{0,k} \right] C_0(t - kT) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{m=1}^7 \exp \left[j \frac{\pi}{2} A_{m,k} \right] C_m(t - kT) \right] \\
 &= \sum_{k=0}^{\infty} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^k d_i \right] C_0(t - kT) \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=1}^7 \exp \left[j \frac{\pi}{2} A_{m,k} \right] C_m(t - kT) \\
 &= s^{\text{lin}}(t) + s^{\text{nl}}(t)
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

Das bedeutet, dass $s(t)$ aus einem linearen $s^{\text{lin}}(t)$ und einem nicht linearen Teil $s^{\text{nl}}(t)$ besteht [164]. In Bild 5.10 sind die beiden Elementarimpulse $C_0(t)$ und $C_1(t)$ für die GMSK mit $BT = 0,3$ dargestellt. Wie in Anhang B in B.14 gezeigt wird, hat für $L_G = 4$ der Hauptimpuls $C_0(t)$ die Länge $5T$ und $C_1(t)$ die Länge $3T$. Da C_0 99% der gesamten Signalenergie enthält, ist die folgende lineare Approximation

naheliegender:

$$s_{\text{GMSK}}(t) \approx s^{\text{lin}}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} z_k C_0(t - kT) \quad (5.29)$$

Die Symbole z_k sind hier dieselben wie bei der MSK, siehe Gleichung (5.26). Das bedeutet die Symbole z_k , die durch den akkumulierten Datenstrom d_i bestimmt werden, werden nur mit dem Elementarimpuls C_0 geformt. Wichtig ist diese Approximation eines GMSK-Signals auch für den Entwurf von Entzerrer-Algorithmen im Empfänger (siehe Kapitel 6.3).

Auswirkungen der Linearisierung der GMSK

Die Approximation der GMSK in (5.29) bewirkt unter anderem, dass die komplexe Einhüllende nicht mehr exakt konstant ist (siehe Bild 5.11). Man kann hier auch erkennen, dass die Linearisierung bei $BT = 0,5$ weniger Fluktuationen bewirkt als bei $BT = 0,3$. Dies liegt daran, dass die bei DECT benutzte GMSK schon fast linear ist und dadurch bei der Linearisierung nicht viel geändert wird. Gerade die konstante Einhüllende macht die GMSK aber für den Mobilfunk attraktiv, da so problemlos leistungseffiziente C-Verstärker benutzt werden können und keine Intermodulationsprodukte entstehen.

Es sollen nun die Auswirkungen der Amplitudenschwankungen der linearisierten GMSK durch die Leistungsverstärkung untersucht werden. In [96] wurden die von

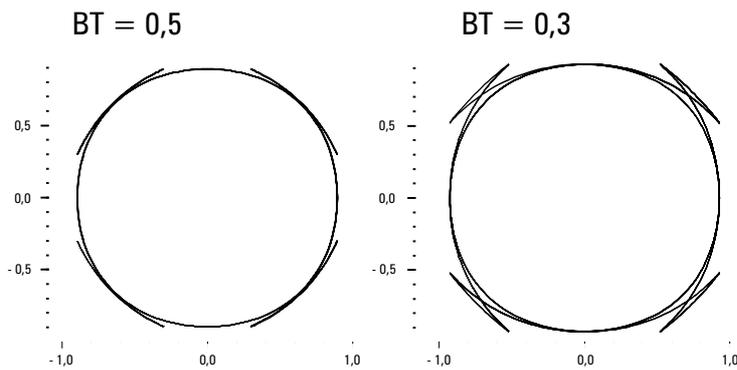


Bild 5.11 Komplexe Einhüllende der linearisierten GMSK

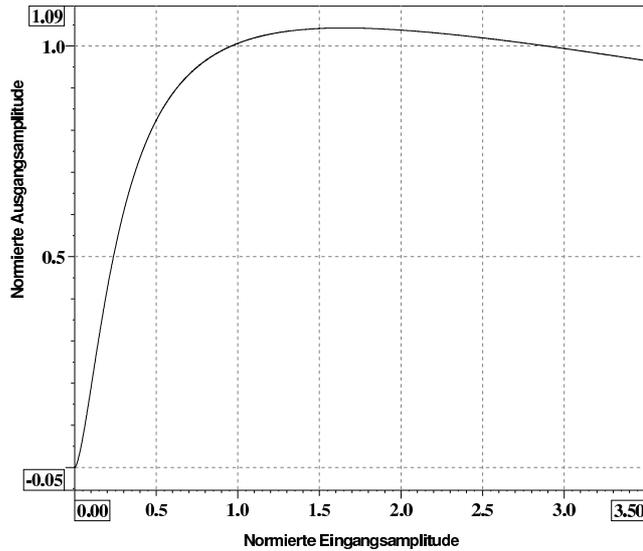


Bild 5.12 Modell für AM/AM-Verstärkerkennlinie eines GaAs FET

[139] vorgeschlagenen AM/AM- und AM/PM-Modelle für Röhren-Verstärker in Satellitentranspondern verwendet. Diese Modelle bilden die in Mobilfunkgeräten verwendeten Halbleiter-Leistungsverstärker nur unzureichend nach. Daher wird hier ein anderes Modell aus [56] verwendet, das gute Übereinstimmungen mit Messungen an realen GaAs FET (Gallium Arsenide Field Effect Transistor) Leistungsverstärkern aufweist. Die komplexe Einhüllende des Sendesignals kann allgemein wie folgt dargestellt werden

$$s(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}. \quad (5.30)$$

Durch die Leistungsverstärkung mit einer nichtlinearen Verstärkerkennlinie ergeben sich Veränderungen der Amplitude $A(t)$ und der Phase $\varphi(t)$ des Eingangssignals. Das Ausgangssignal wird mit

$$\tilde{s}(t) = g[A(t)] \cdot e^{j(\varphi(t)+f[A(t)])} \quad (5.31)$$

modelliert. Die Funktion $g[A(t)]$ stellt die AM/AM-Verstärkerkennlinie dar. Die Phasenverzerrungen sind amplitudenabhängig und werden durch $f[A(t)]$ beschrieben. Die für diese Funktionen in [56] vorgeschlagene Vier-Parameter-Formeln sind

$$g[A(t)] = \frac{\xi_1 A(t)^{\xi_2}}{1 + \xi_3 A(t)^{\xi_2}} + \xi_4 A(t) \quad (5.32)$$

$$f[A(t)] = \frac{\zeta_1 A(t)^{\zeta_2}}{1 + \zeta_3 A(t)^{\zeta_2}} + \zeta_4 A(t). \quad (5.33)$$

Die Parameter wurden in [56] durch Messungen an realen Verstärkern und Angleichung an die Kennlinien bestimmt und sind in Tabelle 5.1 angegeben. Die normierte AM/AM-Kennlinie zeigt Bild 5.12. In Bild 5.13 werden die Leistungsdichtespektren (LDS) von Signalen mit der GSM-Symbolrate, moduliert mit der exakten bzw. mit der linearisierten GMSK, verglichen. Ohne eine nichtlineare Verstärkung hält das LDS der linearisierten GMSK den von dem Standard in [44] vorgegebenen Verlauf eher besser ein, als das LDS der exakten GMSK. Mit dem C-Verstärker ergibt sich dagegen im Bereich um ± 350 kHz vom Träger eine starke Annäherung an die GSM Vorgabe, diese wird aber noch eingehalten. Da in einem Software Radio der Endverstärker aber auch den hohen Ansprüchen der $\pi/4$ -DQPSK und QPSK

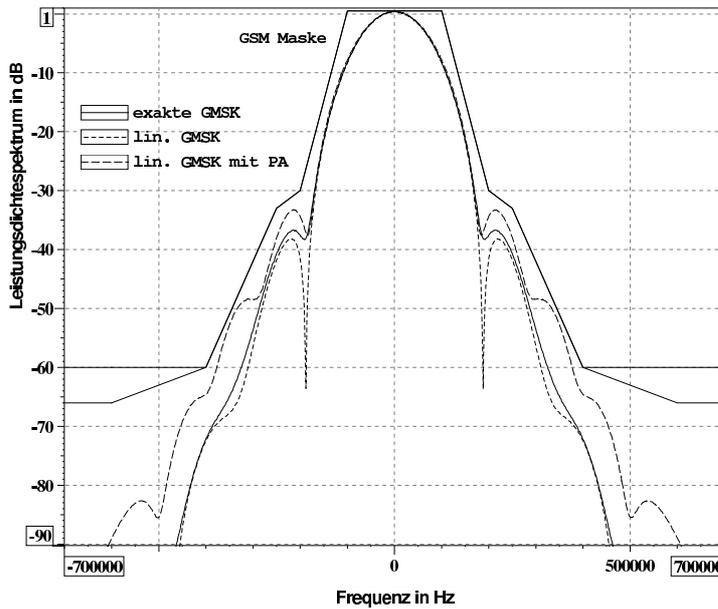


Bild 5.13 Vergleich der Leistungsdichtespektren der GMSK, der linearisierten GMSK mit und ohne Leistungsverstärkung und der GSM-Maske

$\xi_1 = 8.1061$	$\zeta_1 = 4.6645$
$\xi_2 = 1.5413$	$\zeta_2 = 2.0965$
$\xi_3 = 6.5202$	$\zeta_3 = 10.880$
$\xi_4 = -0.0718$	$\zeta_4 = -0.003$

Tabelle 5.1 Werte der ξ_i und ζ_i nach [Gho91]

genügen muss, stellt die GMSK-Approximation in der Praxis keinen Effizienzverlust dar. Bei eher linearen Kennlinien dürfte das LDS der linearisierten GMSK die GSM-Anforderungen besser erfüllen.

Betrachtet werden muss auch die Bitfehlerrate bei Benutzung einer linearisierten GMSK. Diese hängt natürlich stark von den Empfängeralgorithmen bzw. dem Kanal ab und wird daher in Kapitel 6 diskutiert.

5.2.4 Parametrisierung

Mit der Approximation der GMSK lassen sich mit demselben linearen I/Q-Modulator PSK-Signale und GMSK-Signale bilden. Der gemeinsame Modulator für die Standards UTRA-FDD, GSM, DECT und IS-54 ist in Bild 5.14 aufgezeigt [163, 166]. Dieser Modulator ist erweiterbar für UTRA-TDD und cdma2000, aufgrund der Übersichtlichkeit, wurden hier aber nur die vier wichtigsten Standards ausgewählt. Im Falle des UTRA-FDD wird der Modulator für den Uplink miteinbezogen, da hier ausschließlich Mobilfunkgeräte, keine Basisstationen, betrachtet werden. Anzumerken ist noch, dass im GSM-System eine differentielle Vorcodierung vorgenommen wird. Die binären Bits $b_k \in \{0, 1\}$ werden wie folgt codiert:

$$\tilde{b}_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad k \in \mathbb{N}_0 \quad (5.34)$$

Hier stellt \oplus die binäre Addition in $\text{GF}(2)$ dar. Die Initialisierung mit $b_{-1} = 1$ ergibt sich bei GSM aus den Dummybits, die vor dem ersten verwertbaren Bit während der Anfangsphase eines GSM-Bursts gesendet werden [41]. Die Auswirkungen dieser Vorcodierung werden im Zusammenhang mit der Demodulation in Kapitel 6 diskutiert.

Der Funktionsblock **Precoder** wird durch die Parameter *BurstLength* und *Precoder_On_Off* eingestellt. Der Parameter *BurstLength* wird für die erwähnte Initialisierung gebraucht, mit *Precoder_On_Off* lässt sich die Vorcodierung abschalten, da alle anderen Systeme keine Vorcodierung verwenden.

Danach erfolgt die Umwandlung in ein NRZ(No Return to Zero)-Signal durch den

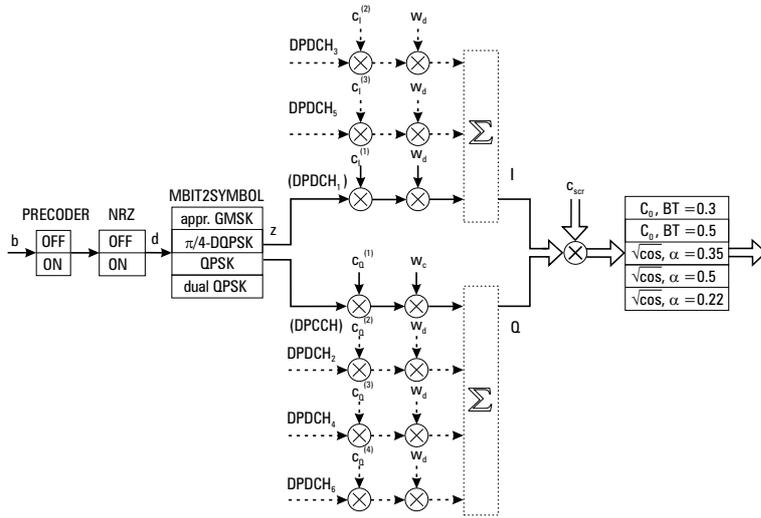


Bild 5.14 Gemeinsamer I/Q-Modulator für UTRA-FDD, GSM, DECT und IS-54

ModulationNumber	Modulation Mode
1	GMSK
2	$\pi/4$ -DQPSK
3	QPSK
4	dual QPSK

Tabelle 5.2 Parameter für MBIT2Symbol

Funktionsblock NRZ. Im Falle von GSM entsprechend

$$d_k = 1 - 2\tilde{b}_k \tag{5.35}$$

Der Parameter NRZ_On_Off kontrolliert den Funktionsblock: Wird NRZ_On_Off auf eins gesetzt wird ein Bit $\tilde{b} = 0$ in eine 1 umgewandelt und $\tilde{b} = 1$ in eine -1. NRZ_On_Off = -1 bewirkt eine umgekehrte Umwandlung und NRZ_On_Off = 0 bedeutet keine Umwandlung.

Im anschließenden Funktionsblock MBIT2Symbol erfolgt die Umsetzung in die komplexen Symbole z_k . Die Modulationsart wird mit dem Parameter Modulation-Number ausgewählt, dessen Werte in Tabelle 5.2 gezeigt werden. Für GMSK werden die z_k entsprechend (5.26) gebildet, für $\pi/4$ -DQPSK entsprechend (5.11) und (5.15). Da einige der Modulationsarten ein Gedächtnis haben, muss ein Startpunkt

Filter_Number	Filter
1	Hauptimpuls für lin. approx. GMSK mit $BT = 0.3$
2	Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter mit Rolloff-Faktor $\alpha = 0.35$
3	Hauptimpuls für lin. approx. GMSK mit $BT = 0.5$
4	Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter mit Rolloff-Faktor $\alpha = 0.5$
5	Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter mit Rolloff-Faktor $\alpha = 0.22$

Tabelle 5.3 Impulsformfilter

definiert werden. Daher wird auch in diesem Modell der Parameter *BurstLength* verwendet. Im Falle von UTRA-FDD (Uplink) erfolgt die Übertragung der Kontrolldaten des DPCCH-Kanals in dem Q-Zweig und die der Informationsdaten des ersten DPDCH-Kanals (DPDCH₁) in dem I-Zweig. Diese Modulation kann als duale QPSK angesehen werden, die eine Umwandlung von seriell zu parallel durchführt, indem *I_Length* Bits in den I-Zweig und *Q_Length* Bits in den Q-Zweig geleitet werden. Diese Parameter werden für die anderen Systeme nicht verwendet. Es gibt bei UTRA-FDD im Uplink auch die Möglichkeit, weitere DPDCH-Kanäle auf I- und Q-Zweig zu übertragen (siehe Abschnitt 3.6.2), diese DPDCH-Kanäle sind in Bild 5.14 gestrichelt angedeutet, da sie nur mit dem Spreizfaktor $N_S = 4$ möglich sind.

Für das CDMA-System UTRA-FDD wird im nächsten Schritt die Spreizung durchgeführt. Diese Funktion wird durch den Parameter *Spreadingfactor* gesteuert. Die Spreizsequenzen sind gespeichert und können anhand der Sequenznummer ausgewählt werden. Wird *Spreadingfactor*= 1 gesetzt, findet keine Spreizung statt. Die folgende Gewichtung der Daten- und Kontrollkanäle mit den Gewichtungsfaktoren w_d and w_c und das komplexe Scrambling wird auch nur im Falle von UTRA-FDD durchgeführt.

Es folgt die komplexe Impulsfilterung, bei der verschiedene FIR-Filter durch den Parameter *Filter_Number* ausgewählt werden können (siehe Tabelle 5.3). Im Falle von GMSK wird hier der Hauptimpuls C_0 verwendet, im Falle von PSK-Modulationen Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter nach (5.13).

Tabelle 5.4 fasst die Parameter-Werte für verschiedene Systeme zusammen. Für UTRA-FDD unterscheidet sich die Burstlänge in Abhängigkeit von dem verwendeten Spreizfaktor. Beispielhaft wurde hier der Fall *Spreadingfactor_I* = 8 in der Tabelle aufgeführt. Der DPCCH wird dagegen immer mit *Spreadingfactor_Q* = 256 gespreizt.

Um in diesen Sender zum Beispiel auch UTRA-TDD zu integrieren, muss eine andere Modulation im Block **MBIT2Symbol** entsprechend der Tabelle 3.1 realisiert

	GSM	DECT	IS-136	UTRA-FDD
BurstLength	148	424	312	330
Precoder_On_Off	1	0	0	0
NRZ_On_Off	1	-1	1	-1
ModulationNumber	1	1	2	4
Spreadingfactor_I	1	1	1	8
Spreadingfactor_Q	1	1	1	256
Filter_Number	1	3	2	5
I_Length	-	-	-	320
Q_Length	-	-	-	10

Tabelle 5.4 Parametereinstellungen des Modulators für verschiedene Systeme

werden. Außerdem werden andere Scramblingcodes verwendet und die komplexe Midamble muss am Schluss noch eingefügt werden.

Soll dagegen auch der IS-95-Standard integriert werden, so ist der Modulator noch zu erweitern, unter anderem muss die orthogonale Modulation, die in Abschnitt 3.5 beschrieben wurde, realisiert werden. Wie schon erwähnt, reicht dagegen die Speicherung der OVVSF-Codes aus, da durch Bitreversal die Nummerierung der OVVSF-Codes in die der Walsh-Codes überführt werden kann und umgekehrt. Bei der Erzeugung der Long-Codes ist im IS-95-Standard ein Schieberegister angegeben, das eine Form wie in Bild 5.15 dargestellt aufweist. In UTRA-FDD wird dagegen zur Erzeugung der Scramblingcodes ein Schieberegister der Form wie in Bild 5.16 verwendet. Um eine gemeinsame Implementierung zu erhalten, ist es möglich statt dieser Schieberegisterform eine modifizierte Form zu verwenden, die der des IS-95-Standards entspricht [109]. Die modifizierte Form ist in Bild 5.17 aufgezeigt und ergibt dieselbe Codefolge wie Bild 5.16, durchläuft aber andere Registerzustände. Bei einer allgemeinen Implementierung lässt sich somit durch Parametrierung die entsprechende Codefolge mit derselben Schieberegisterform erzeugen. Die Wahl der Schieberegisterform aus Bild 5.17 ist sinnvoll, da nur so die Erzeugung des Long-Codes für jeden Teilnehmer individuell durch binäre Addition der Schieberegisterzustände mit einer Maske realisiert werden kann.

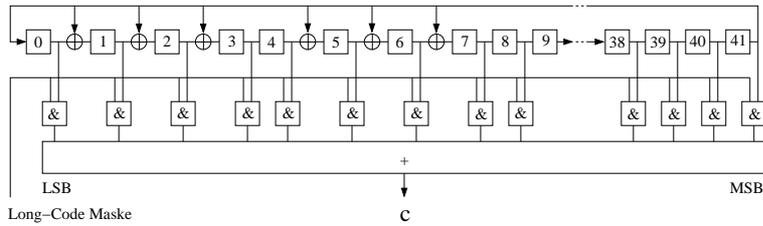


Bild 5.15 Schieberegister zur Erzeugung des Long-Codes in IS-95

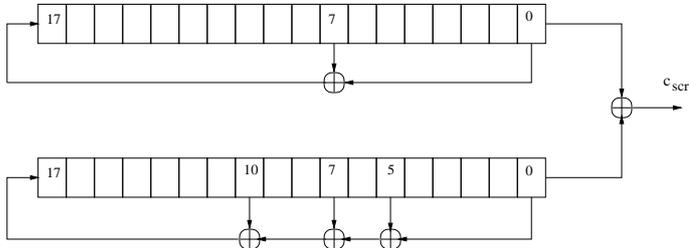


Bild 5.16 Schieberegister zur Erzeugung der Scramblingcodes für UTRA-FDD

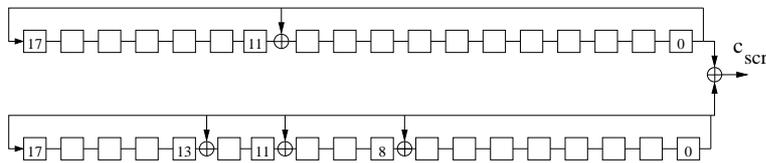


Bild 5.17 Modifiziertes Schieberegister zur Erzeugung der Scramblingcodes für UTRA-FDD

5.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie eine gemeinsame Kanalcodierung und eine gemeinsame Modulation durch Parametrisierung aufgebaut werden kann. Die Kanalcodierung besteht aus zyklischen Blockcodes und Faltungscodes, die RSC-Codes oder gewöhnliche nichtrekursive, nichtsystematische Faltungscodes sein können. Beschrieben werden die Kanalcodierungsencoder durch die verwendeten Generatorpolynome, Coderaten, Eingangsblocklängen usw. Ein gemeinsames Interleavingschema kann durch Adressspeicherungen aufgebaut werden. Ein gemeinsamer Modulator wird durch die Linearisierung der GSMK erreicht. Die Lineari-

sierung der GMSK erzeugt Fluktuationen der (bei der exakten GMSK konstanten) Einhüllenden. Doch auch für Verstärker mit nichtlinearen Kennlinien kann der von GSM vorgegebene Spektralverlauf eingehalten werden.

6 Software Radio Empfänger

Auch im Empfänger soll möglichst eine gemeinsame Struktur für verschiedene Mobilfunkstandards gefunden werden. Zuerst wird die gemeinsame Demodulation unterschiedlich modulierter Signale bei reinem AWGN-Kanal diskutiert. Es folgt eine kurze Einführung in den Mobilfunkkanal mit Mehrwegeausbreitung und das verwendete Kanalmodell, auf dem übliche Entzerrer-Algorithmen basieren. Danach wird die Entzerrung von Signalen, die über einen zeitvarianten Mehrwegekanal gesendet wurden, und die dazu benötigte Kanalschätzung diskutiert. Spezielle Software Radio Lösungen, das heißt möglichst allgemeine, für verschiedene Systeme verwendbare Software Funktionen werden vorgestellt.

6.1 Gemeinsame Demodulation

Im Empfänger wird zuerst synchronisiert, worauf hier nicht weiter eingegangen werden soll. Es wird im Folgenden vorausgesetzt, dass der ideale Abtastzeitpunkt und die Lage der Bits innerhalb eines Bursts bekannt sind. Geht man von einem linearen Modulator nach (5.29) aus, so ist bei einem GMSK-Signal der ideale Abtastzeitpunkt mit der maximalen Augenöffnung für das Symbol z_k aufgrund der Länge des Hauptpulses C_0 von $L_S = 5T$ bei $t = (k + 2,5)T$. Das Empfangssignal ergibt sich bei einem reinen AWGN-Kanal zu

$$y(t) = s(t) * g_E(t) + \underline{n}(t) \quad (6.1)$$

mit dem Empfangsfilter $g_E(t)$ und dem tiefpassbegrenzten Rauschen

$$\underline{n}(t) = \underline{n}_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t). \quad (6.2)$$

Hier stellt $\underline{n}_{\text{Kanal}}(t)$ einen komplexen weißen Gaußschen Rauschprozess dar, mit dem Leistungsdichtespektrum $\Phi_{\underline{N}\underline{N}}(f) = N_0$. Wie später diskutiert wird, ist es in den meisten Fällen sinnvoller bei einer GMSK-Modulation keine Matched Filterung durchzuführen, daher ist das Empfangsfilter hier entsprechend (5.13) aufzufassen. Fasst man Sende- und Empfangsfilter zusammen, so erhält man

$$\tilde{C}_0(t) = C_0(t) * g_E(t). \quad (6.3)$$

Das Empfangssignal $y(t)$ wird im Empfänger zu den Zeitpunkten $t = (k + 2, 5)T$ abgetastet

$$\begin{aligned}
 y((k + 2, 5)T) &= y_k = \sum_{l=-2}^2 z_{k-l} \cdot \tilde{C}_0(2, 5T + lT) + \underline{n}_k & (6.4) \\
 &= z_k \cdot \tilde{C}_0(2, 5T) + \sum_{\substack{l=-2 \\ l \neq 0}}^2 z_{k-l} \cdot \tilde{C}_0(2, 5T + lT) + \underline{n}_k \\
 &= z_k + \underbrace{\sum_{\substack{l=-2 \\ l \neq 0}}^2 z_{k-l} \cdot \tilde{C}_0(2, 5T + lT)}_{\text{ISI}} + \underline{n}_k
 \end{aligned}$$

mit den Abtastwerten \underline{n}_k des komplexen weißen, Gaußschen Rauschprozesses $\underline{n}(t)$. Der diskrete, tiefpassbegrenzte Prozess \underline{n}_k hat die Varianz $\sigma_{\underline{n}}^2 = N_0$. Real- und Imaginärteil des Rauschprozesses \underline{n}_k werden als unabhängig und mit gleicher Varianz $\sigma_n^2 = N_0/2$ angenommen. Man erkennt hier die durch die GMSK erzeugte Intersymbol-Interferenz, die bewirkt, dass keine exakt rein reellen und rein imaginären Symbole z_k mehr detektiert werden. Auffällig ist auch, dass ein detektiertes Symbol z_k nicht nur durch früher gesendete Symbole $z_l, l < k$ sondern auch durch spätere $z_i, i > k$ beeinflusst wird. Wie stark die ISI ist, hängt direkt vom Verlauf von $C_0(t)$ und damit vom BT -Faktor ab. Betrachtet werden hier zwei unterschiedliche Möglichkeiten der Demodulation für GMSK: die kohärente und die differentielle (und damit inkohärente) Demodulation. In [86] wird noch eine weitere inkohärente Demodulation für CPM-Signale vorgestellt und zwar ein FM-Demodulator, der auf der Interpretation der GMSK als FSK-Modulation beruht. Dieser FM-Demodulator wird hier aber nicht weiter untersucht, da er für den Modulationsindex $h = 0, 5$ im Falle der MSK die gleichen Fehlerraten ergibt, aber den Nachteil hat, dass er nicht auch für PSK-Signale angewendet werden kann, wie es bei dem differentiellen Demodulator der Fall ist.

Die kohärente Demodulation basiert auf der Information, dass bei der MSK abwechselnd rein reelle und imaginäre Symbole z_k gesendet werden. Ist die Absolutphase und damit die Information bekannt, in welchem Takt ein reelles und wann ein imaginäres Symbol zu erwarten ist, kann in I- und Q-Zweig abwechselnd im Takt von $2T$ abgetastet werden. Da bei der GMSK dieselben Symbole z_k detektiert werden, kann dies auch auf die GMSK angewendet werden. Ist zum Beispiel bekannt, dass z_k ein reelles Symbol ist, so ergibt die Abtastung im I-Zweig bei der

GMSK

$$\operatorname{Re}\{y_k\} = z_k + z_{k-2} \cdot \tilde{C}_0(4, 5T) + z_{k+2} \cdot \tilde{C}_0(0, 5T) + \operatorname{Re}\{\underline{n}_k\} = \hat{z}_k. \quad (6.5)$$

Es erfolgt also eine Projektion auf die reelle bzw. imaginäre Achse. Die ISI wird teilweise unterdrückt und der Rauschanteil wird halbiert. Da später nur noch die Differenzphase berechnet wird, kann hier in I- und Q-Zweig eine Vorzeichenentscheidung durchgeführt werden. Ohne Rauschstörung liegen dann näherungsweise, wenn die ISI nicht zu groß ist, wie bei der MSK die Symbole z_k an. Im ungestörten Fall erhält man bei der MSK mit (5.26) durch folgende Multiplikation das gesendete Datenbit:

$$\Delta z_k = \hat{z}_k \cdot \hat{z}_{k-1}^* = j \hat{d}_k \cdot \hat{z}_{k-1} \hat{z}_{k-1}^* = j \hat{d}_k \quad (6.6)$$

Das Vorzeichen des Imaginärteils von Δz_k ergibt gerade \hat{d}_k . Fehler bei der kohärenten Detektion entstehen, wenn bei der Vorzeichenentscheidung z.B. statt auf das Symbol 1 auf -1 geschlossen wird. Man erkennt, dass hier aufgrund der gedächtnisbehafteten Modulation und durch die Achsenprojektion bei einer falschen Symboldetektion **immer** zwei aufeinanderfolgende Datenbits d_k verfälscht werden. Allerdings kann gezeigt werden, dass hier im Fall von mehreren direkt aufeinanderfolgenden Fehlern (Bündelfehler¹) bei der Symboldetektion nur das erste und das letzte zugehörige Datenbit verfälscht werden (siehe Tabelle 6.1).

Würde im Sender eine differentielle Vorcodierung nach (5.34) durchgeführt, so muss diese im Empfänger rückgängig gemacht werden. Nach der Umwandlung der NRZ-Bitfolge d_k in die binäre Folge b_k nach (5.35) ergeben sich die ursprünglichen Datenbits b_k wie folgt

$$b_k = \tilde{b}_k \oplus b_{k-1} \quad k \in \mathbb{N}_0. \quad (6.7)$$

Es kann gezeigt werden [173], dass durch die differentielle Vorcodierung die Abhängigkeit eines Datenbits von zwei aufeinanderfolgenden Symbolen aufgehoben wird. Vertauscht man die beiden Operationen Vorcodierung und NRZ-Wandlung, so ergeben sich die d_k aus (5.35) durch

$$\tilde{d}_k = 1 - 2b_k \quad (6.8)$$

und anschließender Vorcodierung der NRZ-Bits \tilde{d}_k

$$d_k = \tilde{d}_k \cdot \tilde{d}_{k-1}, \quad \tilde{d}_{-1} = -1. \quad (6.9)$$

¹Bündelfehler sind in der Literatur etwas allgemeiner definiert: Ein Bündelfehler kann auch nicht verfälschte Bits enthalten [51]. Hier ist aber mit Bündelfehler nur eine Folge direkt aufeinanderfolgender Fehler gemeint.

		Einzelfehler				Bündelfehler						
Datenbits b_k	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0
diff.vorcod. Bits \tilde{b}_k		1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1
Symbole d_k		-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1
Symbole z_k	1	-j	-1	-j	1	-j	-1	-j	1	-j	-1	j
empf. Symbole \hat{z}_k	1	-j	1	-j	1	-j	1	j	-1	j	-1	j
NRZ-Daten \hat{d}_k		-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1
diff.vorcod. Bits $\tilde{\hat{b}}_k$		1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1
Datenbits \hat{b}_k	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0

Tabelle 6.1 Entstehung von Einzel- und Bündelfehler bei kohärenter Demodulation mit differentieller Vorkodierung

Dies eingesetzt in (5.27) ergibt

$$z_k = j d_k \cdot z_{k-1} = j^2 d_k d_{k-1} \cdot z_{k-2} \quad (6.10)$$

$$= j^{k+1} \prod_{i=0}^k d_i \cdot z_{-1} = j^{k+1} \prod_{i=0}^k \tilde{d}_i \cdot \tilde{d}_{i-1} \cdot z_{-1} \quad (6.11)$$

$$= j^{k+1} \tilde{d}_k \cdot \tilde{d}_{-1} \cdot z_{-1} \quad (6.12)$$

Damit hängen also nur noch ein Datenbit \tilde{d}_k sowie die Initialisierungen bei der Vorkodierung \tilde{d}_{-1} und der Anfangsphase z_{-1} und ein Symbol z_k voneinander ab. Damit werden Folgefehler vermieden, das heißt ein falsch detektiertes Symbol \hat{z}_k erzeugt nur noch einen Bitfehler \hat{b}_k (siehe Tabelle 6.1). Dies ist allerdings auch bei Bündelfehlern der Fall, so dass bei einem schlechten Kanal, der viele Bündelfehler erzeugt, durch Vorkodierung eher mehr Bitfehler erzeugt werden (vergleiche \hat{d}_k und \hat{b}_k in der rechten Spalte von Tabelle 6.1). Treten dagegen eher Einzelfehler auf, so kann durch Vorkodierung die Bitfehlerrate verbessert werden, da statt zwei nur ein Fehler aus einem falsch detektierten Symbol resultiert (siehe linke Spalte in Tabelle 6.1). Statt der komplexen Multiplikation aus (6.6), einer Entscheidung über die d_k und damit über \tilde{b}_k und einer anschließenden Umkehrung der differentiellen Vorkodierung nach (6.7) kann die Detektion wie folgt durchgeführt werden:

$$j \hat{d}_k = -j^{-k} \cdot \frac{\hat{z}_k}{z_{-1}} \quad (6.13)$$

Von den \tilde{d}_k kann dann direkt auf die b_k durch (6.8) geschlossen werden. Es müssen hierfür nur die Anfangswerte \tilde{d}_{-1} und z_{-1} bekannt sein, nicht der direkte Vorgän-

ger. Dies ist vor allem dann von Vorteil, wenn in einem GSM-Burst der zweite Informationsbitblock detektiert wird und die direkten Vorgängerwerte nicht bekannt sind, da die Trainingssequenz nicht detektiert wird.

Die kohärente Demodulation ist nur möglich, wenn der Modulationsindex von vorneherein bekannt ist und kaum schwankt. Ist dies nicht der Fall, wie bei dem DECT-System, oder ist die Synchronisation nicht ausreichend exakt, so bietet sich stattdessen die differentielle Demodulation an. Bei der differentiellen Demodulation wird direkt die differentielle Phase zwischen den Abtastwerten $\hat{z}_k = y_k$ berechnet, also $y_k \cdot y_{k-1}^*$. Es ist klar, dass hier stärkere Störungen auftreten. Außerdem macht hier die differentielle Vorcodierung keinen Sinn mehr, denn hier kann der Fall auftreten, dass nur eine Differenz-Phase und damit nur ein NRZ-Datenbit d_k falsch detektiert wird. Durch die inverse Berechnung der differentiellen Decodierung nach (6.7) ergibt sich dadurch aber eine ganze Folge falscher \hat{b}_k , die erst bei dem nächsten falschen \hat{d}_k wieder abbricht (siehe die letzten beiden Zeilen in Tabelle 6.1).

Die differentielle Demodulation kann auch für differentielle PSK-Modulationen angewendet werden. Da hier ISI-unterdrückende Filter eingesetzt werden, erhält man verhältnismäßig gute Ergebnisse. Am idealen Zeitpunkt abgetastet erhält man bei idealem Kanal wieder die Symbole aus (5.11) und kann damit Δz_k wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} \Delta z_k &= z_k \cdot z_{k-1}^* & (6.14) \\ &= \exp[\Theta_k^\mu] \cdot \exp[-\Theta_{k-1}^\mu] \\ &= \exp[\Delta\Theta_k^\mu] \end{aligned}$$

Das Symbol Δz_k weist die gesuchte Differenzphase $\Delta\Theta_k^\mu$ auf, mit der das gesendete Datenwort bestimmt werden kann. Die 4DPSK ist allerdings bei einem AWGN-Kanal und bei einer Bitfehlerrate von 10^{-5} um ca. 2,3 dB schlechter als die 4PSK [22]. Ist \underline{n}_k das additive Gaußsche weiße Rauschen, abgetastet zum Zeitpunkt $t = kT$, so ergibt sich durch die Multiplikation in (6.14) bei einem AWGN-Kanal

$$\begin{aligned} \Delta z_k &= (z_k + \underline{n}_k) \cdot (z_{k-1}^* + \underline{n}_{k-1}^*) \\ &= \exp[\Delta\Theta_k^\mu] + z_k \cdot \underline{n}_{k-1}^* + z_{k-1}^* \cdot \underline{n}_k + \underline{n}_k \cdot \underline{n}_{k-1}^* \end{aligned} \quad (6.15)$$

Es kann hier also auf eine näherungsweise Verdoppelung des Rauschanteils geschlossen werden. Bei einer PSK-Modulation, wie zum Beispiel im UTRA-System, wird direkt von den entspreizten Symbolen \hat{z}_k auf das gesendete Bit geschlossen. Im Downlink von UTRA-FDD werden zwei aufeinanderfolgende Bits seriell zu

parallel gewandelt und dann auf I- und Q-Zweig übertragen. Im Empfänger wird durch Vorzeichenentscheidungen im I- und Q-Zweig Schätzungen für b_k und b_{k+1} erlangt.

In Bild 6.1 werden verschiedene Bitfehlerkurven bei einem AWGN-Kanal und differentieller Demodulation gezeigt. Gemeinsam haben hier alle Simulationen der GMSK, dass lineare Modulatoren verwendet wurden und der Modulationsindex fest bei 0,5 liegt. Die Einflüsse des BT -Faktors, der Vorcodierung und des Empfangsfilters können hier abgelesen werden. Eine differentielle Vorcodierung macht bei differentieller Demodulation keinen Sinn, wie oben schon diskutiert. Auch ein

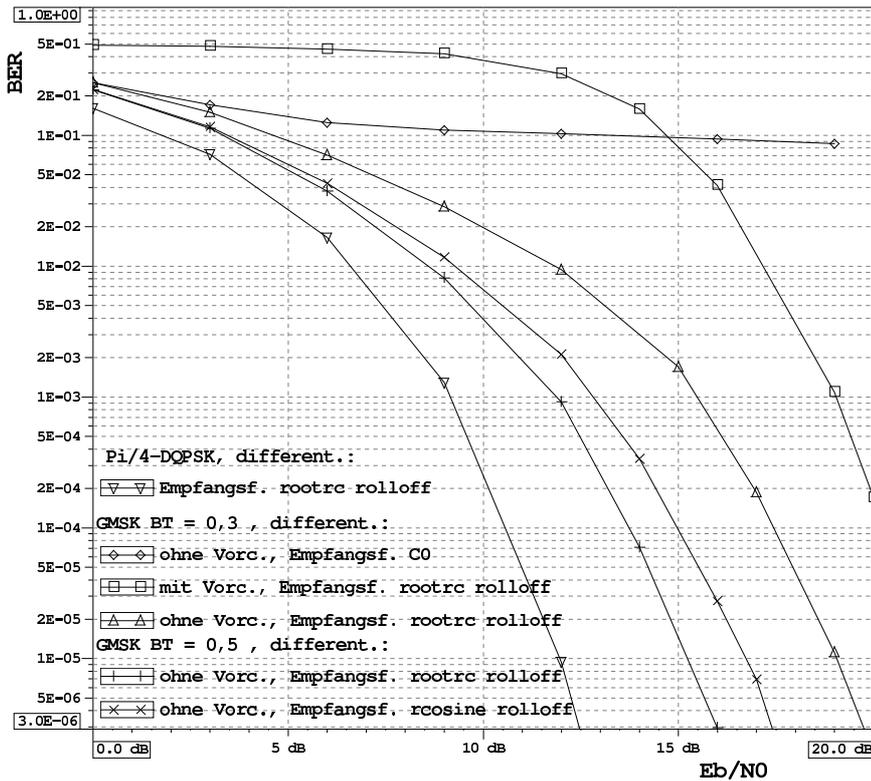


Bild 6.1 Bitfehleraten für differentielle Demodulation bei GMSK und $\pi/4$ -DQPSK, AWGN-Kanal

Matched Filter mit C_0 -Charakteristik ist nicht sinnvoll, da dies nur noch mehr ISI erzeugt. Ein Vergleich verschiedener Empfangsfilter $g_E(t)$ bei der differentiellen Demodulation zeigt, dass ein Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter am günstigsten ist. Mit diesem Empfangsfilter ergibt sich ein Unterschied von 3,7 dB für $BT = 0,5$ und $BT = 0,3$ bei differentieller Demodulation und bei einer Bitfehlerrate von $3 \cdot 10^{-6}$. Die starke ISI bei $BT = 0,3$ ergibt nur noch sehr geringe Phasendrehungen bei abwechselnd gesendeten -1 und 1 , was bei der differentiellen Demodulation schnell zu Fehlern führt. Bei $BT = 0,5$ dagegen beeinflussen sich die gesendeten Bits nicht so sehr, so dass die Phasendrehungen fast wie bei der MSK immer nähe-

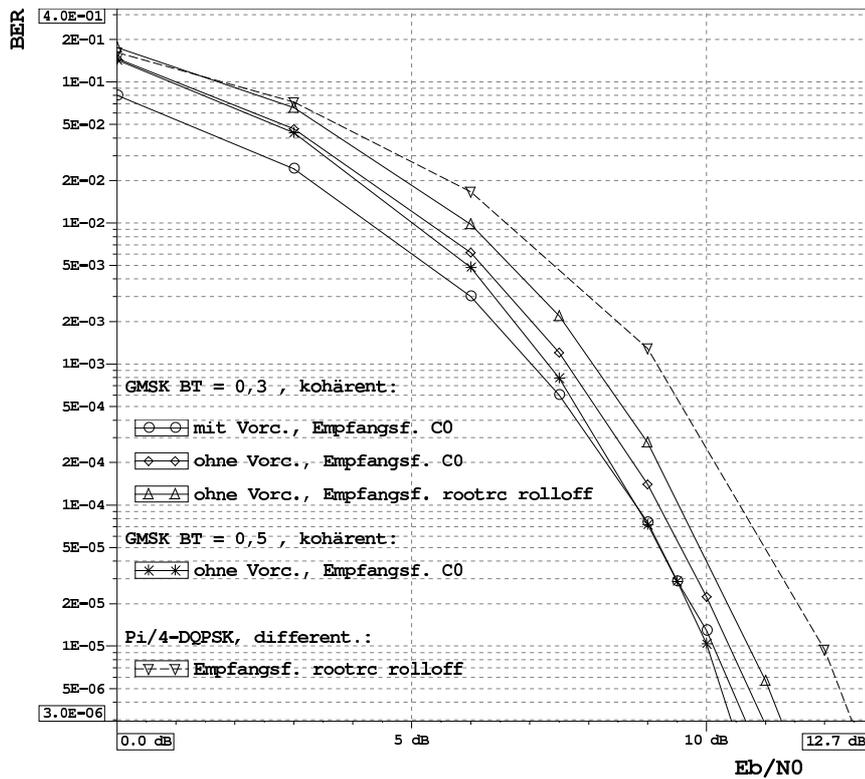


Bild 6.2 Bitfehlerraten bei kohärenter Demodulation für unterschiedliche BT -Faktoren, AWGN-Kanal

rungsweise $\pi/2$ entsprechen. Zum Vergleich sind außerdem die Bitfehlerraten für die $\pi/4$ -DQPSK mit differentieller Demodulation aufgetragen. Im Vergleich zu GMSK mit differentieller Demodulation sind die Ergebnisse besser.

Allerdings ergeben sich bei kohärenter Demodulation bei GMSK (siehe Bild 6.2) dagegen bessere Bitfehlerraten als bei $\pi/4$ -DQPSK. Es ergibt sich ein Verlust von 1,8 dB im Vergleich zu der in GSM verwendeten Konstellation, dafür besitzt die vierwertige $\pi/4$ -DQPSK (theoretisch) eine höhere Bandbreiteneffizienz [46, 62, 143]. Ob dies in der Praxis noch der Fall ist, hängt stark von der Verstärkerkennlinie ab. Vergleicht man die Kurven mit kohärentem Empfang ohne Vorcodierung

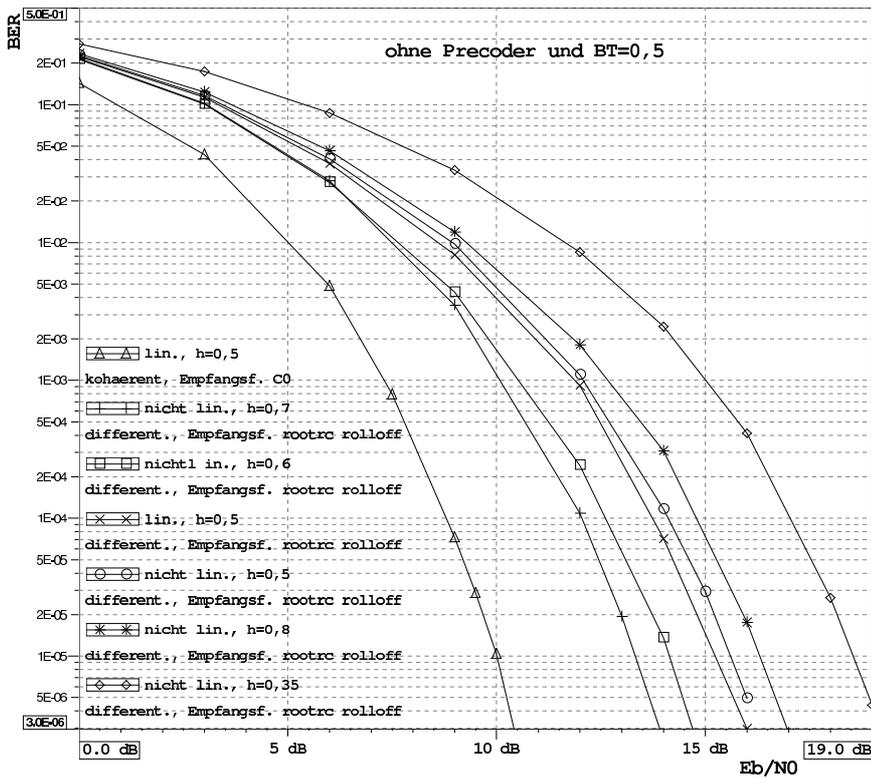


Bild 6.3 Bitfehlerraten für DECT mit unterschiedlichen Modulationsindizes h , AWGN-Kanal

mit $BT = 0,5$ und $BT = 0,3$, so sieht man, dass hier der BT -Faktor nur noch einen geringen Einfluss hat (ca. 0,5 dB Unterschied). Durch die Vorcodierung erreicht man dann mit $BT = 0,3$ fast dieselben Ergebnisse wie mit $BT = 0,5$, trotz der höheren Bandbreitenreduktion. Der Gewinn durch die kohärente gegenüber der differentiellen Demodulation ist bei $BT = 0,3$ größer (8,4 dB) als bei $BT = 0,5$. Werden außerdem noch eine Matched Filterung durchgeführt und ein Vorcodierer wie im GSM-System verwendet, ergibt sich sogar ein Gewinn von 9 dB.

In Bild 6.3 sind Bitfehlerraten für DECT, d.h. ohne Precoder und für den Fall $BT = 0,5$, bei einem AWGN-Kanal aufgezeigt. Im DECT-System ist der Modulationsindex h nur nominal auf den Wert 0,5 festgelegt. Erlaubte Abweichungen liegen zwischen 0,35 und 0,7. Wie schon erwähnt kommt somit nur noch eine differentielle Demodulation in Frage, die unabhängig vom Modulationsindex eingesetzt werden kann. Wie für den Fall $h = 0,5$ in Bild 6.3 abgelesen werden kann, beträgt der SNR-Verlust gegenüber der kohärenten Demodulation ca. 5,5 dB, wenn in beiden Fällen das optimale Empfangsfilter und ein linearer Modulator verwendet wird. Aus Bild 6.3 kann außerdem abgelesen werden, dass bei $h = 0,5$ und differentieller Demodulation die Verwendung eines linearen Modulators einen geringeren Gewinn von 0,3 dB gegenüber dem nicht linearen Modulator ergibt.

Weiterhin wurde der Einfluss des Modulationsindex untersucht. Man erkennt, dass mit einem Modulationsindex von $h = 0,7$ das niedrigste SNR benötigt wird, um die BER von $5 \cdot 10^{-6}$ zu erreichen. Für $h = 0,35$ hat man die schlechtesten Ergebnisse und einen Verlust von 5,2 dB gegenüber $h = 0,7$. Aus technischen Gründen wird oft der Modulationsindex auf 0,6 festgelegt, was einen Gewinn von 1,2 dB gegenüber dem vorgeschlagenen linearen Modulator mit Modulationsindex $h = 0,5$ bedeutet. Interessant ist auch festzustellen, dass die Erhöhung des Modu-

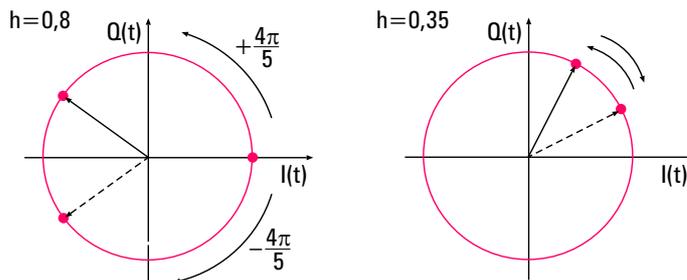


Bild 6.4 Entstehung von Bitfehlern bei GMSK mit unterschiedlichen Modulationsindizes h

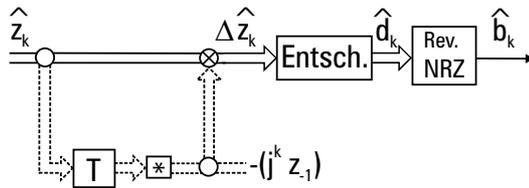


Bild 6.5 Blockschaltbild der Demodulation

lationsindexes nicht immer bessere Ergebnisse liefert. Bei $h = 0,8$ liegt man bei einem SNR von 16,7 dB. Dies liegt daran, dass die maximale Phasendrehung pro Symbol bei diesem Modulationsindex bei $(4/5)\pi$ also nahe bei π liegt und durch Rauschen oft auf eine falsche Drehrichtung geschlossen wird (siehe Bild 6.4). Bei $h = 0,35$ beträgt die maximale Phasendrehung $(7/20)\pi$. Hier liegt die Hauptfehlerquelle in den minimalen Phasendrehungen, die sich durch die Gaußfilterung bei abwechselnd gesendeten -1 und 1 ergeben.

In Bild 6.5 ist das gemeinsame Blockschaltbild für die Demodulation gezeigt [163]. Die geschätzten Symbole \hat{z}_k bestehen im Falle von DECT direkt aus den Abtastwerten y_k und werden danach differentiell demoduliert. Im Falle von GSM ergeben sich die \hat{z}_k durch eine Entzerrung, wie sie in Abschnitt 6.3 genauer erklärt wird und die rein reelle bzw. imaginäre Schätzwerte ausgibt und damit einer kohärenten Demodulation entspricht. Statt der differentiellen Multiplikation wird eine komplexe Multiplikation nach (6.13) durchgeführt und danach dieselbe Entscheidung wie bei DECT getroffen. Die differentielle Vorecodierung muss somit nicht extra rückgängig gemacht werden. Bei UTRA ergeben sich die \hat{z}_k durch einen Rake-Empfänger, der gleichzeitig eine Entspreizung durchführt. Hier werden direkt die Symbole \hat{z}_k zur Entscheidung über die gesendeten Bits herangezogen. Bevor die Entzerrung im Empfänger diskutiert werden kann, müssen zuerst eine Beschreibung und ein Modell des Mobilfunkkanals eingeführt werden. Dies wird im folgenden Abschnitt getan.

6.2 Modellierung des Mobilfunkkanals

Aufgrund von Reflexion, Streuung, Transmission und Beugung der elektromagnetischen Wellen entsteht bei der Funkübertragung im Mobilfunk Mehrwegeausbreitung, d.h. im Empfänger treffen aus verschiedenen Richtungen, zu unterschiedlichen Zeitpunkten, unterschiedlich gedämpfte Signalanteile ein (siehe Bild 6.6). Da oft kein direkter Sichtkontakt zwischen Basisstation und Mobilfunkteilnehmer be-

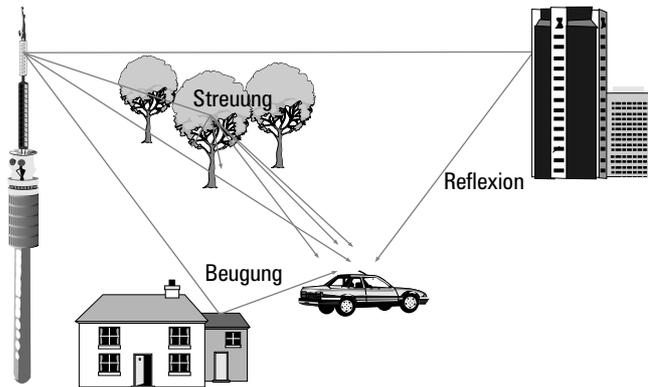


Bild 6.6 Mehrwegeausbreitung beim Mobilfunk

steht, findet die Übertragung durch Mehrwegeempfang statt. Die deterministische Beschreibung der Mehrwegeausbreitung ist für die Untersuchung der Bitfehlerraten einer Übertragung nicht sinnvoll. Stattdessen werden weitgehend statistische Modelle verwendet, die im Folgenden kurz eingeführt werden und auf [21] beruhen.

Bewegt sich der Teilnehmer über eine längere Strecke (ca. 10-30 m), so können sich die empfangenen Mehrwege komplett ändern. Durch Abschattung werden manche Mehrwege gar nicht mehr, dafür aber Signalanteile aus völlig anderen Richtungen empfangen. Unterschiedliche Umgebungen wie Häuser oder Wald erzeugen außerdem unterschiedlich starke Dämpfungen der Ausbreitungswellen [54]. Die dadurch erzeugten Schwankungen werden Slow Fading, Shadowing oder langsamer Schwund genannt, da sie nur eine verhältnismäßig langsame Veränderung des Empfangspegels über der Zeit bzw. den zurückgelegten Weg erzeugen [124]. Dieses Verhalten kann durch eine Lognormal-Verteilung modelliert werden. In den meisten Mobilfunksystemen werden diese Schwankungen durch Leistungsregelung ausgeglichen und werden daher für gewöhnlich nicht bei Simulationen berücksichtigt.

Die Überlagerung der zu einem Zeitpunkt ankommenden Wellen mit verschiedenen Phasenverschiebungen resultiert in gegenseitiger Auslöschung oder Verstärkung an der Empfangsantenne. Bewegt sich der Mobilfunkteilnehmer mit der relativen Geschwindigkeit v_r zur Basisstation, so unterliegt das Empfangssignal innerhalb von wenigen Zehnteln der Wellenlänge λ starken Pegelschwankungen aufgrund der sich verändernden Phasenwinkel der eintreffenden Wellen. Der Empfangspegel ist also

ortsabhängig und bei einem bewegten Teilnehmer zeitabhängig, daher wird hier auch von einem zeitselektiven Kanal gesprochen. Die beschriebenen Pegeleinbrüche werden Fast Fading oder Schneller Schwund genannt [82, 124]. Die größten Pegeleinbrüche können bis zu 40 dB betragen.

Für die Simulation eines Mehrwegekanals wird als Modell hier vorausgesetzt, dass die mit ungefähr derselben Verzögerungszeit τ_i ankommenden Wellen aufgrund der unabhängigen Streuung, Beugung usw. der Mehrwege stochastisch unabhängig voneinander sind, aber identisch verteilte I- und Q-Komponenten besitzen. Die Unabhängigkeit der Mehrwege wird **Uncorrelated Scattering** genannt. Nimmt man eine große Anzahl von gleich lange verzögerten Wellen an, so unterliegt die Summe dieser Wellen, die über der Zeit t als stochastischer Prozess $h_{\text{Kanal}}(\tau_i, t)$ aufgefasst werden kann, dann aufgrund des zentralen Grenzwertsatzes der komplexen Gauß-Verteilung. Der Mobilfunkkanal wird oft als schwach stationärer (im englischen: **Wide Sense Stationary**) stochastischer Prozess bezüglich der Zeit modelliert, dies bedeutet unter anderem, dass der Mittelwert und die mittlere Leistung des Prozesses über der Zeit konstant bleiben [77]. Aufgrund dieser Modellannahmen wird in der Literatur von einem GWSSUS-Modell gesprochen [68, 126]. Bei einer Übertragung ohne Sichtkontakt ist dieser Prozess mittelwertfrei und die Amplitude von $h_{\text{Kanal}}(\tau_i, t)$ ist Rayleigh-verteilt. Im Falle des direkten Sichtkontakts zwischen Basisstation und Mobilfunkteilnehmer dominiert der direkte Pfad und die Empfangsamplitude kann als Rice-verteilt angenommen werden.

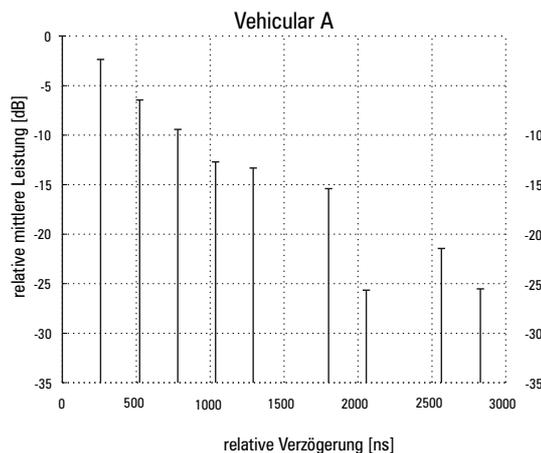


Bild 6.7 Verzögerungs-Leistungsprofil des Vehicular A-Kanals für UTRA

In Abhängigkeit der zeitlichen minimalen Auflösung $\Delta\tau$ des Kanalmodells werden für verschiedene Verzögerungszeiten $\tau_i = i \cdot \Delta\tau$ mehrere Mehrwegetaps mit unterschiedlichen mittleren Leistungen simuliert. Die Anzahl zeitlich aufgelöster Mehrwegetaps ist endlich, da die maximale zeitliche Verzögerung die zwischen zwei über verschiedene Wege empfangene Wellen auftritt als endlich angenommen werden kann. Wichtige Kenngrößen zur Charakterisierung von WSSUS-Modellen sind die mittlere Verzögerung τ_m und die Verzögerungsspreizung ΔS . Diese werden anhand des Verzögerungs-Leistungsspektrums $\rho(\tau)$ berechnet, das angibt mit welchen mittleren Leistungen Mehrwegetaps mit den Verzögerungen τ auftreten [126]. Die mittlere Verzögerung τ_m ist das erste Moment von $\rho(\tau)$

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau \rho(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) d\tau}. \quad (6.16)$$

Die Verzögerungsspreizung (delay spread) ist das zweite Moment von $\rho(\tau)$

$$\Delta S = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 \rho(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) d\tau}}. \quad (6.17)$$

Es wurden aufgrund von Messungen für verschiedene Umgebungs-Szenarien und Mobilfunksysteme repräsentative Kanalmodelle festgelegt. Die Anzahl der Mehrwege, deren relative Verzögerungen und deren mittlere relative Dämpfungen gegenüber dem Hauptweg werden für diese Kanalmodelle bestimmt. In Bild 6.7 ist zum Beispiel das Verzögerungs-Leistungsprofil des Vehicular A-Kanals aufgezeigt, der für die Untersuchungen der UTRA-Luftschnittstellen in [45] vorgeschlagen wurde. Es werden neben dem Hauptweg neun verzögerte Mehrwegetaps simuliert. Die zeitliche Auflösung $\Delta\tau$ liegt hier exakt bei der Chipdauer $T = 260,42$ ns, was die Simulation wesentlich vereinfacht. Bei GSM wird dagegen gewöhnlich mit einer zeitlichen Auflösung von $\Delta\tau = T/36 = 3,692/36 \mu s \approx 103$ ns simuliert. Weitere in Simulationen verwendete Kanalmodelle werden in Anhang C aufgeführt.

Neben dem Fast Fading wird für jeden Mehrwegetap ein weiterer Aspekt des Mobilfunks modelliert und zwar dass, durch die Bewegung des Mobilfunkteilnehmers Dopplerverschiebungen entstehen. Die relative Geschwindigkeit zwischen Sender

und Empfänger v_r erzeugt eine Dopplerverschiebung des gesendeten Signals in Abhängigkeit der Trägerfrequenz f_{RF} :

$$f_D = \frac{v_r}{c} f_{\text{RF}} \quad (6.18)$$

mit der Lichtgeschwindigkeit $c = 2,997925 \cdot 10^8$ m/s. Da nicht nur ein Signal im Empfänger anliegt, sondern viele aus verschiedenen Richtungen und damit mit verschiedenen relativen Geschwindigkeiten, ergibt sich ein Dopplerspektrum. Der Einfachheit halber wird hier bei Simulationen oft das Clarke-Spektrum (oder auch Jakes-Spektrum genannt) realisiert, das sich analytisch angeben und somit einfach als Filter realisieren lässt. Allerdings wird bei diesem Modell die Elevation Null für alle einfallenden Wellen vorausgesetzt, was beim terrestrischen Mobilfunk näherungsweise zutrifft, bei der Satellitenkommunikation aber kein realistisches Modell darstellt [96]. Bei GSM mit einer Trägerfrequenz von um die 900 MHz beträgt bei einer Geschwindigkeit von 250 km/h die maximale Dopplerfrequenz 208 Hz. Bei UMTS liegt die maximale Dopplerverschiebung durch die höhere Trägerfrequenz von maximal 2,2 GHz bei der gleichen Teilnehmergewindigkeit von 250 km/h bei 509 Hz.

6.2.1 Kanalmodell im Empfänger

Im Folgenden wird beschrieben, auf welchen Kanalmodellen im Empfänger Entzerrer- und Kanalschätzungs-Algorithmen basieren. Das Eintreffen von Signalanteilen zu verschiedenen Zeitpunkten kann zu Intersymbolinterferenz (ISI) führen. Dies hängt einerseits von der Mehrwegespreizung und andererseits auch von der Symbol- bzw. Chipdauer T des Nachrichtensignals ab. Die Impulsantwort des zeitvarianten Mobilfunkkanals $h_{\text{Kanal}}(\tau, t)$ kann als die Antwort des Mehrwegekanals zum Zeitpunkt t auf einen um τ zurückliegenden Impuls interpretiert werden. Es wird oft angenommen, dass sich $h_{\text{Kanal}}(\tau, t)$ für die Dauer eines Bursts nicht ändert, so dass die Kanalimpulsantwort auch nur $h_{\text{Kanal}}(\tau)$ geschrieben wird. Das zeitkontinuierliche Empfangssignal ergibt sich dann wie folgt zu:

$$y(t) = s(t) * h_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t) + \underline{n}(t) \quad (6.19)$$

mit dem Empfangsfilter $g_E(t)$ und dem gefilterten Rauschen $\underline{n}(t)$ (vergl. (6.1)). Ein einfaches Übertragungsmodell für $y(t)$ kann unter der Voraussetzung, dass $s(t)$ ein linear moduliertes Signal ist, gefunden werden. Das Signal $s(t)$ muss dann von der Form

$$s(t) = \sum_{k=0}^{W-1} z_k \cdot g_S(t - kT) \quad (6.20)$$

sein, mit dem Sende- bzw. Impulsformfilter $g_S(t)$, den Symbolen (bzw. Chips) z_k der Länge T und mit W als Anzahl der Symbole (bzw. Chips) in einem Burst (bzw. Slot) im Fall von TDMA-System (bzw. CDMA-Systemen). Diese Voraussetzung trifft für PSK-modulierte Signale zu, für CPM-Signale wie GMSK kann näherungsweise die Linearität angenommen werden (siehe Abschnitt 5.2.3). Somit ergibt sich

$$y(t) = \sum_{k=0}^{W-1} z_k \cdot g_S(t - kT) * h_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t) + \underline{n}(t) \quad (6.21)$$

$$= \sum_{k=0}^{W-1} z_k \cdot h(t - kT) + \underline{n}(t) \quad (6.22)$$

Hier stellt

$$h(t) = g_S(t) * h_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t) \quad (6.23)$$

die Gesamtimpulsantwort des Kanals dar. In dem Fall der exakten GMSK setzt sich das gesendete Signal nach (5.28) aus einem linearen und einem nichtlinearen Anteil zusammen und man erhält somit am Empfänger folgendes Signal:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= (s^{\text{lin}}(t) + s^{\text{nl}}(t)) * h_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t) + \underline{n}(t) \\ &= \sum_{k=0}^{W-1} z_k \cdot h(t - kT) + s^{\text{nl}}(t) * h_{\text{Kanal}}(t) * g_E(t) + \underline{n}(t) \\ &= \sum_{k=0}^{W-1} z_k \cdot h(t - kT) + \tilde{\underline{n}}(t) \end{aligned} \quad (6.24)$$

Hier wird als Impulsformfilter $g_S(t)$ in (6.23) der Hauptimpuls der GMSK $C_0(t)$ gesetzt. Da die Empfängeralgorithmen wie Entzerrer und Kanalschätzer auf dem linearen Signal- und Kanalmodell basieren, kann der nichtlineare Anteil der GMSK als zusätzliches Rauschen angesehen werden [164]. Dies wirkt sich auch entsprechend auf die Bitfehlerraten aus, wie später gezeigt wird.

Bei einer Matched Filterung mit zwei Wurzel-Cosinus-roll-off-Filtern, wie sie bei PSK-Signalen durchgeführt wird, gilt wegen (5.14):

$$h(kT) \approx h_{\text{Kanal}}(kT) \quad (6.25)$$

Es entsteht also nur aufgrund der Mehrwegeausbreitung eine Intersymbolinterferenz. Wird nun $y(t)$ im Symboltakt an der idealen Stelle mit der maximalen Au-

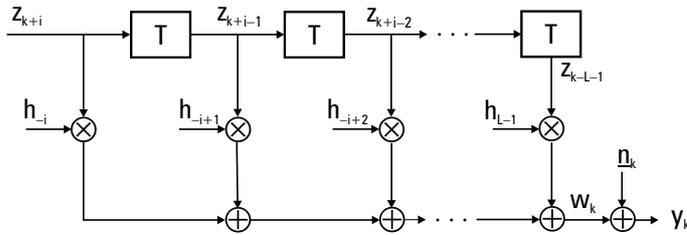


Bild 6.8 Diskretes im Empfänger verwendetes Gesamtkanalmodell

genöffnung abgetastet, ergibt sich, da die Gesamtimpulsantwort $h(t)$ als endlich angenommen werden kann,

$$y_k = \sum_{l=0}^{W-1} z_l \cdot h_{k-l} + \underline{n}_k = \sum_{l=-i}^{L-1} z_{k-l} \cdot h_l + \underline{n}_k. \quad (6.26)$$

Aufgrund der näherungsweisen Bandbegrenzungen von $y(t)$ auf eine Bandbreite von $1/T$ durch die Filterung mit $g_S(t)$ und $g_E(t)$, kann davon ausgegangen werden, dass die Abtastung des Empfangssignals im Takt $f_S = 1/T$ ausreichend ist, damit keine Information gegenüber dem kontinuierlichen Signal verloren geht. Die diskrete Kanalimpulsantwort h_l kann hier als kausal angesehen werden, d.h. in (6.26) $i = 0$.

Im Fall der linearisierten GMSK entsteht auch ISI aufgrund des Sendefilters $C_0(t)$. Die diskrete Gesamtkanalimpulsantwort h_l ist nicht mehr kausal, wie in (6.4) gezeigt wurde. Hier läuft die rechte Summe in (6.26) von $l = -2, \dots, L - 1$. Als Modell für die Mehrwegeausbreitung wird oft ein Tapped-Delay-Line-Modell verwendet, siehe Bild 6.8. Dieses diskrete Modell entspricht einer FIR-Filterung. Die Gleichung (6.26) lässt sich wiederum in das gewünschte Signal, die Intersymbolinterferenz und den Rauschanteil zerlegen:

$$y_k = z_k \cdot h_0 + \underbrace{\sum_{\substack{l=-i \\ l \neq 0}}^{L-1} z_{k-l} \cdot h_l}_{\text{ISI}} + \underline{n}_k \quad (6.27)$$

Vernachlässigt man die durch Sendefilter erzeugte ISI, so kann man generell zwischen drei Kanaltypen unterscheiden: für $L = 1$ und $h_0 = 1$ ergibt sich der reine AWGN-Kanal, der nicht zeitselektiv ist, also kein Fast Fading aufweist. Ist $L = 1$

und h_0 die Realisierung eines stochastischen Prozesses, der einen Mehrwegekanal modelliert, so spricht man von einem nicht-frequenzselektiven Kanal. Es entsteht keine ISI, da die Verzögerungen der einzelnen Mehrwege relativ gering sind, die Empfangsamplitude ist aber aufgrund der ankommenden Mehrwege aus unterschiedlichen Richtungen einem Fast Fading unterworfen. Dieser Fall tritt typischerweise im Indoor-Bereich auf, bei dem die Ausbreitungswellen an den Wänden reflektiert und gebeugt werden. Das Schnurlossystem DECT zum Beispiel kommt nur im Indoor-Bereich mit kleiner Reichweite zum Einsatz. Obwohl die Symboldauer $T = 0,87 \mu\text{s}$ hier kürzer ist als im GSM System, ist aufgrund der geringen Laufzeitunterschiede der Mehrwege von einem nicht frequenzselektiven Kanal auszugehen. Das heißt es treten nur vernachlässigbare Intersymbolinterferenzen auf und damit kann in den meisten Fällen auf einen Entzerrer verzichtet werden. Simulationen vom DECT-System mit den im Anhang C aufgeführten Kanalmodellen werden in Abschnitt 6.3.4 diskutiert.

Ist dagegen $L > 1$, spricht man von einem frequenzselektiven Kanal, da hier das Empfangssignal im Spektralbereich ebenfalls Einbrüche aufweist. Die ISI kann je nach der Länge L des Kanals und der Leistungen der einzelnen Taps das Ergebnis stark verfälschen. Daher müssen hier in der Regel Entzerrer im Empfänger eingesetzt werden. In den von COST 207 erarbeiteten Kanalmodellen für GSM wird von einer maximalen Mehrwegeverzögerung von $20 \mu\text{s}$ ausgegangen, was einer ISI von 6 Symbolen entspricht [31].

6.3 Gemeinsame Entzerrung und Kanaldecodierung

Zunächst soll nun die allgemeine Verwendung von Detektionsalgorithmen im Software Radio-Empfänger diskutiert werden. Bei CDMA-Signalen kann für die Entzerrung ein Rake-Empfänger verwendet werden, der mit der Entspreizung des Empfangssignals kombiniert wird. Der Rake-Empfänger wird in Abschnitt 6.3.3 genauer erklärt. In TDMA-Systemen ohne zusätzliche Spreizung kann der Rake-Empfänger nicht verwendet werden, da sich hier die einzelnen Mehrwege nicht trennen lassen. Stattdessen kann anhand des diskreten Gesamtkanalmodells aus (6.26) und Bild 6.8 ähnlich wie bei der Faltungsdecodierung eine MLSE- oder Symbol-by-Symbol-MAP-Schätzung der Symbole z_k durchgeführt werden.

Eine gemeinsame Verwendung der MAP-Algorithmen für die Entzerrung und die nachfolgende Faltungsdecodierung für GSM und die Turbodecodierung für UTRA bietet sich für das parametergesteuerte Software Radio an. Durch die Verwendung von Softdecision-Information, die bei der Entzerrung in GSM erzeugt wird, bei der nachfolgenden Faltungsdecodierung kann ein zusätzlicher Codierungsgewinn

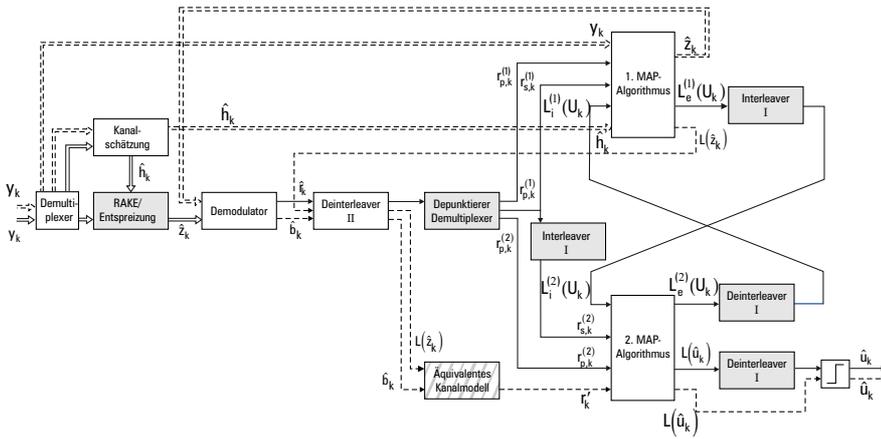


Bild 6.9 Empfängerstruktur für GSM- und UTRA-Signale

von ca. 3 dB realisiert werden. In Bild 6.9 ist eine gemeinsame Empfängerstruktur für GSM und UTRA aufgezeigt. Die gestrichelten Linien geben die Verarbeitung von GSM-Signalen an, die durchgezogenen Linien die Verarbeitung von UTRA-Signalen. Wie dieser Empfänger einerseits GSM-Signale und andererseits UTRA-Signale verarbeiten kann, wird nun beschrieben. In den darauf folgenden Abschnitten wird dann genauer auf die einzelnen Funktionsblöcke eingegangen.

Für eine Entzerrung der durch einen frequenzselektiven Mehrwegekanal entstandenen ISI muss zunächst im Empfänger eine Schätzung der Kanalimpulsantwort h_l durchgeführt werden. Die Empfangsfolge y_k wird hierfür aufgeteilt in empfangene Trainings- bzw. Pilot-Sequenzen und Datenbits. Mit den empfangenen Pilotsequenzen y_k^l wird eine Kanalschätzung nach (6.36) durchgeführt. Im Falle von GSM wird die geschätzte Gesamtkanalimpulsantwort \hat{h}_l zur Entzerrung der Datensymbole im ersten MAP-Block verwendet. Dieser liefert die hart entschiedenen Symbole \hat{z}_k und die zugehörige Softdecision-Information $L(\hat{z}_k)$. Mit den detektierten Symbolen $\hat{z}_k \in \{-1, +1, -j, +j\}$ wird eine kohärente Demodulation, wie sie in Abschnitt 6.1 ausführlich beschrieben wurde, durchgeführt. Es ergeben sich die demodulierten Bits \hat{b}_k . Es folgt das Deinterleaving, das für \hat{b}_k und den Softdecision-Output durchgeführt wird. Damit die darauffolgende Faltungsdecodierung die Softdecision-Information verarbeiten kann, folgt ein Ersatzkanalmodell, das in Abschnitt 6.3.2 genauer beschrieben wird. Der zweite MAP-Block wird zur Faltungsdecodierung verwendet und liefert schließlich die decodierten Datenbits \hat{u}_k .

Der Empfang eines UTRA-Signals beginnt ebenfalls mit einer Kanalschätzung. Die Datensymbole werden von einem Rake-Empfänger unter Verwendung der geschätzten Gesamtkanalimpulsantwort \hat{h}_l entzerrt. Danach folgt die Demodulation, so dass sich hier die empfangenen kanalcodierten Bits r_k ergeben. Es folgt entweder eine Turbodecodierung, wie sie im Bild 6.9 aufgezeigt ist oder eine Faltungsdecodierung, die ebenfalls mit einem MAP-Block durchgeführt werden kann. Die Funktionsblöcke, die gemeinsam verwendet werden können, sind in Bild 6.9 weiß ausgefüllt; Funktionsblöcke, die nur für UTRA-Signale benötigt werden wie der Rake-Empfänger, sind grau gefüllt. Man erkennt, dass der einzige Funktionsblock, der nur für GSM verwendet wird, das Ersatzkanalmodell ist, das aber keinen großen Rechenaufwand darstellt. Der Empfang eines DECT-Signals ist hier der Übersicht halber nicht eingezeichnet. Verwendet werden muss bei DECT aber nur der Demodulator, der in diesem Fall eine differentielle Demodulation durchführt. Die Syndromberechnung für die Blockcodierung ist in Bild 6.9 nicht aufgezeigt, muss aber im protected mode von DECT auch verwendet werden.

Im Folgenden soll nun genauer auf die einzelnen Funktionsblöcke eingegangen und einige Simulationsergebnisse sollen diskutiert werden.

6.3.1 Kanalschätzung

Die Kanalschätzung wird für gewöhnlich mit Hilfe einer im Empfänger bekannten Trainings- oder Pilotsequenz z'_k , $k = 0, \dots, (L-1) + (W'-1)$ durchgeführt. Die empfangenen Bits y'_k , der gesendeten Pilotsequenz werden ab dem Zeitpunkt k_0 zur Schätzung von h_l verwendet. Entsprechend (6.26) sind sie

$$y'_k = \sum_{l=0}^{L-1} z'_{k-k_0-l+(L-1)} \cdot h_l + \underline{n}_k, \quad k = k_0, \dots, k_0 + W' - 1 \quad (6.28)$$

Der Einfachheit halber wurde hier $i = 0$ gesetzt, so dass sich als Länge der Gesamtkanalimpulsantwort h_l gerade L ergibt. Oft wird die Faltung aus (6.28) in Matrixschreibweise geschrieben, da dies eine einfachere Darstellung ergibt. Mit

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} z'_{L-1} & \cdots & z'_0 \\ z'_L & \cdots & z'_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z'_{(L-1)+(W'-1)} & \cdots & z'_{W'-1} \end{pmatrix} \quad (6.29)$$

und den Vektoren

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T \quad (6.30)$$

$$\mathbf{y}' = [y'_{k_0}, \dots, y'_{k_0+W'-1}]^T \quad (6.31)$$

$$\underline{\mathbf{n}} = [n_{k_0}, \dots, n_{k_0+W'-1}]^T \quad (6.32)$$

kann (6.28) wie folgt dargestellt werden

$$\mathbf{y}' = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{h} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (6.33)$$

Unter der Voraussetzung, dass $\underline{\mathbf{n}}$ ein weißes Gaußsches Rauschen darstellt, ist die optimale Schätzung nach dem Maximum-Likelihood-Kriterium (alle Impulsantworten sind gleich wahrscheinlich) diejenige Impulsantwort \mathbf{h} , die den euklidischen Abstand zwischen \mathbf{y}' und $\mathbf{Z} \cdot \mathbf{h}$ minimiert [86]:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h} \in \mathcal{H}} \|\mathbf{y}' - \mathbf{Z} \cdot \mathbf{h}\|^2 \quad (6.34)$$

\mathcal{H} gibt die Menge aller möglichen Kanalvektoren an. Da es sich bei (6.34) um ein lineares Schätzproblem handelt, lässt sich diese Aufgabe im Falle des Maximum-Likelihood-Ansatzes mittels der Methode der kleinsten Quadrate (*least squares*) explizit lösen. Der Schätzer lautet dann

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{Z}^H \cdot \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H \cdot \mathbf{y}' \quad (6.35)$$

mit $\mathbf{Z}^H = \mathbf{Z}^{*T}$. Für orthogonale Trainingssequenzen ist $(\mathbf{Z}^H \cdot \mathbf{Z})^{-1} = \mathbf{I}$ und der Schätzer vereinfacht sich zu

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{Z}^H \cdot \mathbf{y}'. \quad (6.36)$$

Eine nachführende Kanalschätzung muss durchgeführt werden, wenn sich während eines Bursts die Kanalimpulsantwort signifikant ändert. Dies kann zum Beispiel mit dem LMS-Algorithmus (Least-Mean-Squares-Algorithmus) realisiert werden, der hier aber nicht weiter erläutert werden soll [86, 173].

6.3.2 Modifikation des MAP-Algorithmus für die Entzerrung

Das diskrete Gesamtkanalmodell kann als eine nichtbinäre, komplexwertige Faltungscodierung mit Coderate $R_c = 1$ und Gedächtnislänge $M = L + i - 1$ aufgefasst werden. Statt eines binären Generatorpolynoms ergibt sich eine Faltung mit der Gesamtkanalimpulsantwort h_l . Entsprechend der Modulationsart basiert

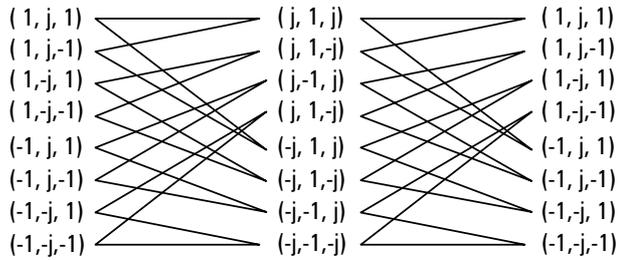


Bild 6.10 Zwei Trellissegmente für die Übertragung eines GSMK-Signals über einen Kanal mit $M = 3$

die Entzerrung auf dem Trellisdiagramm, das wiederum als Zustände die M rechten Registerinhalte des Schieberegisters in Bild 6.8 darstellen. Die Registerinhalte sind hier komplexwertig. In Bild 6.10 sind zwei Trellissegmente für den Fall einer Übertragung eines GSMK- bzw. MSK-Signals über einen Gesamtkanal mit $M = 3$ aufgezeigt (vergleiche Bild 4.4). Aufgrund der abwechselnd rein imaginären und reellen Symbole, ergeben sich pro Zustand ähnlich wie bei der binären Faltungscodierung nur zwei mögliche Vorgängerzustände. Allerdings wechseln sich zwei verschiedene Zustandsmengen ab, wie in Bild 6.10 zu sehen ist. Dies muss bei der Entzerrung berücksichtigt werden. Dazu kommt, dass im Gegensatz zur Faltungsdecodierung bei der Entzerrung im Allgemeinen weder Anfangszustand noch der Endzustand bekannt sind. Bei der Entzerrung eines GSM-Bursts vereinfacht sich die Entzerrung aber durch die bekannte Midamble in der Mitte und den jeweils drei Tailbits am Anfang und Ende eines Bursts (siehe Bild 3.3). Es hat sich gezeigt, dass eine Entzerrung von der Mitte jeweils an das Ende bzw. an den Anfang des Bursts die besten Ergebnisse liefert, da der Anfangszustand aufgrund der Midamble bekannt ist und die drei Tailbits zwar nicht zu einer Terminierung, aber zu einer Einschränkung der möglichen Endzustände führen. Für die Entzerrung von der Mitte zum Anfang des Bursts muss statt der diskreten Impulsantwort h_l lediglich h_{L-1-l} zur Entzerrung verwendet werden.

Unter Berücksichtigung des Trellisdiagramms der GSMK kann nun der MAP-Algorithmus, der in Abschnitt 4.2.1 beschrieben wurde, modifiziert werden. Die komplexe Eingangssymbolfolge y_k eines Datenblocks wird hier als Vektor \mathbf{y} zusammengefasst.

Da bei der GSMK-Modulation das zu detektierende Symbol wie bei der Faltungscodierung nur zwei verschiedene Werte annehmen kann ($z_k^{(1)} = 1$ oder $z_k^{(2)} = -1$ bzw. $z_{k+1}^{(1)} = j$ oder $z_{k+1}^{(2)} = -j$), ergibt sich hier für die Symbol-by-Symbol-MAP-

Detektion ein ähnlicher Ansatz wie in (4.25):

$$P(Z_k = z_k^{(1)} | \mathbf{y}) \underset{H_2}{\overset{H_1}{>}} P(Z_k = z_k^{(2)} | \mathbf{y}) \quad (6.37)$$

Dies ergibt eine Rechenvorschrift für die Entzerrung mit dem MAP-Algorithmus analog zu (4.43). Lediglich bei der Berechnung der Übergangswahrscheinlichkeit $\gamma_k(s', s) = p(y_k | s', z_k) \cdot P(Z_k = z_k)$ ergeben sich etwas andere Vorschriften. Da hier die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(Z_k = z_k^{(1)}) = 1/2$ und $P(Z_k = z_k^{(2)}) = 1/2$ gleich sind, muss nur der erste Faktor von $\gamma_k(s', s)$ bestimmt werden (siehe dazu Anhang A). Der Zustand s' und das darauf gesendete Symbol z_k geben in eindeutiger Weise den Wert des durch den Gesamtkanal verzerrten Symbols w_k aus Bild 6.8 an. Somit lässt sich $p(y_k | s', z_k)$ analog zu (A.10) mit $Q = 1$ auch schreiben als

$$p(y_k | s', z_k) = p(y_k | w_k) \quad (6.38)$$

mit

$$w_k = \sum_{l=-i}^{L-1} z_{k-l} \cdot h_l \quad (6.39)$$

Es gilt $y_k = w_k + \underline{n}_k$, mit dem komplexen Rauschen \underline{n}_k der Varianz $\sigma_{\underline{n}}^2 = N_0 = 2 \cdot \sigma_n^2$, die sich aus der Summe der Varianz des Real- bzw. Imaginärteils $\sigma_n^2 = N_0/2$ zusammensetzt. Somit kann analog zu (A.11) durch Variablentransformation (6.38) umgerechnet werden zu

$$p(y_k | w_k) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} \exp \left\{ -\frac{|y_k - w_k|^2}{2\sigma_n^2} \right\}. \quad (6.40)$$

Für $\gamma_k(s', s)$ ergibt sich somit

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= C_k \cdot \exp \left\{ -\frac{|y_k - w_k|^2}{2\sigma_n^2} \right\} \\ &= C_k \cdot \tilde{\gamma}_k(s', s) \end{aligned} \quad (6.41)$$

und für den Max-log-MAP-Algorithmus

$$\tilde{\gamma}_k(s', s) = \ln \tilde{\gamma}_k(s', s) = -\frac{|y_k - w_k|^2}{2\sigma_n^2} \quad (6.42)$$

Der Faktor C_k kann wieder bei der Berechnung des LLR weggelassen werden, da er sich herauskürzt. Für die Entzerrung wird hiermit das LLR $L(\hat{z}_k)$ entsprechend (4.43) berechnet und jeweils das zugehörige geschätzte Symbol \hat{z}_k ausgegeben. Es kann auch gezeigt werden, dass beim Max-log-MAP-Algorithmus der Faktor $1/2\sigma_n^2$ in (6.42) bei der Maximierung in (4.56) keinen Einfluss hat und damit weggelassen werden kann.

Es folgt dann die Demodulation und der Deinterleaver. Wie mit den so erlangten binären Bits und dem Softdecision-Output die Faltungsdecodierung mit dem zweiten MAP-Block durchgeführt werden kann, soll nun näher betrachtet werden [167]. Aus den Symbolen werden durch die Demodulation Schätzungen der gesendeten, kanalcodierten Bits \hat{b}_k bestimmt, die binäre Entscheidungen darstellen. Um nun bei der Faltungsdecodierung das LLR $L(\hat{z}_k)$ als Softdecision-Input verwenden zu können, muss aus dem deinterleavten \hat{b}_k und $L(\hat{z}_k)$ mit dem äquivalenten Kanalmodell umgerechnet werden, das in [132] vorgeschlagen wurde. Da hier pro Symbol z_k nur ein Bit b_k übertragen wird, kann jedem \hat{b}_k ein zugehöriges LLR zugewiesen werden: $L(\hat{b}_k) = b_k \cdot |L(\hat{z}_k)|$. Erwartet wird vom MAP-Decoder als Eingangsfolge

$$r_{l,k} = b_{l,k} + n_k, \text{ mit } b_k \in \{-1, +1\} \text{ und } l = 1, \dots, Q \quad (6.43)$$

mit dem reellen Rauschen n_k und der Anzahl der Generatorpolynome Q . Nach (A.12) ergibt sich für das LLR der $b_{l,k}$, wenn von gleichwahrscheinlichen Bits $b_{l,k} = +1$ bzw. $b_{l,k} = -1$ ausgegangen wird zu

$$L(\hat{b}_{l,k}) = L(b_{l,k}|r_{l,k}) = \left(4 \frac{E_{cb}}{N_0} \cdot r_{l,k} \right) = L_C^{(k)} \cdot r_{l,k} \quad (6.44)$$

Es können nun die Eingangsbits $r_{l,k}$ berechnet werden, die der MAP verarbeiten kann:

$$r'_{l,k} = \frac{N_0}{4 E_{cb}} \cdot L(\hat{b}_{l,k}) \quad (6.45)$$

Hierzu ist wiederum eine Schätzung des Verhältnisses der Energie der kanalcodierten Bits zu der Varianz $\sigma_n^2 = N_0/2$ notwendig. Die nach (6.45) berechneten Bits $r'_{l,k}$ werden dann als Eingangsbits analog zur MAP-Detektion im Falle der Turbodecodierung verwendet, unter Anpassung des Trellis an die verwendeten Q Generatorpolynome und die Gedächtnislänge M der Faltungsdecodierung in GSM. Am Schluss wird das LLR der Datenbits $L(\hat{u}_k)$ ausgegeben, aus dem durch Vorzeichenentscheidung die geschätzten Datenbits \hat{u}_k erlangt werden.

6.3.3 Rake-Empfänger

Im Falle eines CDMA-Systems ist der Rake-Empfänger bei einem frequenzselektiven Mehrwegekanal (unter der Voraussetzung von optimalen Spreizcodes) der optimale Empfänger [131]. Der Rake-Empfänger unterdrückt nicht nur die störenden Überlappungen der empfangenen Symbole sondern kann die Signalanteile, die durch die Mehrwegeausbreitung mit unterschiedlichen Verzögerungen im Empfänger anliegen, durch die Spreizung getrennt empfangen und aufsummieren. Dies hat den Vorteil, dass im Idealfall bei der Gewichtung der Mehrwege mit h_{L-1-l}^* das maximale SNR erreicht werden kann, wie es bei einem reinen AWGN-Kanal anliegen würde. Durch die Übertragung und den Empfang mehrerer Signalanteile ergibt sich zudem der Vorteil eines Diversity. Die Wahrscheinlichkeit eines starken Empfangseinbruchs wird verringert, da mehrere Rayleigh-verteilte Mehrwegetaps empfangen und im Empfänger phasenrichtig summiert werden. Man spricht daher von einem Maximum-Ratio-Combiner [131]. Wie schon erwähnt, ist die Voraussetzung von idealen Spreizsequenzen nicht erfüllbar. Weder ideale AKF- noch KKF-Eigenschaften sind bei endlichen Spreizcodes zu erreichen. Die ideale Trennung der Mehrwege-Signalanteile bzw. die Trennung der Teilnehmer ist also in einem realen CDMA-System durch einfache Empfänger Algorithmen nicht möglich. Durch Multiuser-Detektions-Verfahren lassen sich die Interferenzen zwischen Teilnehmern (MAI) eliminieren [121, 153].

In Bild 6.11 ist ein Rake-Empfänger, wie er für den UTRA-Downlink geeignet ist, aufgezeigt. Es lässt sich zeigen, dass eine Entspreizung in jedem Finger und eine nachfolgende Filterung mit h_{L-1-l}^* im Symboltakt in den meisten Fällen einen günstigeren Rechenaufwand ergibt. Im UTRA-Uplink ergibt sich dagegen bei der Übertragung mehrerer Kanäle über I- und Q-Zweig eine günstigere Realisierung, wenn zuerst die Filterung und dann die Entspreizung durchgeführt wird [108].

Ein DSSS-Signal (Direct Sequence Spread Spectrum Signal) kann allgemein wie folgt dargestellt werden (vergleiche (5.11))

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{m=0}^{\infty} c_m \cdot z_{\lfloor m/N_S \rfloor} \cdot g_S(t - mT_C) \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} z_m^c \cdot g_S(t - mT_C) \end{aligned} \quad (6.46)$$

mit der aus der Scramblingsequenz c_{scr} der Länge N_{scr} und dem Spreizcode

$$\tilde{c}_m = c_{I,m} + jc_{Q,m} \quad (6.47)$$

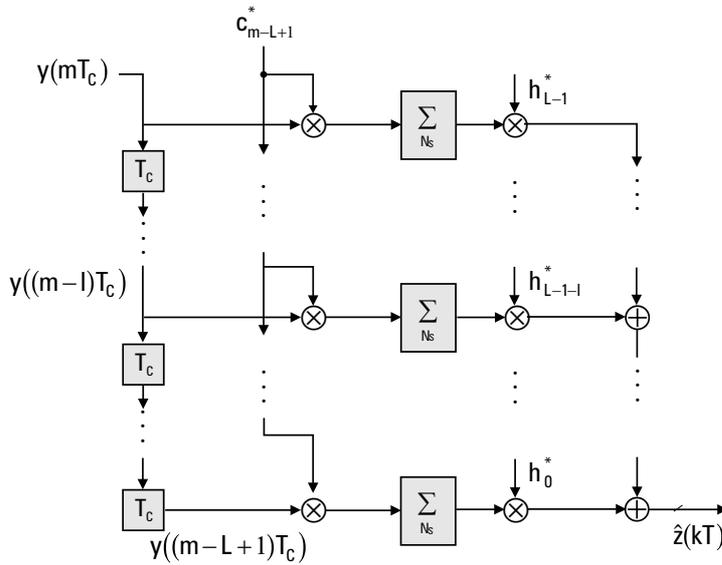


Bild 6.11 Blockschaltbild eines Rake-Empfängers

der Länge N_S bestehenden komplexwertigen Codefolge

$$c_m = c_{\text{scr}, m \bmod N_{\text{scr}}} \cdot \tilde{c}_{m \bmod N_S} \quad (6.48)$$

Statt der modulierten Symbolen z_k , die im Symboltakt T_S mit dem Impulsformfilter $g_S(t)$ multipliziert und aufsummiert werden, werden hier die Chips z_m^c im Chiptakt T_C mit dem Impulsformfilter $g_S(t)$ geformt. In den betrachteten CDMA-Systemen werden verschiedene Versionen von QPSK-Verfahren verwendet mit Impulsformfiltern $g_S(t)$, die (5.14) erfüllen. Es ergibt sich daher bei der Übertragung dieses Signals über einen frequenzselektiven Mehrwegekanal und der idealen Abtastung im Chiptakt $t = mT_C$ entsprechend (6.26)

$$y(mT_C) = y_m = \sum_{l=0}^{L-1} z_{m-l}^c \cdot h_l + \underline{n}_m. \quad (6.49)$$

Signale anderer Teilnehmer werden hier nicht berücksichtigt, da von idealen Codes ausgegangen wird und somit keine Teilnehmerinterferenz besteht.

Für den l -ten Rake-Finger ergibt sich für das k -te Symbol z_k nach der Multiplikation mit der Spreizsequenz c_{m-L+1}^* und der Summation über die Symbollänge

$$T = N_S \cdot T_C:$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{m=kN_S+L-1}^{(k+1)N_S+L-2} c_{m-L+1}^* \cdot y_{m-l} \\
&= \sum_{m=kN_S+L-1}^{(k+1)N_S+L-2} c_{m-L+1}^* \left(\sum_{\mu=0}^{L-1} h_{\mu} z_{m-l-\mu}^c + \underline{n}_{m-l} \right) \\
&= \sum_{\mu=0}^{L-1} h_{\mu} \sum_{m=kN_S+L-1}^{(k+1)N_S+L-2} c_{m-L+1}^* c_{m-l-\mu} \cdot z_{\lfloor (m-l-\mu)/N_S \rfloor} \\
&\quad + \sum_{m=kN_S+L-1}^{(k+1)N_S+L-2} c_{m-L+1}^* \cdot \underline{n}_{m-l}
\end{aligned} \tag{6.50}$$

Bei idealen AKF-Eigenschaften bleibt von dem ersten Term in (6.50) von der Summe über μ nur für $\mu = L-1-l$ ein Term übrig. Mit dem Korrelationskoeffizienten

$$\rho_{cc} = \sum_{m=kN_S}^{(k+1)N_S-1} c_m^* c_m \tag{6.51}$$

folgt für (6.50)

$$\begin{aligned}
& h_{L-1-l} \sum_{m=kN_S+L-1}^{(k+1)N_S+L-2} \rho_{cc} z_{\lfloor (m-L+1)/N_S \rfloor} + \bar{\underline{n}}_l(kT) \\
&= h_{L-1-l} \rho_{cc} N_S z_k + \bar{\underline{n}}_l(kT)
\end{aligned} \tag{6.52}$$

Die weitere Verarbeitung (Multiplikation mit h_{L-1-l}^* und Summation über die Ausgänge der L Rake-Finger) liefert:

$$\hat{z}(kT) = \hat{z}_k = \rho_{cc} N_S z_k \sum_{l=0}^{L-1} |h_{L-1-l}|^2 + \sum_{l=0}^{L-1} \bar{\underline{n}}_l(kT) \cdot h_{L-1-l}^* \tag{6.53}$$

Man erhält also eine Schätzung für das Sendesymbol z_k , aus dem die gesendeten Bits u_k durch Demodulation und Kanaldecodierung zurückgewonnen werden können. Es ist leicht zu zeigen, dass das SNR, das am Rake-Empfänger-Ausgang in Bild 6.11 anliegt, dem SNR bei gedächtnisfreier Übertragung entspricht [86]. In dem bei UTRA-FDD die Symbolfolge \hat{z}_k einfach wieder in Real- und Imaginärteil aufgeteilt wird, ergeben sich die durch eine einseitige Rauschleistung gestörten,

empfangenen Bits r_k , die nun entsprechend kanaldecodiert werden. In der Praxis hat sich gezeigt, dass es oft ausreicht, nur die betragsmäßig größten vier bis sechs Kanalimpulsantwort-Koeffizienten für den Rake-Empfänger zu nehmen. Trotz der Suche nach den Fingern, in denen die größte Signalleistung auftritt, bedeutet dies eine erhebliche Einsparung an Rechenleistung.

6.3.4 Simulationsergebnisse

DECT-Simulationen

Für das DECT-System wurden die in Anhang C aufgeführten Kanalmodelle verwendet. Die Simulationen entsprechen der Übertragung mit einer Trägerfrequenz von 1900 MHz und einer Teilnehmergeschwindigkeit von 3.0 km/h. Es wurden Simulationen mit den Kanalmodellen $\Delta S = 100$ ns, $\Delta S = 200$ ns und den ersten drei Taps des Kanalmodells $\Delta S = 100$ ns (ergibt ein $\Delta S = 67$ ns) durchgeführt. Simuliert wurde die normale Sprachübertragung in DECT, also mit Bursttyp P32 und im unprotected mode (siehe Abschnitt 3.1). Da die maximale Verzögerung in dem $\Delta S = 200$ ns-Kanalmodell $1.0 \mu\text{s}$ beträgt und die Symboldauer bei DECT $T = 0,87 \mu\text{s}$ ist, entsteht in diesem Fall ISI über zwei Symbole, so dass die differentielle Demodulation ohne Entzerrer auch bei sehr gutem SNR relativ schlechte Bitfehlerraten liefert. Bei dem verkürzten Kanalmodell mit $\Delta S = 67$ ns beträgt die maximale Verzögerung nur $0.2 \mu\text{s}$, die ISI ist also relativ schwach, entsprechend sind die Bitfehlerraten recht gut. Diese kurzen Verzögerungen entsprechen dem Ausbreitungsverhalten im Indoor-Bereich. Interessant ist, dass bei allen drei Kanalmodellen der Unterschied zwischen der linearisierten GMSK und der originalen GMSK verschwindend gering ist. Auch der Gewinn durch einen Modulationsindex von $h = 0,7$ gegenüber einem Modulationsindex von $h = 0,5$ bei der GFSK, der bei einem reinen AWGN-Kanal in Bild 6.3 zu erkennen war, ergibt sich bei den hier verwendeten realistischeren Kanalmodellen nicht mehr. Ein Modulationsindex von $h = 0,35$ ergibt allerdings wiederum recht schlechte Ergebnisse. Es lässt sich schließen, dass die Verwendung der linearisierten GMSK mit festem Modulationsindex $h = 0,5$, wie sie für das parametergesteuerte Software Radio vorgeschlagen wurde, im DECT-System keinen Verlust gegenüber der originalen GFSK mit Modulationsindizes zwischen $h = 0,7$ und $h = 0,35$ bedeutet. Um bessere Bitfehlerraten zu erhalten, wird in DECT-Stationen oft ein einfaches Antennendiversity durchgeführt [120]. Für Anwendungen von DECT in Picozellen kann auch ein einfacher Entzerrer verwendet werden [137].

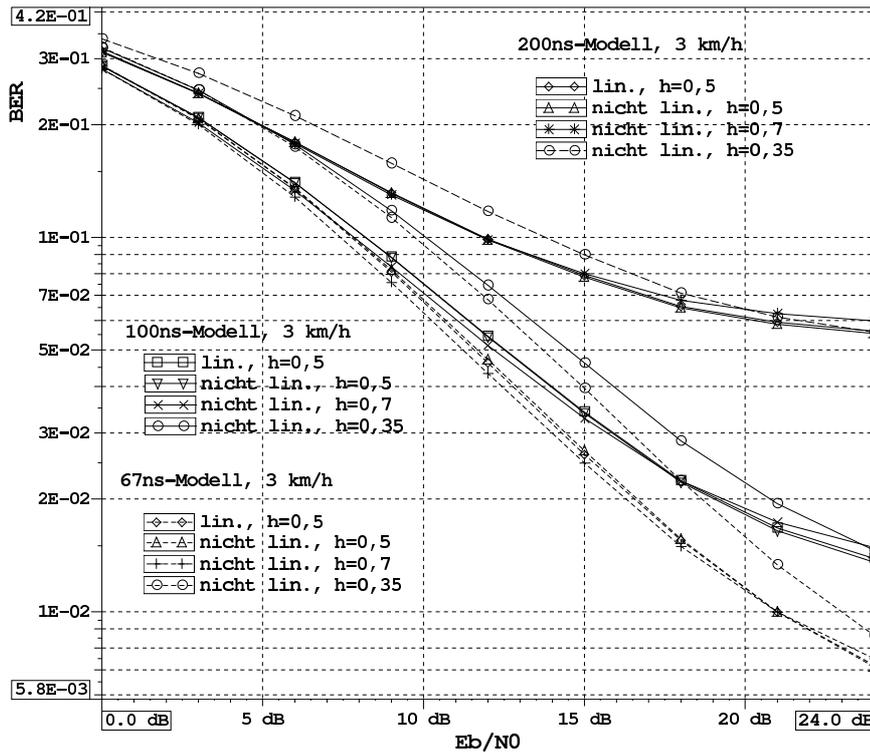


Bild 6.12 Bitfehlerraten für DECT mit differentieller Demodulation und Mehrwegeausbreitung

UTRA-Simulationen

Untersucht wurde vor allem die Übertragung von UTRA-FDD-Signalen mit Turbocodierung [165]. Ein Vergleich des originalen MAP- mit dem Max-log-MAP-Algorithmus bei der Turbocodierung nicht nur bei der Übertragung über einen reinen AWGN-Kanal, sondern mit der kompletten UTRA-FDD-Übertragungsstrecke wurde durchgeführt. Hierbei wurde vor allem auch untersucht, welche Wortbreiten für den Softdecision-Input bzw. -Output notwendig sind, um noch gute Gewinne bei der Decodierung zu erhalten.

Gewählt wurde hierfür eine Länge von 3037 Bits für den inneren Interleaver I des

Turboencoders. Diese Datenblockmenge kann bei der Coderate von $R_c = 1/3$ und dem verwendeten Spreizfaktor von acht genau in einem UTRA-Rahmen übertragen werden. Eine Ratenanpassung ist daher nicht erforderlich. Danach folgen die zwei in UTRA spezifizierten Interleaver, die zusammen eine Interleavertiefe über sechs UTRA-Rahmen (60 ms) ergeben. Die Übertragung erfolgte mit einer Burststruktur entsprechend dem UTRA-FDD Downlink mit einer Chiprate von 3,84 Mchip/s (siehe Abschnitt 3.6). Simuliert wurde mit den Kanalmodellen Vehicular A und Vehicular B aus Anhang C mit einer Teilnehmergeschwindigkeit von 120 km/h und einer Trägerfrequenz von 2,2 GHz. Es hat sich gezeigt, dass unterschiedliche SNR-Werte gerade bei der Betrachtung von quantisierten Darstellungen des Softdecision-Input bzw. -Output stärker abweichende Ergebnisse liefern als verschiedene Kanalmodelle. Daher werden hier nur Ergebnisse mit dem Kanalmodell Vehicular A gezeigt. Der Empfänger ist entsprechend Bild 6.9 aufgebaut. Verwendet wird ein Rake-Empfänger mit maximal vier Fingern, der entsprechend Bild 6.11 ein

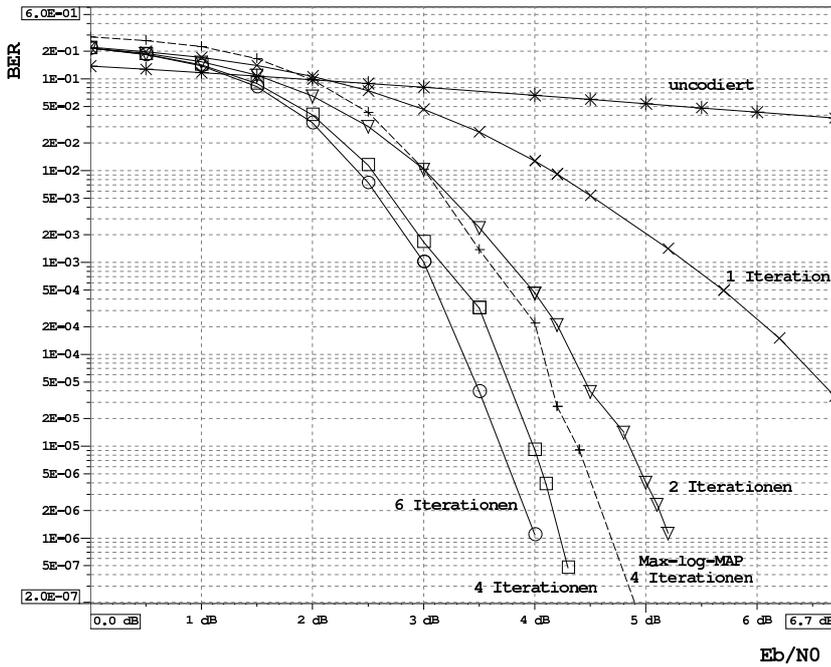


Bild 6.13 BER bei der UTRA-FDD-Übertragung mit Turbocodierung

Maximum-Ratio-Combining durchführt. Die Kanalschätzung und die Schätzung des E_{cb}/N_0 , die im MAP-Algorithmus benötigt wird, wurde hier ideal durchgeführt.

In Bild 6.13 sind Simulationsergebnisse mit dem originalen MAP-Algorithmus ohne Quantisierung für verschieden viele Iterationen I aufgezeigt. Man kann sehen, dass der Kanalcodierungsgewinn zwischen der Simulation mit $I = 4$ und $I = 6$ Iterationen nur noch verhältnismäßig gering ausfällt. Der Gewinn nach nur einer Iteration gegenüber der uncodierten Übertragung ist dagegen immens groß. Im Folgenden werden vor allem Simulationen mit $I = 4$ Iterationen betrachtet, da dies als ein guter Kompromiss zwischen Rechenaufwand und erzieltm Kanalcodierungs-

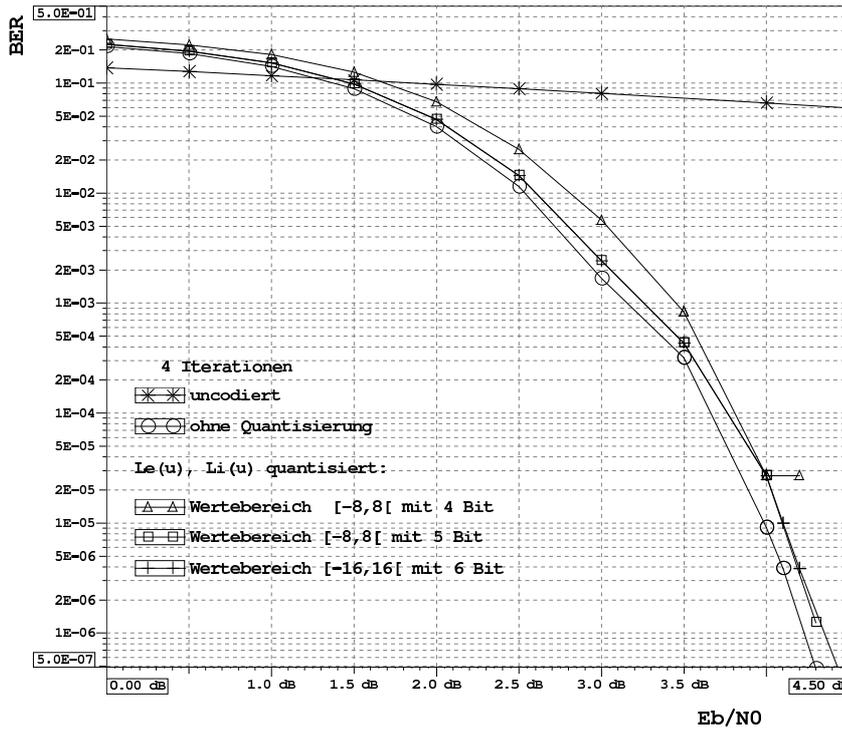


Bild 6.14 BER bei der UTRA-FDD-Übertragung mit Turbo codierung und quantisierter Softdecision-Information

gewinn erscheint. Zum Vergleich sind außerdem die Ergebnisse der Simulation mit dem Max-log-MAP-Algorithmus mit $I = 4$ Iterationen aufgetragen. Es zeigt sich, dass die Verwendung des Max-log-MAP-Algorithmus nur einen Verlust von 0,5 dB bei einer Fehlerrate von $\text{BER}=10^{-6}$ gegenüber dem originalen MAP-Algorithmus ergibt.

Zuerst wird die benötigte Wortbreite bei quantisiertem Softdecision-Input $L_i(U_k)$ bzw. Softdecision-Output $L_e(U_k)$ analysiert. Die Quantisierung wurde entsprechend dem Abschnitt 2.2.1 mit der Anzahl b an Bit für die Darstellung der quantisierten Werte $Q[L_i(U_k)]$ in einem Wertebereich der $L_i(U_k)$ zwischen $-U_{\max}$ und $+U_{\max}$ durchgeführt. Die Quantisierung wird hier immer durch eine Rundung rea-

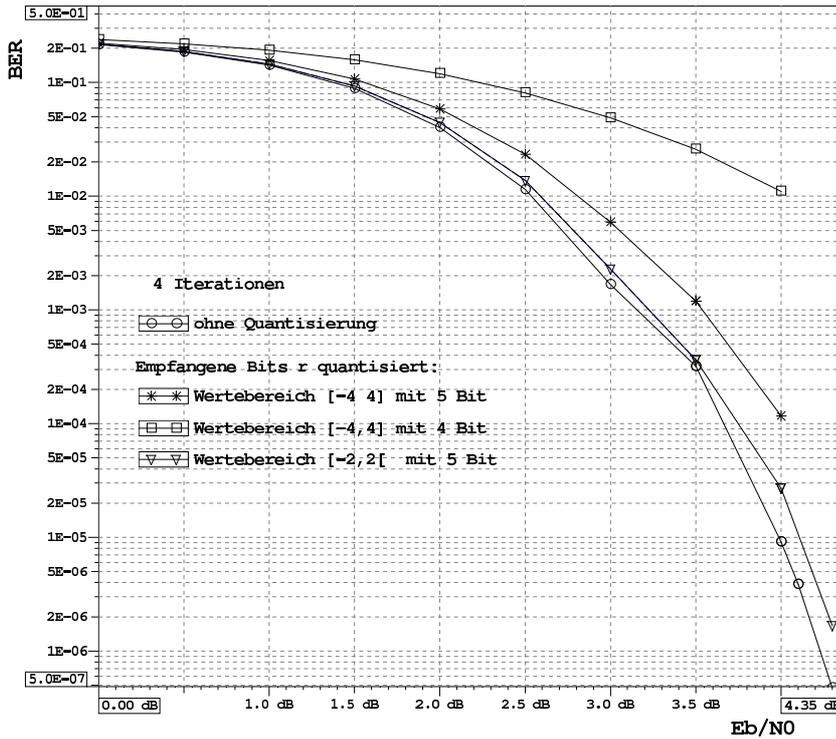


Bild 6.15 BER bei der UTRA-FDD-Übertragung mit Turbo-codierung und quantisierten Eingangsbits r_k

lisiert. Die Wortbreite b dieser Werte hängt hauptsächlich von der Anzahl der Iterationen I ab. In Bild 6.14 wird die Berechnung des MAP-Algorithmus noch in Fließkomma-Genauigkeit durchgeführt, die Eingangs- und Ausgangswerte $L_i(U_k)$ bzw. $L_e(U_k)$ sind dagegen mit verschiedenen Auflösungen quantisiert. Anhand der Simulationen lässt sich erkennen, dass es ausreicht, den Softdecision-Input bzw. -Output in einem Wertebereich zwischen $[-8, 8[$ mit einer Wortlänge von 5 Bit zu quantisieren, wenn die Anzahl der Iterationen auf $I = 4$ beschränkt wird.

Die Quantisierung der empfangenen Bits r_k wurde ebenfalls simuliert, die Ergebnisse sind in Bild 6.15 dargestellt. Nur ein sehr kleiner Verlust von 0,1 dB ergibt sich bei einer quantisierten Bitfolge im Wertebereich zwischen $[-2, 2[$ und einer Wortbreite von 5 Bits. Auch die Quantisierung der berechneten Werte von $\alpha'_{k-1}(s')$, $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ und $\beta'_k(s)$ innerhalb des MAP-Algorithmus wurde untersucht. Dabei ergab sich, dass vor allem der Term $e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2}$ von $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ in (4.42) im originalen MAP-Algorithmus kritisch ist, da er eine recht große Wortbreite benötigt. Aufgrund der Exponentialfunktion und des oben diskutierten benötigten Wertebereiches und der Wortlänge für $L_i(U_k)$, variiert dieser Term zwischen Werten von 54,6 und $1,8 \cdot 10^{-2}$. Dies bedeutet eine notwendige Wortlänge von 11 Bit für $e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2}$ und ergibt eine benötigte Wortlänge von 18 Bit für $\tilde{\gamma}_k(s', s)$. Da die Werte $\alpha'_{k-1}(s')$ und $\beta'_k(s)$ rekursiv aus $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ berechnet werden, ergeben sich für diese Werte noch höhere Wortlängen, was den originalen MAP-Algorithmus sehr unpraktikabel macht. Betrachtet man dagegen den Log-MAP- bzw. den Max-log-MAP-Algorithmus, so eliminiert die Logarithmus-Funktion die Exponentialfunktion in $e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2}$, was die benötigten Wortlängen für die Berechnungen von $\alpha'_{k-1}(s')$, $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ und $\beta'_k(s)$ gering hält. Weitere Simulationen haben gezeigt, dass eine Wortlänge von acht Bit für jede dieser berechneten, normierten Wahrscheinlichkeiten und fünf Bit für den Softdecision-Input bzw. -Output nur einen Verlust von 0,1 dB im Vergleich zu den Simulationen mit Fließkomma-Zahlen ergibt. Für eine Implementierung der Turbodecodierung auf einen DSP sind damit im Gegensatz zum originalen MAP-Algorithmus der Log-MAP- bzw. der Max-log-MAP-Algorithmus aufgrund der auftretenden Zahlenwerte gut geeignet.

GSM-Simulationen

Zunächst wurde ebenfalls für das GSM-System untersucht, inwieweit die Verwendung der linearisierten GMSK statt der exakten GMSK die Bitfehlerraten beeinträchtigt [164]. Dabei ist vor allem die Übertragung über einen frequenzselektiven Mehrwegekanal, wie es im GSM-System der Fall ist, interessant. Wie schon in Abschnitt 6.2 im Zusammenhang mit (6.24) diskutiert wurde, sind aufgrund der An-

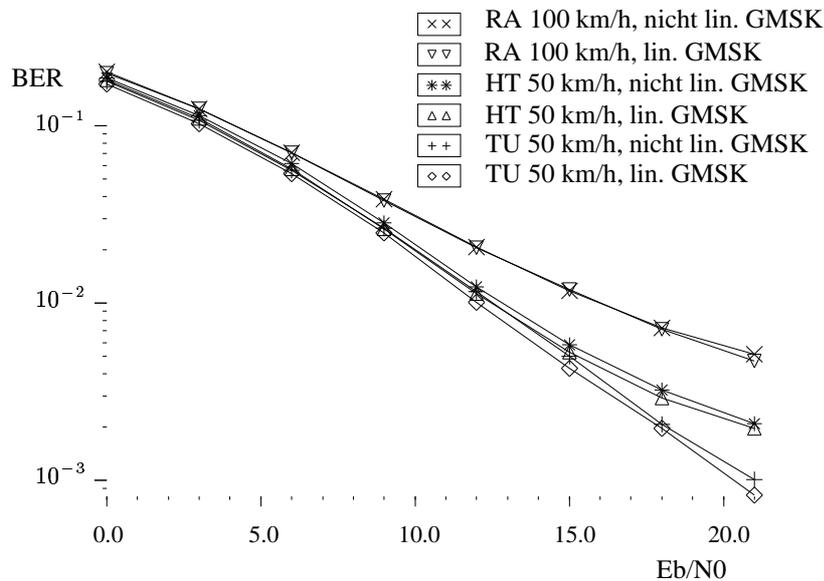


Bild 6.16 Bitfehlerraten für GSM mit der exakten und der linearisierten GMSK bei Mehrwegeausbreitung ohne Kanalcodierung

nahme eines linearen Gesamtkanalmodells bei der Entzerrung und der Kanalschätzung eher schlechtere Bitfehlerraten bei der Verwendung der GMSK gegenüber der Verwendung der linearisierten GMSK zu erwarten. In Bild 6.16 sind Bitfehlerraten einer GSM-Übertragung ohne Kanalcodierung aufgetragen. Als Modulation wurde im Sender entweder die exakte GMSK nach (5.18) oder die linearisierte GMSK nach (5.29) realisiert. Gesendet wurde mit dem Normal Burst aus Bild 3.3 und die Kanalschätzung wurde anhand der Midamble entsprechend (6.36) durchgeführt. Als Mehrwegekanalmodelle wurden die in Anhang C aufgeführten Kanalmodelle RURAL AREA (RA), HILLY TERRAIN (HT) und TYPICAL URBAN (TU) verwendet. Die Teilnehmergewindigkeit betrug 100 km/h bzw. 50 km/h und die Trägerfrequenz wurde auf 900 MHz festgelegt. Es zeigt sich, dass die linearisierte GMSK keine Beeinträchtigung der Bitfehlerraten darstellt, sondern eher geringfügig bessere Ergebnisse erreicht als die exakte GMSK.

Desweiteren wurden entsprechend dem Vorschlag der gemeinsamen Verwendung der MAP-Algorithmen für GSM und UTRA, Simulationen von GSM mit Entzerrung und Kanaldecodierung durchgeführt. Realisiert wurde die Übertragung mit

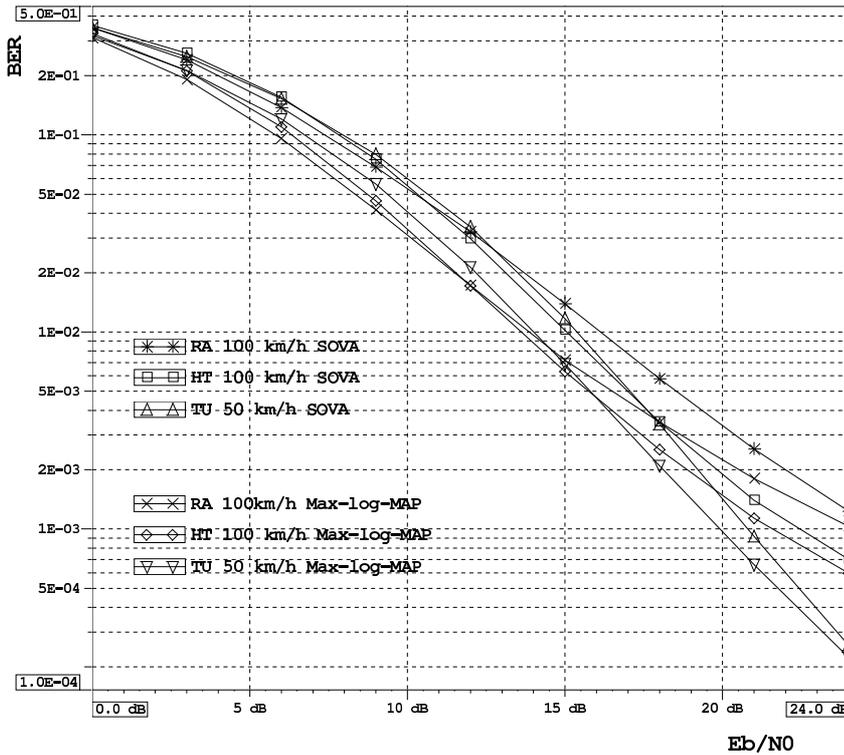


Bild 6.17 Bitfehlerraten für GSM mit Kanalcodierung entsprechend TCH/FS und Mehrwegeausbreitung

der linearisierten GMSK und den unterschiedlich kanalcodierten Bits eines Sprachrahmens entsprechend eines TCH/FS, wie es in Abschnitt 3.2.1 beschrieben wurde. Zum Vergleich wurden auch Simulationen durchgeführt, in denen zur Entzerrung der SOVA und zur Kanaldecodierung der gewöhnliche Viterbi-Algorithmus unter Berücksichtigung des Softdecision-Input angewendet wurden. Da hier recht hohe Werte für E_{cb}/N_0 simuliert werden, ergeben sich erheblich größere Werte für $\tilde{\gamma}_k(s', s)$ als bei der Turbocodierung, was Überläufe erzeugen kann. Deshalb wurde hier ausschließlich mit dem Max-log-Algorithmus gerechnet, bei dem der Wert E_{cb}/N_0 nicht mehr gebraucht wird, da er bei der Maximierung in (4.56) keine Rolle spielt. Wie in Bild 6.17 dargestellt, ergeben sich für den Max-log-MAP-Algorithmus um ca. 2-3,5 dB bessere Bitfehlerraten als mit dem SOVA-Algorithmus.

6.4 Zusammenfassung

Basierend auf den vorherigen Kapiteln 3, 4 und 5 wurden hier gemeinsame Empfängerstrukturen für verschiedene Mobilfunksysteme erarbeitet. Hierbei wurden als repräsentative Beispiele vor allem die drei Systeme DECT, GSM und UTRA-FDD genauer betrachtet. Zunächst wurden verschiedene Demodulator-Funktionen für die in Kapitel 5 vorgestellten Modulationsverfahren untersucht. Es wurden die kohärente und die differentielle Demodulation für GMSK und $\pi/4$ -DQPSK bei einem AWGN-Kanal betrachtet. Unter anderem wurde der Einfluss des BT -Faktors und des Modulationsindex h bei der GMSK bzw. GFSK und der differentiellen Vorcodierung, die in GSM verwendet wird, aufgezeigt. Da in Mobilfunksystemen Mehrwegeausbreitung auftritt, müssen aber auch die entsprechenden Kanalmodelle und Entzerrer-Algorithmen betrachtet werden, auf die hier ebenfalls ausführlich eingegangen wurde. Wichtig war dabei zu zeigen, dass sich durch die Verwendung gemeinsamer Algorithmen oder Strukturen keine Verluste in der Bitfehlerrate ergeben. Für die approximierte GMSK wurde aufgezeigt, dass ihre Verwendung weder im DECT- noch im GSM-System eine Beeinträchtigungen der Übertragungsqualität bedeutet. Desweiteren wurde gezeigt, dass die recht aufwendigen Algorithmen zur Turbo-Decodierung in UTRA bei einer entsprechend allgemeinen Implementierung auch im GSM-System verwendet werden können. Am Beispiel der Turbo-Decodierung wurde aufgezeigt, dass die Implementierung des Log-MAP- bzw. des Max-log-MAP-Algorithmus dem originalen MAP-Algorithmus vorzuziehen ist, da sich dann erheblich kürzere benötigte Wortlängen der Parameter innerhalb des Algorithmus bei annähernd gleich guten Bitfehlerraten ergeben.

7 Diskussion des Software Radios

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Analyse der Basisbandverarbeitung der gängigsten Mobilfunksysteme. Es wurde eine gemeinsame Struktur für Mobilfunksysteme der zweiten und dritten Generation vorgestellt. Welche Einsparung an Hardware diese gemeinsame Implementierung bringt, soll nun im nächsten Abschnitt aufgezeigt werden. Dem Vorteil der Hardware-Reduzierung steht der Nachteil gegenüber, dass eine parallele Verarbeitung von Signalen aus unterschiedlichen Systemen nicht möglich ist, was aber gegebenenfalls bei einem System-Handover notwendig wird. Dieses Problem wird in Abschnitt 7.2 diskutiert.

7.1 Hardware-Einsparung durch gemeinsame Module

Zur Implementierung der parametrisierten Software bieten sich vor allem FPGAs und DSPs an. Wichtig für die Parametersteuerung ist, dass die Bausteine auch während des Betriebs rekonfiguriert werden können. Dies kann von speziellen ASIC (Application Specific Integrated Circuit)-Lösungen nicht erfüllt werden. FPGAs sind Felder mit logischen Blöcken, deren Funktionen und Verbindungen programmierbar sind. Ein logischer Block eines FPGAs enthält in der Regel Lookup-Tabellen, bestehend aus statischen RAMs (Random Access Memory), mit mehreren Eingängen und Flip-Flops zur Datenspeicherung. FPGAs werden mit Hardware-Beschreibungssprachen wie VHDL (Verilog Hardware Description Language) programmiert. Die meisten FPGAs werden typischerweise beim Einschalten des Systems konfiguriert und bleiben während des Betriebes fest. Neuere FPGAs können aber auch während des Betriebs dynamisch umkonfiguriert werden, was für den Einsatz in Software Radios unbedingt erforderlich ist.

DSPs sind speziell an die digitale Signalverarbeitung angepasste Prozessoren. Sie sind besonders optimiert für Echtzeit-Durchführungen von MAC (Multiply and Accumulate)-Operationen, die in der digitalen Signalverarbeitung besonders häufig benötigt werden und zwar zum Beispiel bei Faltungen oder Korrelationen. Die maximale verarbeitbare Abtastfrequenz liegt bei heutigen DSPs bei ca. 100 MHz. DSPs können in einer höheren Programmiersprache wie C programmiert werden, der compilierte Assemblercode ist allerdings im Allgemeinen wesentlich ineffizienter als ein „von Hand optimierter“ Assemblercode. DSPs werden durch Ände-

rungen der Inhalte des Programmspeichers rekonfiguriert.

Vergleicht man DSPs und FPGAs, so zeigt sich, dass FPGAs eine sehr hohe Leistungsfähigkeit haben und besonders für parallele Verarbeitung geeignet sind [32]. DSPs sind dagegen nicht parallel programmierbar. Für eine parallele Partitionierung der Rechenleistung müssen spezielle DSP-Architekturen, zum Beispiel Multiprozessor-Lösungen, verwendet werden [17]. FPGAs bieten sich somit für alle Funktionen mit hohem Rechenaufwand und parallelisierbaren Strukturen an. Eine konfigurierbare Software Radio Architektur aus DSPs und FPGAs wurde zum Beispiel in [107] vorgeschlagen.

Um abschätzen zu können, wieviel Hardware durch den parametrisierten Aufbau eingespart werden kann, soll für die aufwendigsten, in dieser Arbeit betrachteten Basisbandfunktionen eine grobe Aufstellung der durchzuführenden Rechenoperationen angegeben werden. Die rechenaufwendigsten Funktionen befinden sich im Empfänger. Vor allem die Funktionen, die kurz nach der A/D-Wandlung durchgeführt werden und mit den höchsten Abtastraten arbeiten, also zum Beispiel die Ratenanpassung und Synchronisation, benötigen eine sehr hohe Rechenleistungen. Für CDMA-Systeme ist der Rake-Empfänger, der gleichzeitig eine Entspreizung durchführt, ein kritischer Funktionsblock, da die Rechenoperationen zum größten Teil im Chiptakt durchgeführt werden müssen. Da aber allein innerhalb von UTRA acht verschiedene Spreizfaktoren N_S verwendet werden können, wäre es sinnvoll, diese Operationen mit dynamisch konfigurierbaren FPGAs zu implementieren.

Für den in Bild 6.11 gezeigten Rake-Empfänger müssen in Abhängigkeit des Spreizfaktors N_S und der Anzahl der Rake-Finger L für jedes detektierte Symbol z_k folgende Operationen durchgeführt werden, wenn nur das Signal einer Basisstation empfangen wird:

- $N_S \cdot (4L + 2)$ Multiplikationen im Chiptakt und $4L$ Multiplikationen im Symboltakt
- $N_S \cdot (4L) - 2L$ Additionen im Chiptakt und $4L - 2$ Additionen im Symboltakt

Dies beinhaltet auch die Multiplikation zur Bildung der komplexen Codefolge c aus der Scramblingsequenz c_{scr} und dem Spreizcode \tilde{c} nach (6.48). Es ergeben sich zum Beispiel für $N_S = 512$ und $L = 4$ insgesamt 9232 Multiplikationen und 8198 Additionen, von denen 9216 Multiplikationen und 8184 Additionen im Chiptakt durchgeführt werden müssen.

Für den Fall eines Soft Handovers, der genauer in Abschnitt 7.2.2 beschrieben wird, müssen gleichzeitig Signale von mehreren Basisstationen empfangen wer-

den, die verschiedene Scramblingsequenzen und Spreizcodes verwenden. Dann ergeben sich für den Empfang von Signalen von m Basisstationen mit jeweils $L_i, i = 1, \dots, m$ Fingern:

- $\sum_{i=1}^m N_S \cdot (4L_i + 2)$ Multiplikationen im Chiptakt und $\sum_{i=1}^m 4L_i$ Multiplikationen im Symboltakt
- $\sum_{i=1}^m N_S \cdot (4L_i) - 2L_i$ Additionen im Chiptakt und $m - 1 + \sum_{i=1}^m 4L_i - 2$ Additionen im Symboltakt

Mit $N_S = 512$, $m = 3$ und $L_i = 2, i = 1, 2, 3$, also einem Empfang von drei Basisstationen mit jeweils zwei Fingern ergeben sich: 15384 Multiplikationen und 12296 Additionen. Auch in dem Fall, dass von einem Teilnehmer gleichzeitig mehrere Spreizcodes belegt werden, reichen bei einem entsprechenden Mehrwegkanal insgesamt vier Finger nicht mehr für den Empfang aus. Es wird deutlich, dass eine flexible Implementierung des Rake-Empfängers für die verschiedenen CDMA-Systeme wie UTRA-FDD, UTRA-TDD und IS-95 bzw. cdma2000 eine große Hardware-Einsparung bedeutet.

Eine weitere Möglichkeit Hardware zu sparen, ist die schon diskutierte gemeinsame Verwendung von Funktionsblöcken für die Turbodecodierung in 3G-Systemen bzw. die Entzerrung und Kanaldecodierung in TDMA-Systemen. Nach der Diskussion in Abschnitt 6.3.4, die ergab, dass der MAP-Algorithmus in seiner originalen Form unpraktikabel ist, wird hier lediglich der Max-log-MAP-Algorithmus betrachtet. Die ausschlaggebenden Parameter für den Rechenaufwand sind bei der Turbodecodierung die Gedächtnislänge M der RSC-Encoder und damit die $V = 2^M$ Zustände, die Anzahl der Generatorpolynome Q und die Anzahl der durchzuführenden Iterationen I . Entsprechend der obigen Aufstellung für den Rake-

Berechnung von	Multiplikationen	Additionen	Vergleich-Operationen
$\bar{\chi}_k(s', u_k)$	-	$2 \cdot V \cdot (Q - 1)$	-
$\bar{\gamma}_k(s', s)$	$2 \cdot V$	$2 \cdot V$	-
$\bar{\varphi}_k$	-	-	$V - 1$
$\bar{\alpha}_k^l(s)$	-	$3 \cdot V$	$2 \cdot V$
$\bar{\beta}_{k-1}^l(s')$	-	$3 \cdot V$	$2 \cdot V$
$L(\bar{U}_k)$	-	$4 \cdot V + 1$	$2 \cdot (V - 1)$
$L_e(\bar{U}_k)$	-	2	-

Tabelle 7.1 Anzahl der Rechenoperationen innerhalb des Max-log-MAP-Algorithmus bei der Faltungsdecodierung

Empfänger wird in Tabelle 7.1 die Anzahl der Operationen pro detektiertem Bit u_k , zunächst nur für die Berechnung innerhalb eines Max-log-MAP-Blockes für eine Faltungsdecodierung, aufgelistet. Für die Turbodecodierung muss die Berechnung der $\bar{\chi}_k(s', u_k)$ nur zweimal jeweils für einen Decoder und alle anderen Werte $2I$ mal berechnet werden. Für die Turbocodierung von UTRA gilt $M = 3$ (also $V = 8$) und $Q = 2$. Für $I = 4$ Iterationen müssen demnach 128 Multiplikationen, 808 Additionen und 424 Vergleich-Operationen ausgeführt werden.

Bei der Entzerrung hängt der Rechenaufwand von den folgenden Parametern ab: Länge der Kanalimpulsantwort des Mehrwegekanals L und der Anzahl der möglichen Symbolzustände in einem Takt, die bei GMSK zwei ist. Die Anzahl der Zustände ist dann $V = 2^{L-1}$. Entsprechend können die notwendigen Operationen für die Entzerrung und Kanaldecodierung in GSM aufgestellt werden. Zusätzlich muss w_k aus (6.39) berechnet werden und $\bar{\gamma}_k(s', s)$ entsprechend (6.42), was folgende Anzahl an Operationen benötigt:

Berechnung von	Multiplikationen	Additionen	Vergleich-Operationen
w_k	$8 \cdot V \cdot L$	$4 \cdot V(2L - 1)$	-
$\bar{\gamma}_k(s', s)$	$4 \cdot V$	$6 \cdot V$	-

Hier ist die Berechnung von $\bar{\chi}_k(s', u_k)$ schon in der Berechnung von $\bar{\gamma}_k(s', s)$ enthalten. Die Berechnung von $\bar{\varphi}_k, \bar{\alpha}'_k(s), \bar{\beta}'_{k-1}(s')$ und $L(\hat{U}_k)$ entspricht der Berechnung wie bei der Faltungsdecodierung und kann damit der Tabelle 7.1 entnommen werden. Die Berechnung von $L_e(U_k)$ fällt hier weg. Ein typischer Wert für die Länge der Kanalimpulsantwort des Mehrwegekanals ist $L = 5$, was $V = 16$ Zustände bei der Entzerrung ergibt. Folglich werden für die Entzerrung pro Symbol 704 Multiplikationen, 833 Additionen und 109 Vergleich-Operationen benötigt.

Die Anzahl der Operationen für die Faltungsdecodierung in GSM kann ebenfalls aus Tabelle 7.1 entnommen werden. Da hier kein Softdecision-Input in der Form $L_i(U_k)$ gegeben ist, muss für $\bar{\gamma}_k(s', s)$ lediglich $\bar{\chi}_k(s', u_k)$ berechnet werden. Bei der Faltungsdecodierung gilt zum Beispiel für den TCH/F2.4 $M = 4$ (also $V = 16$) und $Q = 6$. Dies resultiert zu 321 Additionen und 109 Vergleich-Operationen.

Alle anderen, in dieser Arbeit betrachteten Basisbandfunktionen, erfordern im Vergleich zu den oben analysierten Funktionen einen relativ geringen Rechenaufwand und werden daher nicht genauer betrachtet. Im Vergleich zu CDMA-Systemen, bei denen vor allem der Rake-Empfänger eine enorm hohe Rechenleistung benötigt, ergeben sich dazu relativ geringe Ansprüche an die Rechenleistung für 2G-Systeme wie GSM oder DECT. Im Prinzip kann daraus geschlossen werden, dass ein UTRA-Gerät durch einen parametrisierten Aufbau bezüglich der Basisbandverarbeitung

auch GSM- oder DECT-fähig ist. Nur relativ wenige Funktionen, die zudem nicht rechenintensiv sind, müssen zusätzlich implementiert werden. Die Einsparung an Hardware durch den hier verfolgten parametergesteuerten Ansatz ist um so größer, um so mehr verschiedene Systeme integriert werden sollen und hängt stark davon ab, ob die Systeme ähnliche Zugriffs- oder Übertragungstechniken verwenden oder nicht. Wollte man zum Beispiel in das hier diskutierte System zusätzlich ein OFDM-System integrieren, so müssten die Funktionsblöcke für die OFDM-Technik neu implementiert werden, da sich keine vorhandenen Funktionsblöcke dafür eignen.

7.2 System-Handover am Beispiel UTRA-GSM

Wie schon in der Einleitung erwähnt, müssen UMTS-Mobilfunkgeräte nahtlose System-Handover zu GSM beherrschen, zum Beispiel für den Fall, dass ein UMTS-Teilnehmer ein UMTS-Abdeckungsgebiet während einer Verbindung verlässt. Inwieweit dies mit einem Software Radio mit nur einem Empfangszweig und nur einer Hardware-Plattform möglich ist, soll nun diskutiert werden. Zunächst wird eine Einführung in die verschiedenen Arten von Handover wie Hard und Soft Handover gegeben, mit Schwerpunkt auf die in der physikalischen Schicht durchzuführenden Funktionen, die die Basisbandverarbeitung betreffen. Diese werden anhand der Handover innerhalb von GSM bzw. innerhalb eines CDMA-Systems wie UTRA-FDD erläutert. Da bei einem System-Handover zwischen GSM und UTRA dieselben Anforderungen an die Verbindungsqualität eingehalten werden müssen wie bei einem Handover innerhalb von GSM und daher ähnliche Abläufe geplant sind, werden GSM-Handover in Abschnitt 7.2.1 ausführlicher behandelt. Auf die Protokolle für Handover, also Funktionen höherer Schichten wird dabei aber nicht genauer eingegangen. Danach wird der Compressed Mode (CM) erklärt, mit dem ein Handover von UTRA-FDD zu GSM möglich ist. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen

- Intrafrequency Handover, bei dem die Trägerfrequenz nicht gewechselt wird. Beispiele hierfür sind Handover innerhalb einer Zelle (Intracell Handover) zwischen Zeitschlitzten auf derselben Trägerfrequenz in TDMA/FDMA-Systemen und Handover zwischen benachbarten Zellen mit derselben Trägerfrequenz in CDMA-Systemen.
- Interfrequency Handover, bei dem die Trägerfrequenz gewechselt wird. Beispiele hierfür sind alle Handover in TDMA/FDMA-Systemen, außer dem speziellen oben erwähnten Intracell Handover. In CDMA-Systemen treten

Interfrequency Handover zwischen hierarchischen Zellen mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen und gegebenenfalls als Handover bei Verlassen einer Zelle auf, die starke Teilnehmerzahlen aufweist (Hot Spots) und daher mit zwei Trägerfrequenzen arbeitet. Zudem sind System-Handover (z.B. zwischen UMTS und GSM, aber auch Handover zwischen UTRA-FDD und UTRA-TDD), immer Interfrequency Handover, da die Systeme in verschiedenen Frequenzbändern operieren.

7.2.1 Hard Handover im GSM-System

Mobilfunksysteme bestehen aus einem Zugangsnetz, das die Kommunikation mit den Mobilfunkteilnehmern durchführt, und dem Kernnetz, das die Anbindung an das Festnetz organisiert. Im GSM-System wird das Zugangsnetz mit BSS (Base Station Subsystem) bezeichnet, was sich aus BTSs (Base Transceiver Stationen) und BSCs (Base Station Controllern) zusammensetzt (siehe Bild 7.1). Die BTSs führen lediglich die Funkübertragung durch, die Protokollintelligenz liegt dagegen bei den BSCs, an denen auch jeweils mehrere BTSs angeschlossen werden können. Das Kernnetz besteht aus den Mobile Switching Center (MSCs), die die Vermittlung der Gespräche organisieren, und Datenregistern, in denen u.a. Informationen über die zugelassenen Teilnehmer und deren Aufenthaltsorte gespeichert werden. Der direkte Anschluss an das Festnetz läuft über GMSCs (Gateway MSCs).

In selteneren Fällen kann ein Handover aus Netzaspekten, wenn zum Beispiel die aktuelle Zelle überfüllt ist, durchgeführt werden. Der häufigste Grund ist aber das Verlassen einer Zelle durch den Teilnehmer. In GSM (wie auch in UTRA) werden Mobile-Assisted Handover (MAHO) durchgeführt. Die Entscheidung über ein Handover wird hier vom Netz gefällt, basierend auf Messungen der Mobil- und der Basisstation. Im GSM-System wird die Entscheidung über ein Handover entweder von der BSC oder dem MSC gefällt, je nachdem, ob ein internes oder ein externes Handover durchgeführt werden soll (siehe Bild 7.1). Die zur Entscheidung über ein Handover benötigten Parameter bestehen aus Messungen der Übertragungsqualität und der Empfangspegel der momentanen Verbindung in Mobil- und Basisstation und Messungen in der Mobilstation von Empfangspegeln der BCCH-Signale von benachbarten Basisstationen. Die Broadcast Control Channel (BCCHs) werden ohne Leistungsregelung kontinuierlich gesendet und können daher leicht gemessen werden. Auf derselben Frequenz werden regelmäßig in aufeinander folgenden TDMA-Rahmen FCCH- und SCH-Bursts gesendet, mit denen sich die Mobilstation noch vor einem Handover auf die neue Basisstation aufsynchronisieren kann. Der FCCH-Kanal verwendet eine spezielle Burststruktur und sendet nur Nullen, was bei der verwendeten GSM einen unmodulierten Sinusträger mit einem

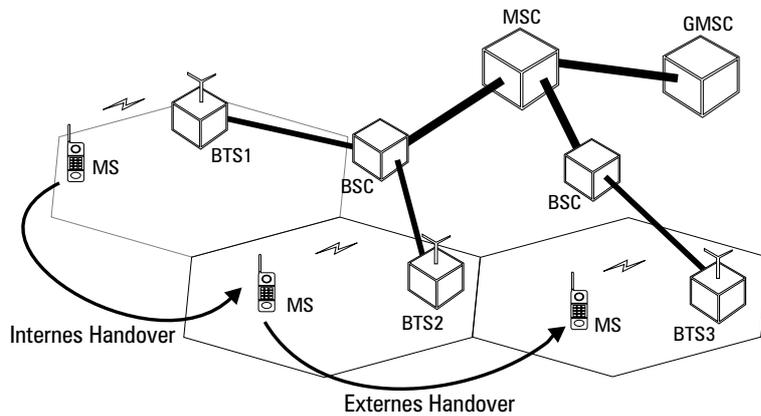


Bild 7.1 Handover-Typen in GSM nach [37]

Frequenzoffset von $+1624/24$ kHz zur Trägerfrequenz ergibt. Dieser Sinusträger dient zur Frequenzsynchronisation, er kann leicht detektiert und damit auch der nachfolgende SCH-Kanal gefunden werden. Der SCH-Kanal verwendet ebenfalls eine spezielle Burststruktur. Diese besteht aus einer langen Trainingssequenz zur Bitsynchronisation und 78 kanalcodierten Bits, die Informationen für die Zeitsynchronisation (z.B. Rahmennummer) und zur Zellenunterscheidung enthalten. Um Basisstationen, die ihre BCCH-Kanäle auf denselben Beacon Frequenzen senden, unterscheiden zu können, werden zudem BSCIs (Base Station Identity Codes) über die SCHs gesendet. Sie sind eine Art Color Code, mit dem zwar nicht die einzelne Zelle identifiziert, aber die Cluster-Zugehörigkeit der Zelle festgestellt werden kann [122].

Durch die Messungen kann festgestellt werden, ob eine andere Basisstation gegebenenfalls eine bessere Übertragungsqualität als die momentane Verbindung bieten kann. In TDMA-Systemen ist die Störung zwischen Zellen, die mit derselben Trägerfrequenz arbeiten (Cochannel Interference oder Gleichkanalstörung), relativ gering, so dass die reinen Empfangspegel relevant für die Empfangsqualität sind. Zur Kontrolle der Gleichkanalstörung wird in GSM aber auch die Signalqualität der momentanen Verbindung anhand von Bitfehlern gemessen, um bei guten Empfangspegeln, aber schlechter Signalqualität gegebenenfalls ein Intracell Handover durchzuführen. In CDMA Systemen sollte dagegen das Träger- zu Interferenz-Verhältnis (C/I) der Signale geschätzt werden, um die Empfangsqualität bewerten zu können. Die Schätzung wird mit Hilfe der Pilotsequenzen durchgeführt. Die Messungen werden regelmäßig ausgeführt und gemittelt, damit kurzfristige Pegel-

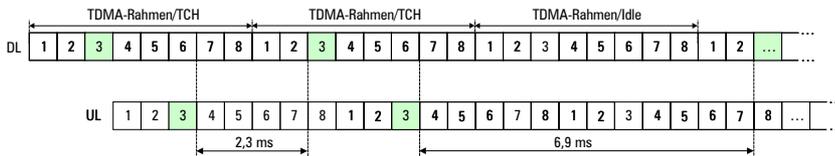


Bild 7.2 Intervalle für Messungen benachbarter Basisstationen bei GSM

einbrüche durch Fast Fading nicht zu einem überflüssigen Handover führen. Die Ergebnisse der Messungen der momentanen Verbindung und der Messungen der bis zu sechs bestempfangenen Nachbarzellen in der Mobilstation werden über den SACCH regelmäßig an die BTS gesendet und an den BSC weitergeleitet. Ein neuer SACCH-Block wird aufgrund des Interleavings alle 480 ms gesendet. Auf diese maximal sechs bestempfangenen Nachbarzellen wird die erwähnte Vorsynchronisation mit Hilfe der SCH-Kanäle durchgeführt, um im Falle eines Handovers diesen möglichst schnell durchführen zu können.

In GSM verwenden alle benachbarten Basisstationen andere Trägerfrequenzen, d.h. die Mobilstation muss für die Messungen die Trägerfrequenz wechseln und im Falle eines Intercell Handover ein Interfrequency Handover durchführen. Da in GSM normalerweise nur ein Zeitschlitz pro Teilnehmer belegt wird, bleibt zwischen Senden und Empfang der Bursts ca. 2,3 ms (4 Bursts) Zeit, die Messungen durchzuführen (siehe Bild 7.2). Innerhalb eines Multirahmens, der aus 26 TDMA-Rahmen besteht, werden nur 24 Rahmen für die Übertragung des TCH und ein Rahmen für SACCH verwendet. Damit bleibt ein TDMA Rahmen pro Multirahmen frei, was eine Zeit von ca. 6,9 ms (12 Bursts) ergibt, in der längere Messungen durchgeführt werden können. Die Vorsynchronisation wird während dieser langen Messintervalle durchgeführt. Da auch die kurzen Zeitintervalle für Messungen genutzt werden sollen, müssen die Oszillatoren in GSM-Handgeräten in maximal 1 ms die Trägerfrequenzen wechseln können, um in den kurzen Zeitintervallen noch eine Messzeit von 0,3 ms zu erreichen, ansonsten müssen zwei Oszillatoren eingebaut werden [157].

Fällt dann die Entscheidung für ein Handover, so werden in TDMA-Systemen für gewöhnlich Hard Handover durchgeführt, d.h. zuerst wird die Verbindung mit der alten Basisstation abgebrochen, bevor die neue Verbindung aufgebaut wird. Es ist aufgrund des Interfrequency Handovers nur mit zwei Empfangs- und Sendezweigen möglich, gleichzeitig Verbindungen zur alten und zur neuen Basisstation aufzunehmen; auf zwei Empfangs- und Sendezweige wird aber bei Mobilfunkgeräten üblicherweise verzichtet. Bei einem nahtlosen Hard Handover muss das Wechseln

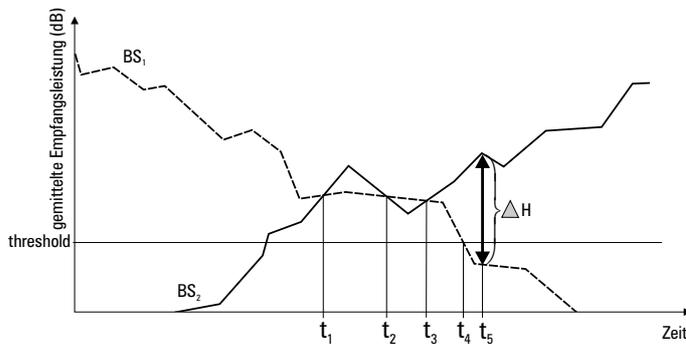


Bild 7.3 Hard Handover mit Schwellwert und Hysterese

der Basisstationen entsprechend schnell geschehen und wird daher durch spezielle Kontrollkanäle (FACCH), die statt der TCH in den normalen Bursts gesendet werden, unterstützt. Die neue Basisstation wird durch das MSC über das bevorstehende Handover informiert.

Die Entscheidung für ein Handover könnte gefällt werden, wenn die empfangene Leistung eines Signals von der bisherigen Basisstation (BS1) kleiner wird als das Signal einer anderen Basisstation (BS2) (Entscheidung über relative Empfangsleistung). Bewegt sich ein Teilnehmer jedoch an der Grenze zwischen zwei Zellen oder bewegt sich der Teilnehmer für kurze Zeit in eine Abschattung, so kann es zu dem „Ping-Pong-Effekt“ kommen, bei dem mehrere Handover kurz hintereinander durchgeführt werden, da die Empfangsleistungen der Signale beider Basisstationen fast gleich sind. In Bild 7.3 ist ein typischer Pegelverlauf zweier Empfangssignale für diese Situation aufgezeigt. Bei allen Zeitpunkten t_1 bis t_3 würden Handover durchgeführt werden. Da Handover durch den Signalisierungsaufwand die Netzkapazität belasten und die Übertragungsqualität durch das Senden von FACCH statt TCH-Bits beeinträchtigen können, sollte der „Ping-Pong-Effekt“ vermieden oder zumindest reduziert werden. Daher werden andere Entscheidungskriterien für Handover verwendet [111]:

- Es kann eine Schwelle (Threshold) festgelegt werden. Erst wenn die Leistung des Empfangssignals von der Basisstation BS1 unter diese Schwelle fällt und die Leistung des Signals von BS2 größer ist als von BS1, wird ein Handover eingeleitet. In Bild 7.3 würde dann zum Zeitpunkt t_4 ein Handover durchgeführt.
- Außerdem kann festgelegt werden, dass die Empfangsleistung des Signals

von BS2 um einen bestimmten Betrag ΔH (Hysteresis Margin) größer sein muss als die Empfangsleistung des Signals von BS1, damit ein Handover zu BS2 eingeleitet wird. Dies ergibt in Bild 7.3 den Zeitpunkt t_5 für ein Handover.

Im GSM-Standard ist keine Handover-Routine vorgeschrieben, es ist aber in [43] ein grober Vorschlag für die Handover-Entscheidung angegeben, die auf beiden oben aufgeführten Entscheidungskriterien (Threshold und Hysteresis) basiert. Dabei muss bei der Wahl des Threshold und der Hysteresis darauf geachtet werden, dass einerseits überflüssige Handover vermieden werden, andererseits aber ein Handover nicht zu lange verzögert wird, was die Wahrscheinlichkeit eines Gesprächsabbruchs erhöhen würde. Bei gleichzeitiger Leistungskontrolle kann die Handover-Entscheidung mit zu großer Hysteresis zu stärkeren Gleichkanalstörung führen [169].

7.2.2 Soft Handover in UTRA-FDD

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, ein UTRA-Netzwerk aufzubauen. Soll auf ein existierendes GSM-Netzwerk aufgebaut werden, so kann zunächst eine Erweiterung zu GPRS wie folgt aussehen (siehe Bild 7.4): Für die Übertragung mit paketorientierter Vermittlung in GPRS muss parallel zu der MSC für GSM ein SGSN (Serving GPRS Support Node) und entsprechend dem GMSC in GSM ein GGSN (Gateway GPRS Support Node) für den Anschluss an externe Netze wie zum Beispiel das Internet installiert werden [27]. Natürlich müssen auch die BSS Komponenten BTS und BSC entsprechend der GPRS-Übertragung aufgerüstet werden. Dieses GSM Phase2+ Netz kann durch Aufrüstung der GSM MSC und der SGSN befähigt werden, UTRA-Übertragungen mit paket- oder verbindungsorientierter Vermittlung durchzuführen. Statt dem BSS ist allerdings ein komplett neues Zugangsnetz UTRAN (UTRA Network) erforderlich, bestehend aus RNC (Radio Network Controller) und Basisstationen (Node B) [27, 55]. Die Node B versorgen eine oder auch mehrere Zellen, indem der Abdeckungsbereich in Sektoren eingeteilt wird, denen verschiedene Antennen mit Richtcharakteristik zugeordnet werden. Inzwischen ist aber auch ein komplett neues UTRA-Kernnetz, das auf IP-Protokollen basiert, in Diskussion. Inwieweit damit zeitkritische Übertragungen wie Sprache mit einer garantierten Quality of Service (QoS) realisierbar sind, wird noch untersucht [95].

In CDMA-Systemen werden im Gegensatz zu TDMA-Systemen vor allem Intrafrequency Handover durchgeführt. Im Zusammenhang mit der Leistungsregelung, die in CDMA-Systemen notwendig ist, können in CDMA-Systemen durch Hard Hand-

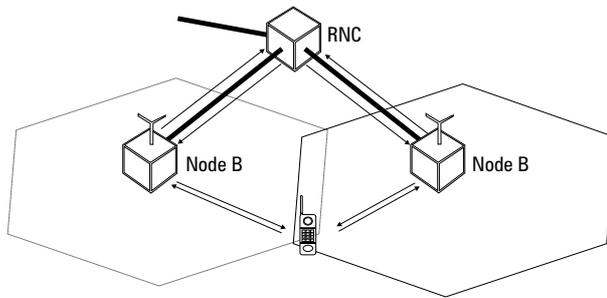


Bild 7.5 Soft Handover in UTRA

vermieden. Die Wahrscheinlichkeit eines Gesprächabbruchs wird wesentlich reduziert. Hierfür sind wie bei GSM Messungen der benachbarten Zellen notwendig. Die Basisstationen, die zum UTRAN gehören und regelmäßig gemessen werden, mit denen aber noch keine Verbindung besteht, gehören zum *Monitored Set*. Basisstationen, die nicht zu UTRAN gehören, die aber trotzdem von dem UE gemessen werden können (z.B. GSM-BTSS) gehören zum *Unlisted Set*.

Eine Verbindung zu einer Basisstation wird z.B. im IS-95-System aufgenommen, wenn das C/I dieser Basisstation an der Mobilfunkstation größer wird als eine vorgegebene (absolute) Schranke. In UMTS soll dagegen das relative C/I einer Basisstation zum C/I der am besten zu empfangenen Basisstation als Entscheidungskriterium für den Verbindungsaufbau (bzw. das Aufnehmen der Basisstation in das *Active Set*) herangezogen werden [34]. Dies bewirkt, dass das Aufnehmen (bzw. Ausschließen) einer Basisstation in das (bzw. aus dem) Active Set nicht von der Netzbelastung abhängt und somit die Netzkapazität weniger belastet wird. Wie in Bild 7.5 zu sehen ist, überlappen sich bei Soft Handover die Zellen, die Zellgrenzen sind fließend. Soft Handover heißt damit nicht unbedingt, dass ein wirkliches Handover durchgeführt wird. Es ist auch möglich, dass eine Verbindung zu einer weiteren Basisstation aufgenommen wird, zum Beispiel, wenn der Teilnehmer sich in eine Abschattung bewegt. Diese Verbindung kann, wenn der Teilnehmer wieder aus der Abschattung austritt, aufgehoben werden. Die Verbindung zur alten Basisstation wurde also nicht unterbrochen, sondern es wurde nur zwischenzeitlich zur Unterstützung eine weitere Basisstation für die Aufrechterhaltung des Gesprächs hinzugezogen. Der Vorteil, dass die Übertragung über mehrere Basisstationen jeweils anderen (z.T. besseren) Kanalbedingungen unterliegt und beim Empfang kombiniert werden kann, wird Macro Diversity genannt.

Das TCH-Signal, das für eine Mobilstation bestimmt ist, wird im Downlink gleich-

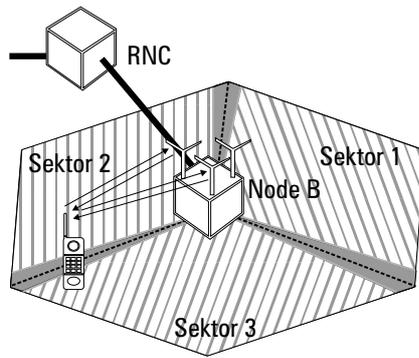


Bild 7.6 Softer Handover in UTRA

zeitig von mehreren Basisstationen mit deren Scramblingcodes codiert abgesendet. Ein besonderer Vorteil des Soft Handovers ist, dass die Signale aller Basisstationen im Active Set durch Maximum-Ratio-Combining im Rake-Empfänger der Mobilstation mit maximalem SNR kombiniert werden können. Die Leistungen der einzelnen Signale und damit die Interferenzen in und zwischen den beteiligten Zellen können so klein gehalten werden. Für diesen gemeinsamen Empfang muss allerdings eine gewisse Synchronisation der involvierten Basisstationen durchgeführt werden [147], was im normalen UTRA-FDD-Betrieb sonst nicht der Fall ist. Zudem müssen natürlich mehr Finger im Rake-Empfänger implementiert werden, um gleichzeitig Signale mehrerer Basisstationen empfangen zu können. Soft Handover wirken sich auf Up- und Downlink unterschiedlich aus: im Downlink ist es einerseits nachteilig, dass die Mobilstation in mehreren Zellen gleichzeitig physikalische Kanäle belegt, womit die Netzkapazität reduziert wird. Andererseits wird dadurch die Interferenz auf mehrere Zellen verteilt, was sich insgesamt positiv auf die Netzkapazität auswirkt. Diese beiden Effekte heben sich ungefähr auf. Im Uplink sendet die Mobilstation ein Signal mit ihrem spezifischen Scramblingcode, das von allen Basisstationen mit Kenntnis dieser Sequenz empfangen werden kann. Die Sendeleistung wird durch Kombination der TPC-Befehle aller Basisstationen im Active Set geregelt. Es findet in jeder Basisstation eine Schätzung der Signalqualität (BER oder C/I) statt, aufgrund derer dann in den RNCs (oder MSCs) eine Auswahl des besten Signals durchgeführt wird (Selection Combining). Im Uplink wird die Netzkapazität durch Soft Handover insgesamt verbessert, da keine weiteren Netzressourcen belegt werden (siehe dazu [93, 113, 154, 169]).

Es gibt noch einen Spezialfall von Soft Handover, und zwar das Softer Handover.

Befindet sich der Teilnehmer in dem Überlappungsgebiet zweier Sektorzellen, die vom selben Node B versorgt werden, so kann das Signal der Mobilstation durch Empfang des Uplink-Signals mit beiden Sektorantennen des Node B direkt in einem Rake-Empfänger kombiniert werden (siehe Bild 7.6). Die Netzbelastung wird im Softer Handover verringert, da nicht wie im Soft Handover mit Selection Combining mehrere Empfangssignale zur RNC geschickt werden müssen. Zudem ergibt sich mit Maximum-Ratio-Combining meist eine bessere Empfangsqualität. Untersuchungen zu Softer Handover finden sich in [90, 102].

7.2.3 System-Handover und Compressed Mode

Bei einem System-Handover zwischen UTRA und GSM ist vor allem die Frage, wie die notwendigen Messungen auf GSM-Frequenzen während des UTRA-FDD-Betriebs mit nur einem Empfangszweig bewerkstelligt werden können. In Hinblick auf ein parametergesteuertes Software Radio ist auch zu klären, wann und wie schnell die Luftschnittstelle hierfür komplett rekonfiguriert werden muss. Für ein UE ist im Prinzip nur das Handover von UTRA zu GSM notwendig, um Gesprächsabbrüche bei Verlassen des UTRA-Abdeckungsgebietes zu vermeiden. Handover von GSM zu UTRA sind nicht unbedingt erforderlich, da GSM-Netze flächendeckend sind und daher keine Gesprächsabbrüche drohen, sie sind aber trotzdem vorgesehen [1].

Netzseitig muss ein nahtloses System-Handover natürlich unterstützt werden. Bei einem Handover von UTRA zu GSM muss zwischen den Netzen folgender Informationsaustausch stattfinden: das UTRA-System muss über die verwendeten GSM-Frequenzen in der Umgebung informiert werden, was dann an die UE weitergegeben wird. Bei einem Handover von UTRA zu GSM muss die neue GSM-Basisstation über das bevorstehende Handover informiert werden. Im Falle einer Datenübertragung müssen die Netze gegebenenfalls die Reduzierung der Datenrate koordinieren.

In einem CDMA-System wie UTRA-FDD wird bei verbindungsorientierter Übertragung ununterbrochen gesendet und empfangen. Messungen anderer Zellen können von Mobilfunkgeräten mit nur einem Empfangszweig somit gleichzeitig nur auf derselben Frequenz mit zusätzlichen Korrelatoren durchgeführt werden. Bei paketorientierter Übertragung im UTRA-FDD oder bei UTRA-TDD ergeben sich dagegen wie bei GSM freie Zeitintervalle für Messungen auf anderen Frequenzen.

Kritisch sind damit vor allem die Handover von UTRA-FDD-Gesprächen mit verbindungsorientierter Übertragung nach GSM oder nach UTRA-TDD, aber auch alle oben erwähnten Interfrequency Handover innerhalb von UTRA-FDD. Für diese

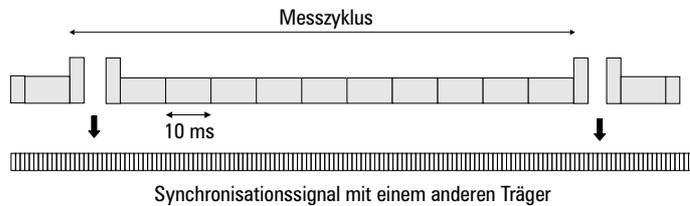


Bild 7.7 Compressed Mode in UTRA-FDD

Handover können Messungen mit einem Empfangszweig nur durchgeführt werden, indem freie Zeitintervalle durch schnellere Übertragung der TCH-Daten geschaffen werden. Die schnellere Übertragung wird durch den Compressed Mode erreicht, bei dem die Daten entweder mit einem um Faktor 2 niedrigeren Spreizfaktor oder einer schwächeren Kanalcodierung (erreicht durch Punktierung) übertragen werden [58]. Um die Übertragungsqualität zu erhalten, müssen die Daten im Compressed Mode mit einer höheren Signalleistung übertragen werden, was natürlich die Interferenz erhöht. Es gibt auch die Möglichkeit, die Bruttodatenrate durch höhere Schichten zu verringern. In Bild 7.7 ist das Prinzip des Compressed Mode veranschaulicht. Innerhalb eines UTRA-Rahmens ergibt sich eine gewisse Leerzeit (Idle Time), in der Messungen auf anderen Trägern z.B. von GSM-BCCH-Kanälen durchgeführt werden können.

Wie oft und wie lange Messungen anderer Zellen durchgeführt werden müssen, ist in UTRA nicht festgelegt, sondern wird individuell von UTRAN mit einer Measurement Control Message an das UE angeordnet. Es gibt verschiedene Arten von Kriterien ob und wie Messungen durchgeführt werden: Sie können periodisch, ausgelöst durch ein bestimmtes Ereignis oder auf direkte Nachfrage von UTRAN durchgeführt werden. Dies hängt von der jeweiligen Situation und dem Zellaufbau ab. Im Folgenden wird vor allem auf die Messungen für System-Handover von UTRA-FDD nach GSM eingegangen, da dies das schwierigste Handover darstellt, wenn in dem UE nur ein Empfangszweig eingebaut ist. Hier muss zudem die Luftschnittstelle komplett umkonfiguriert werden. Bei einem solchen System-Handover sollen ähnliche QoS-Anforderungen eingehalten werden wie bei einem GSM-internen Handover. Entsprechend sollen die Messungen und Handover-Abläufe möglichst wie bei einem GSM-internen Handover durchgeführt werden. Auch UEs müssen eine Vorsynchronisation auf die maximal sechs bestempfangenen GSM-Basisstationen durchführen und die zugehörigen Messergebnisse mit den decodierten BSICs regelmäßig an UTRAN senden [10]. Dies bedeutet, dass nicht nur bei der Durchführung des System-Handovers, sondern noch während der UTRA-

Verbindung die Luftschnittstelle für die Demodulation und Decodierung der GSM-SCH-Kanäle umkonfiguriert werden muss. Dies ergibt extrem kurze Zeitspannen, die für die Umkonfiguration zur Verfügung stehen.

Es ist bei einem UE mit Software Radio Architektur auch zu analysieren, ob für die Messungen Compressed Mode nur im Downlink oder auch im Uplink durchgeführt werden muss. Im Prinzip betrifft die kurze Unterbrechung der UTRA-FDD Verbindung für Messungen auf anderen Frequenzen nur den Downlink. Unter bestimmten Bedingungen muss aber gleichzeitig auch der Uplink im Compressed Mode übertragen werden, um auch dort eine Leerzeit für die Messung zu gewinnen. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn GSM-1800-Zellen gemessen werden sollen, deren Downlink-Frequenzen im Bereich von 1805-1880 MHz liegen. Normalerweise werden in einem UE bei UTRA-FDD für Up- und Downlink Send- und Empfangsfrequenzen mit einem festen Abstand von 190 MHz generiert und zum gleichzeitigen Empfang und Senden über eine Antenne entkoppelt. Bei gleichzeitigem Empfang eines GSM-1800-Kanals kann der Tx-Rx-Abstand auf 40 MHz sinken, womit eine Entkopplung unmöglich wird [69]. Daher muss bei Messungen von GSM-1800 oder auch gegebenenfalls von UTRA-TDD, das teilweise im Frequenzbereich 1900-1920 MHz liegt, auch der Uplink im Compressed Mode gesendet werden [6]. Bei reinen Pegelmessungen von GSM-900-Zellen reicht gegebenenfalls Compressed Mode im Downlink aus, es kann hierfür aber ein zweiter Frequenzgenerator im UE notwendig werden. Im Falle von Messungen zur Vorsynchronisation muss dagegen nicht nur die empfangene Trägerfrequenz sondern die gesamte Luftschnittstelle gewechselt werden. Bei einem parametergesteuerten Software Radio kann dabei nicht gleichzeitig die UTRA-Uplink-Verbindung aufrechterhalten werden. In diesem Fall muss also auch Compressed Mode im Uplink angewendet werden.

Mit welchen Zeitintervallen die GSM-Messungen durchgeführt werden sollen, wird im Folgenden genauer erklärt. Der Compressed Mode wird durch mehrere Parameter beschrieben [6] (siehe Bild 7.8):

- TGL (Transmission Gap Length) ist die Dauer, in der keine Übertragung bzw. kein Empfang in dem UE stattfindet. Diese Dauer entspricht einer bestimmten Anzahl an Slots innerhalb eines UTRA-Rahmens. Pro Rahmen können maximal sieben Slots nicht übertragen werden [2].
- TGP (Transmission Gap Period) ist die Periodenzeit in UTRA-Rahmen, innerhalb der maximal zwei Übertragungsunterbrechungen stattfinden und deren Muster sich wiederholt.
- TGD (Transmission Gap Distance) ist die Zeitdauer zwischen zwei Übertra-

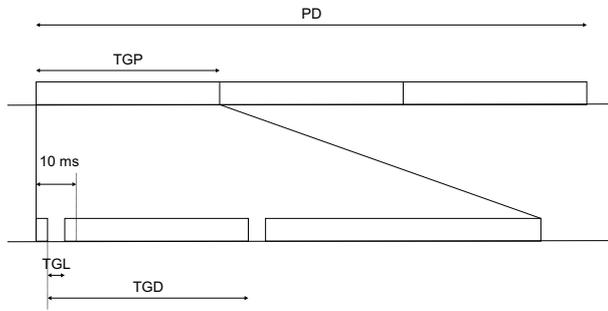


Bild 7.8 Parameter des Compressed Mode

gungsunterbrechungen innerhalb eines TGP. Falls es nur eine Übertragungsunterbrechung innerhalb des TGP gibt, wird TGD auf Null gesetzt.

- PD (Pattern Duration) ist die gesamte Dauer aller TGPs, ausgedrückt in der Anzahl der Rahmen.

Für die Messungen der Pegel von GSM-Basisstationen, mit denen die sechs bestempfangbaren Zellen gefunden werden, sind folgende Parameter in der UTRA-Spezifikation festgelegt [7]:

TGL (Slots)	TGD (Rahmen)	TGP (Rahmen)	PD (Rahmen)
3	0	8	128

Innerhalb der kurzen Messintervalle werden reine Pegelmessungen anderer Zellen durchgeführt, hier muss also nicht die gesamte Luftschnittstelle sondern nur die Trägerfrequenz des Oszillators gewechselt werden. Da im Downlink kein kompletter Slot ausgelassen wird, sondern aus übertragungstechnischen Gründen die Pilotsequenz eines Slots und z.T. auch die TPC-Information noch gesendet wird, ergibt sich bei einer TGL-Dauer von 3 Slots eine Übertragungsunterbrechung zwischen 1,6 und 1,99 ms in Abhängigkeit der Pilot- und TPC-Länge. Diese Zeit entspricht also ungefähr der kurzen Messzeit im GSM-System (vgl. Bild 7.2). In welchem Rahmen einer TGP und in welchen Slots dieses Rahmens die Übertragungsunterbrechung stattfinden soll, ist nicht festgelegt. Dies kann von oberen Schichten angegeben werden. Der zeitliche Abstand der Übertragungsunterbrechung ist aber bei einem festen CM-Muster ca. 78 ms (7 Rahmen und 12 Slots). In GSM treten die kurzen Messintervalle dagegen alle 2,3 ms auf. Die Messungen brauchen nicht

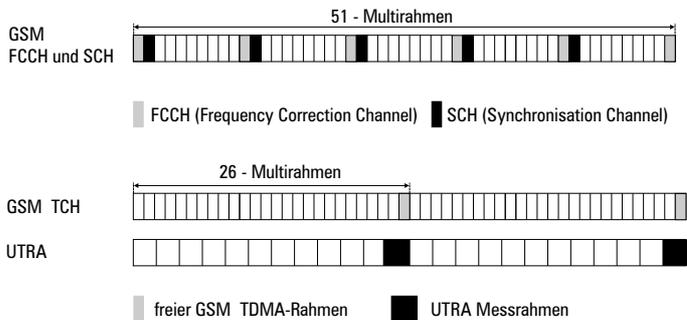


Bild 7.9 Messungen eines UE von GSM FCCH- und SCH Kanälen

unbedingt so oft durchgeführt werden wie bei einem Handover innerhalb des GSM-Systems, da sich durch eine Verzögerung der Handover-Entscheidung bei Verlassen des UTRA-Abdeckungsbereiches nicht das Problem der erhöhten Störung der Nachbarzellen ergibt.

Bei der Vorsynchronisation auf die sechs bestempfangenen GSM-Zellen muss die Luftschnittstelle gewechselt werden. Hierfür wird dem UE in [7] nur $2 \cdot 500 \mu\text{s}$ Zeit zum Trägerwechseln und $200 \mu\text{s}$ zum Wechseln der Luftschnittstelle eingeräumt. In [7] werden 10 verschiedene CM-Muster angegeben, mit denen die erstmalige Vorsynchronisation ohne Vorinformation durchgeführt werden kann. Diese besteht, wie schon in Abschnitt 7.2.1 beschrieben, in der Frequenzsynchronisation mit Hilfe der FCCH-Kanäle und in der Zeitsynchronisation durch Demodulation und Decodierung der SCH-Kanäle. Die TGL kann hierfür 7 Slots (zwischen 4,27 und 4,66 ms), 10 Slots (6,27-6,66 ms) oder 14 Slots (8,93-9,33 ms) lang sein. Welches CM-Muster verwendet wird, hängt davon ab, wie dringend die Messungen sind und wie wichtig die Leistungskontrolle ist, die im CM nicht optimal ist, da zum Teil keine TPC-Information übertragen wird. Ungefähr die gleiche Synchronisationsgeschwindigkeit wie in GSM ergibt sich durch das Muster TGL=10 Slots, TGD=12 Rahmen und TGP= 48 Rahmen. Ein GSM-Multirahmen hat dieselbe Dauer wie 12 UTRA-Rahmen (120 ms), bzw. 6 GSM-Multirahmen bilden einen UTRA-Superrahmen der Dauer 720 ms [147]. Somit ergeben sich dieselben Zeitabstände der langen Messintervalle in GSM, wenn in jedem 12. UTRA-Rahmen Messungen der GSM-Basisstationen durchgeführt werden (siehe Bild 7.9).

Compressed Mode für System-Handover Messungen ist nur bei verbindungsorientierter Übertragung (z.B. bei Sprachübertragung) über UTRA-FDD notwendig. Da Telefonieren in einem UTRA-Netz aber eher teurer als mit GSM sein wird, ist es

eher unwahrscheinlich, dass ein Teilnehmer über das UTRA-Netz telefoniert, wenn das GSM-Netz noch Kapazitäten frei hat. Telefoniert dagegen der Teilnehmer über das UTRA-Netz, weil in GSM keine Kapazitäten frei sind, so wäre ein Handover zu GSM nur dann möglich, wenn der Teilnehmer in eine neue GSM-Zelle mit freien Kapazitäten wechseln kann. Wie oft Compressed Mode für Messungen innerhalb von UTRA verwendet werden muss, hängt vor allem vom Netzaufbau ab. Da zum Beispiel in Deutschland jeder Netzbetreiber nur zwei 5 MHz Frequenzblöcke ersteigern konnte, werden die notwendigen Interfrequency Handover innerhalb von UTRA eher geringer ausfallen, verglichen mit den ursprünglich geplanten UTRA-Netzen mit zum Teil drei Frequenzblöcken. Da innerhalb von Compressed Mode mit einer höheren Leistung gesendet wird, CDMA-Systeme aber leistungsbeschränkt sind, ist klar, dass Compressed Mode Übertragungen möglichst wenig durchgeführt werden sollten. Wie sich zum Beispiel eine Reduzierung des Spreizcodes um den Faktor zwei auf die Bitfehlerrate auswirkt zeigt Bild 7.10. Die Simulationen zeigen die Bitfehlerraten einer Übertragung mit Faltungscodierung mit der Coderate $R_C = 1/3$ und Interleaving über 20 ms, jeweils im Normal und im Compressed Mode für verschiedene Spreizfaktoren. Es wurden zwei Fälle simuliert:

- Der erste Fall ist die Übertragung mit dem Spreizfaktor 32 (SF32), der dann im CM auf 16 reduziert wird (SF16_1). Es werden bei Spreizfaktor 32 pro Slot 140 Datenbits und pro Rahmen 2100 Datenbits übertragen. Es ergibt sich damit für das Interleaving über 20 ms eine Interleaving-Blocklänge von 2100×2 , welche auch bei der Reduzierung des Spreizfaktors auf 16 beibehalten wird.
- Der zweite Fall ist die Übertragung mit dem Spreizfaktor 16 (SF16_2), der dann im CM auf 8 reduziert wird (SF8). Es werden bei Spreizfaktor 16 pro Slot 288 Datenbits und pro Rahmen 4320 Datenbits übertragen. Es ergibt sich damit für das Interleaving über 20 ms eine Interleaving-Blocklänge von 4320×2 , welche auch bei der Reduzierung des Spreizfaktors auf 8 beibehalten wird.

Durch die unterschiedlichen Interleaver-Blocklängen ergeben sich für den Spreizfaktor 16 zwei unterschiedliche Bitfehlerkurven. Aus Bild 7.10 kann abgelesen werden, dass im ersten Fall die Übertragung im CM einen Verlust von ca. 1,4 dB und im zweiten einen Verlust von ca. 3 dB jeweils bei der Bitfehlerrate 10^{-3} ergibt. Diese Verluste müssen im Compressed Mode durch die Übertragung mit einer höheren Sendeleistung ausgeglichen werden.

Bei der Durchführung eines nahtlosen System-Handover sollte das Wechseln der

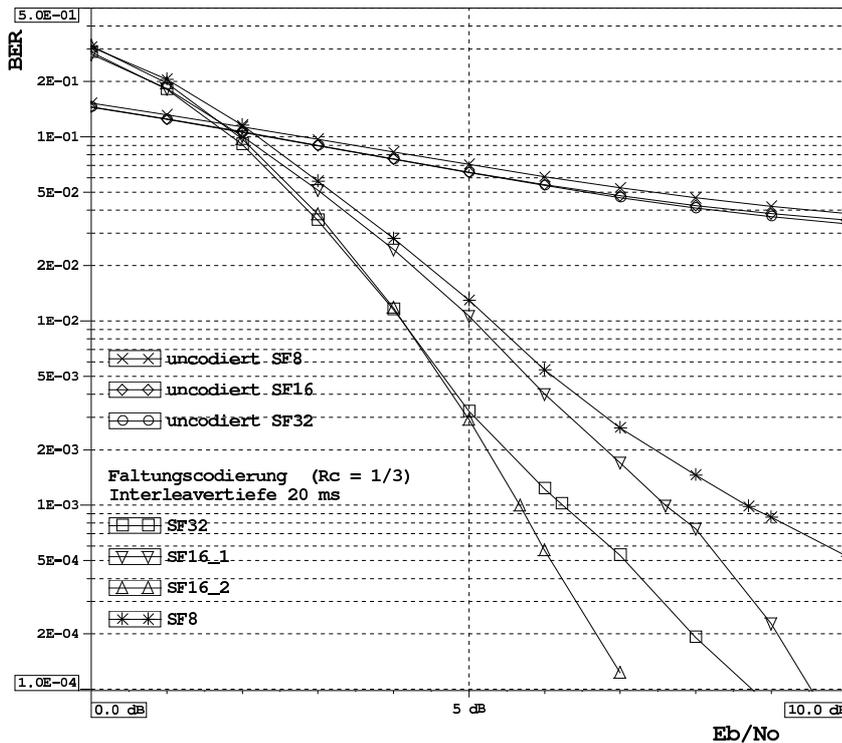


Bild 7.10 Simulationsergebnisse für Normal und Compressed Mode bei Reduzierung des Spreizfaktors um zwei

Trägerfrequenz und der Parameter der Luftschnittstelle möglichst schnell durchgeführt werden, da sonst der Teilnehmer vor allem bei Sprachübertragung eine Unterbrechung wahrnehmen würde. Bei Datenübertragungen sind kleine, durch System-Handover und die dafür notwendige Umstellung der Luftschnittstelle erzeugte Zeitverzögerungen aber zumutbar. Wie schnell hierfür die Luftschnittstelle umgeschaltet werden können muss, ist in den UTRA-Spezifikationen (Release 1999) nicht genau angegeben. Es sollen aber sowohl bei einem Handover von GSM zu UTRA wie auch von UTRA zu GSM die kurzzeitigen Qualitätseinbrüche, die bei einem Handover entstehen, entsprechend den Anforderung innerhalb des GSM-Systems begrenzt werden [1]. Innerhalb von GSM wird ein Handover von einem Burst zum anderen vollzogen, wobei am Anfang zuerst statt normalen Bursts kurze RACH-

Bursts gesendet werden, wenn noch keine Information über den Timing Advance für die neue Basisstation bekannt ist. Da in dem GSM-System das Umschalten zwischen Empfang und Senden maximal in ca. $921 \mu\text{s}$ durchgeführt werden muss, wird auch bei einem Handover kein schnelleres Umschalten verlangt werden. Je nachdem, wie die Rahmen der alten und neuen Basisstation zueinander liegen und welcher Zeitschlitz jeweils bei der alten und neuen Verbindung belegt wird, kann die Zeit zwischen letztem an die alte Basisstation gesendeten und dem ersten von der neuen Basisstation empfangenen Burst auch relativ lang (max. 7 GSM-Bursts, also ca. 4 ms) sein.

Ausschlaggebend, wie schnell in einem UE die Luftschnittstelle gewechselt werden können muss, ist damit das Umschalten der Luftschnittstelle während der Vorsynchronisation auf eine GSM-Zelle bei einem CM während einer UTRA-FDD Verbindung. Können die Luftschnittstelle und die Trägerfrequenz nicht innerhalb von ca. $600 \mu\text{s}$ umgeschaltet werden, wie in der UTRA-Spezifikation gefordert, könnte für die Vorsynchronisation immer mit den CM-Mustern mit längeren Idle Times (TGL = 10 oder 14 Slots) übertragen werden. Dies hat den Nachteil, dass stärkere Störungen anderer Teilnehmer entstehen. Ob Software Radios mit einer gemeinsamen Hardware-Plattform ohne Redundanz für UTRA zum Einsatz kommen, hängt somit sehr stark davon ab, wie schnell der Wechsel von UTRA zu GSM und umgekehrt durchgeführt werden kann.

7.3 Zusammenfassung

Abschließend wurde zunächst die mögliche Hardware-Einsparung durch die gemeinsame Nutzung der parametrisierten Basisbandfunktionen für verschiedene Mobilfunksysteme diskutiert. Abhängig davon, wieviele gemeinsame Systeme implementiert werden sollen und wie ähnlich diese Systeme sind, ergeben sich erhebliche Einsparungen. Ein weiterer Vorteil der parametrisierten Basisbandfunktionen ist, dass diese Vorgehensweise auch bei der Entwicklung und Herstellung verschiedenster Mobilfunkgeräte eine Einsparung an Arbeitsaufwand bedeutet, da allgemeine Funktionen in mehrere Geräte einfließen können. Zudem wurde herausgearbeitet wie schnell die Luftschnittstelle rekonfiguriert werden muss, um nahtlose System-Handover zum Beispiel von UTRA-FDD zu GSM zu ermöglichen. Aufgrund der notwendigen Vorsynchronisationen auf in Frage kommende GSM-Basisstationen, die noch während der laufenden (UTRA-)Verbindung durchgeführt werden müssen, ergeben sich sehr kurze Zeiten für das Umschalten der Luftschnittstelle von ca. $600 \mu\text{s}$. Ist die Rekonfiguration in dieser Zeit nicht realisierbar, gibt es auch die Möglichkeit einen weiteren Transceiver für diese Funktionen in das Mo-

bilfunkgerät zu integrieren, wobei dies natürlich nicht dem ursprünglichen Konzept eines Software Radios entspricht. Es ist aber auch klar, dass eine Rekonfiguration des Software Radios anhand eines Software-Download erst recht keine nahtlosen System-Handover ermöglichen.

A Herleitungen zum MAP-Algorithmus

An dieser Stelle soll die Berechnung der Übergangswahrscheinlichkeiten $\gamma_k(s', s) = p(\mathbf{r}_k, s|s')$ genauer beschrieben werden. Zunächst gilt

$$p(\mathbf{r}_k, s|s') = p(\mathbf{r}_k|s', s) \cdot P(s'|s) = p(\mathbf{r}_k|s', u_k) \cdot P(U_k = u_k). \quad (\text{A.1})$$

Die Wahrscheinlichkeit $P(U_k = u_k)$ kann nun wie folgt mit der intrinsischen Information $L_i(U_k)$ dargestellt werden. Für die A-priori-Wahrscheinlichkeit $L_i(U_k)$ gilt für binäre $u_k \in \{-1, +1\}$

$$\begin{aligned} L_i(U_k) &= \ln \left(\frac{P(U_k = +1)}{P(U_k = -1)} \right) = \ln \left(\frac{P(U_k = +1)}{1 - P(U_k = +1)} \right) \\ &= \ln \left(\frac{1 - P(U_k = -1)}{P(U_k = -1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

bzw.

$$\exp(L_i(U_k)) = \frac{P(U_k = +1)}{1 - P(U_k = +1)} = \frac{1 - P(U_k = -1)}{P(U_k = -1)} \quad (\text{A.3})$$

Hiermit erhält man durch Auflösen nach $P(U_k = -1)$ bzw. $P(U_k = +1)$

$$P(U_k = \pm 1) = \frac{e^{\pm L_i(U_k)}}{1 + e^{\pm L_i(U_k)}} = \frac{e^{\pm L_i(U_k)/2}}{1 + e^{\pm L_i(U_k)/2}} \cdot e^{\pm L_i(U_k)/2}. \quad (\text{A.4})$$

Der erste Faktor der rechten Seite aus Gleichung (A.4) ist unabhängig von u_k , wegen

$$\frac{e^{+L_i(U_k)/2}}{1 + e^{+L_i(U_k)}} = \frac{e^{-L_i(U_k)} \cdot e^{+L_i(U_k)/2}}{e^{-L_i(U_k)} \cdot (1 + e^{+L_i(U_k)})} = \frac{e^{-L_i(U_k)/2}}{1 + e^{-L_i(U_k)}} = \check{C}_k \quad (\text{A.5})$$

und kann daher als Faktor in der LLR-Berechnung in (4.43) weggelassen werden. Damit ergibt sich bei binären u_k

$$P(U_k = \pm 1) = \check{C}_k \cdot e^{u_k L_i(U_k)/2}. \quad (\text{A.6})$$

Um eine allgemeinere Darstellung zu erhalten, bei der u_k zwar zunächst nur zwei Werte annehmen kann, diese aber nicht unbedingt $+1$ und -1 sein müssen, sondern allgemein mit $u^{(1)}$ und $u^{(2)}$ bezeichnet werden, ergeben sich mit

$$L_i(U_k) = \ln \left(\frac{P(U_k = u^{(1)})}{P(U_k = u^{(2)})} \right) \quad (\text{A.7})$$

die Wahrscheinlichkeiten

$$P(U_k = u^{(1)}) = \tilde{C}_k \cdot e^{+L_i(U_k)/2} \quad (\text{A.8})$$

und

$$P(U_k = u^{(2)}) = \tilde{C}_k \cdot e^{-L_i(U_k)/2}. \quad (\text{A.9})$$

Die Wahrscheinlichkeit $p(\mathbf{r}_k | s', u_k)$ aus (A.1) lässt sich auf ähnliche Weise herleiten. Es ist

$$p(\mathbf{r}_k | s', u_k) = p(\mathbf{r}_k | \mathbf{b}_k) = \prod_{l=1}^Q p(r_{l,k} | b_{l,k}) \quad (\text{A.10})$$

da \mathbf{b}_k durch s' und u_k eindeutig bestimmt ist. Hier können wiederum die bedingten Dichten $p(r_{l,k} | b_{l,k})$ mit $L_C^{(k)}$ dargestellt werden. Bei reinem AWGN-Kanal (bzw. idealer Entzerrung) ist $r_{l,k} = b_{l,k} + n_{l,k}$, mit dem abgetasteten, tiefpassbegrenzten weißen Gaußschen Rauschprozess $n_{l,k}$. Durch Variablentransformation kann nun die bedingte Dichte folgendermassen berechnet werden [99]

$$p_R(r_{l,k} | B_{l,k} = \pm 1) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{E_{cb}}{2\sigma_n^2} (r_{l,k} \mp 1)^2 \right\} \quad (\text{A.11})$$

$\sigma_n^2 = N_0/2$ steht für die Varianz des reellwertigen Rauschens n_k . E_{cb} stellt die Energie pro gesendetem (codierten) Bit dar und ist damit je nach Coderate kleiner als die Energie pro Informationsbit E_b . Das bedingte LLR von $r_{l,k}$ lässt sich dann

zu

$$\begin{aligned}
L_R(r_{l,k}|B_{l,k}) &= \ln \frac{p_R(r_{l,k}|B_{l,k} = +1)}{p_R(r_{l,k}|B_{l,k} = -1)} \\
&= \ln \frac{\exp\left(-\frac{E_{cb}}{N_0}(r_{l,k} - 1)^2\right)}{\exp\left(-\frac{E_{cb}}{N_0}(r_{l,k} + 1)^2\right)} \\
&= \left(-\frac{E_{cb}}{N_0}(r_{l,k} - 1)^2 + \frac{E_{cb}}{N_0}(r_{l,k} + 1)^2\right) \\
&= \left(4 \frac{E_{cb}}{N_0} \cdot r_{l,k}\right) = L_C^{(k)} \cdot r_{l,k} \tag{A.12}
\end{aligned}$$

vereinfachen, wobei $L_C^{(k)} = 4 \frac{E_{cb}}{N_0}$ gilt. Entsprechend den obigen Rechnungen in (A.2) bis (A.4) zu $P(U_k = \pm 1)$ ergibt sich

$$p(r_{l,k}|b_{l,k}) = \tilde{C}_{l,k} \cdot \exp\left(b_{l,k} \cdot L_C^{(k)} \cdot r_{l,k}/2\right), \tag{A.13}$$

wobei wieder gezeigt werden kann, dass $\tilde{C}_{l,k}$ unabhängig von $b_{l,k}$ ist. Insgesamt ergibt sich mit $C_k = \tilde{C}_{l,k} \cdot \tilde{C}_k$ für die Übergangswahrscheinlichkeiten

$$\begin{aligned}
\gamma_k(s', s) &= C_k \cdot \prod_{l=1}^Q \exp\left(b_{l,k} \cdot L_C^{(k)} \cdot r_{l,k}/2\right) \cdot e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2} \\
&= C_k \cdot \exp\left(\frac{1}{2} \sum_{l=1}^Q b_{l,k} \cdot L_C^{(k)} \cdot r_{l,k}\right) \cdot e^{u_k \cdot L_i(U_k)/2} \tag{A.14}
\end{aligned}$$

B Darstellung von CPM-Signalen nach Laurent

Jede CPM-Modulation wird bestimmt durch die Phasenantwort

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{für } t \leq 0 \\ 0,5 & \text{für } t \geq L_G T \end{cases}, \quad (\text{B.1})$$

also durch das Integral über den (kausalen) Frequenzimpuls $g(t)$ und durch den Modulationsindex h . Die komplexe Einhüllende eines CPM-Signals besitzt die allgemeine Form

$$s(t) = \exp \left[j2\pi h \sum_{k=0}^{\infty} d_k \cdot q(t - kT) \right]. \quad (\text{B.2})$$

Da die Bits d_k ab dem Zeitpunkt $t = kT$ übertragen werden, liefern zum Zeitpunkt $t = \mu T + \tau$ mit $0 \leq \tau < T$ die Bits $d_{\mu+i}$, $i \in \mathbb{N}$, noch keinen Beitrag zu $s(t)$. Mit Gleichung (B.1) gilt für (B.2) zum Zeitpunkt $t = \mu T + \tau$:

$$\begin{aligned} s(\mu T + \tau) &= \exp \left[j2\pi h \sum_{k=0}^{\mu-L_G} d_k \cdot q(\mu T + \tau - kT) \right] \\ &\quad \cdot \exp \left[j2\pi h \sum_{k=\mu-L_G+1}^{\mu} d_k \cdot q(\mu T + \tau - kT) \right] \\ &= \exp \left[jh\pi \sum_{k=0}^{\mu-L_G} d_k \right] \cdot \prod_{i=0}^{L_G-1} \exp [j2\pi h d_{\mu-i} \cdot q(iT + \tau)] \\ &= \exp \left[jh\pi \sum_{k=0}^{\mu-L_G} d_k \right] \cdot \prod_{i=0}^{L_G-1} \Lambda_i(\mu T + \tau) \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Die Exponential-Terme auf der rechten Seite können aufgespalten werden in eine Summe von zwei Termen

$$\begin{aligned}\Lambda_i(\mu T + \tau) &= \cos[2\pi h d_{\mu-i} \cdot q(iT + \tau)] + j \sin[2\pi h d_{\mu-i} \cdot q(iT + \tau)] \\ &= \frac{\sin(h\pi) \cdot \cos[2\pi h d_{\mu-i} \cdot q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &\quad + j \frac{\sin(h\pi) \cdot \sin[2\pi h d_{\mu-i} \cdot q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)}\end{aligned}\quad (\text{B.4})$$

Da die Datenbits binär sind ($d_n \in \{-1, 1\}$), folgt

$$\begin{aligned}\cos(d_n \cdot \alpha) &= \cos(\alpha) \\ \sin(d_n \cdot \alpha) &= d_n \cdot \sin(\alpha)\end{aligned}\quad (\text{B.5})$$

Damit kann (B.4) weiter umgeformt werden:

$$\begin{aligned}\Lambda_i(\mu T + \tau) &= \frac{\sin(h\pi) \cdot \cos[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &\quad + j \frac{\sin(h\pi) \cdot d_{\mu-i} \cdot \sin[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &= \frac{\sin[h\pi - 2\pi h q(iT + \tau)] + \cos(h\pi) \cdot \sin[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &\quad + j \frac{\sin(h\pi d_{\mu-i}) \cdot \sin[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &= \frac{\sin[h\pi - 2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &\quad + [\cos(h\pi d_{\mu-i}) + j \sin(h\pi d_{\mu-i})] \cdot \frac{\sin[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)}\end{aligned}$$

Damit gilt:

$$\begin{aligned}\Lambda_i(\mu T + \tau) &= \frac{\sin[h\pi - 2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)} \\ &\quad + \exp[jh\pi d_{\mu-i}] \cdot \frac{\sin[2\pi h q(iT + \tau)]}{\sin(h\pi)}\end{aligned}\quad (\text{B.6})$$

Um diese Gleichung zu vereinfachen, wird die verallgemeinerte Phasenimpulsfunktion $\phi(t)$ eingeführt:

$$\begin{aligned}\phi(t) &= q(t) - q(t - L_G T) \\ &= \begin{cases} q(t) & \text{für } 0 \leq t \leq L_G T \\ 0,5 - q(t - L_G T) & \text{für } t > L_G T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Sie ist auf das Intervall $0 \leq t \leq 2L_G T$ begrenzt. Die Brüche in Gleichung (B.6) können mit Hilfe dieser Phasenimpulsantwort mit Grundimpulsen $S_n(t)$ dargestellt werden:

$$S_i(\mu T + \tau) = \frac{\sin[2\pi h \phi((\mu + l)T + \tau)]}{\sin(h\pi)} \quad (\text{B.8})$$

Gleichung (B.8) in (B.6) eingesetzt ergibt

$$\Lambda_i(\mu T + \tau) = S_{i+L_G-\mu}(\mu T + \tau) + \exp[jh\pi d_{\mu-i}] \cdot S_{i-\mu}(\mu T + \tau). \quad (\text{B.9})$$

Somit kann das CPM-Signal aus Gleichung (B.3) mit (B.9) wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned}s(\mu T + \tau) &= \exp \left[jh\pi \sum_{n=0}^{\mu-L_G} d_n \right] \\ &\cdot \prod_{i=0}^{L_G-1} [S_{i+L-\mu}(\mu T + \tau) + \exp(jh\pi d_{\mu-i}) S_{i-\mu}(\mu T + \tau)] \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Die rechte Seite des Ausdrucks entspricht einer Summe von 2^{L_G} Summanden. Diese Summanden bestehen jeweils aus dem Produkt von L_G Grundimpulsen $S_l(t)$ und einem komplexen Phasenterm. Man kann zeigen, dass nur $N_c = 2^{L_G-1}$ verschiedene Produkte der Grundimpulse, genannt Elementarimpulse $C_m(t)$, und zeitverschobene $C_m(t)$ als Terme auftreten. Dies wird später am Beispiel $L_G = 4$ erläutert. Die $C_m(t)$ werden wie folgt definiert:

$$C_m(t) = \begin{cases} S_0(t) \cdot \prod_{l=1}^{L_G-1} S_{l+L_G-\nu_{m,l}}(t) & \text{für } 0 \leq t \leq T \cdot L_m \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

$$L_m = \min_{l \in \{1, 2, \dots, L_G-1\}} [L_G(2 - \nu_{m,l}) - l] \quad (\text{B.12})$$

basierend auf der binären Darstellung von $m = 0, \dots, N_c - 1$

$$m = \sum_{l=1}^{L_G-1} 2^{l-1} \nu_{m,l}, \quad \nu_{m,l} \in \{0; 1\} \quad (\text{B.13})$$

$T \cdot L_m$ ist die jeweilige Dauer der N_c Elementarimpulse. Es gilt:

$$\begin{aligned} L_0 &= L_G + 1 \\ L_1 &= L_G - 1 \\ L_2 &= L_3 = L_G - 2 \\ L_4 &= L_5 = L_6 = L_7 = L_G - 3 \\ &\dots = \dots \\ L_{N_c/2} &= \dots = L_{N_c-1} = 1 \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

Somit erhält man nun für alle Zeitpunkte t die folgende Darstellung der komplexen Einhüllenden eines CPM-Signals $s(t)$:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_c-1} \exp[jh\pi A_{m,k}] \cdot C_m(t - kT) \quad (\text{B.15})$$

mit den akkumulierten Datenbits

$$\begin{aligned} A_{m,k} &= \sum_{i=0}^k d_i - \sum_{l=1}^{L_G-1} d_{k-l} \cdot \nu_{m,l} \\ &= A_{0,k} - \sum_{l=1}^{L_G-1} d_{k-l} \cdot \nu_{m,l} \end{aligned}$$

Das CPM-Signal wird also durch eine Summe gewichteter Elementarimpulse $C_m(t)$ ausgedrückt. Diese Darstellung ist exakt, bis auf das Abschneiden des Frequenzimpulses auf die Länge L_G . Eine Untersuchung verschiedener CPM-Signale und deren Darstellung mit Hilfe dieser Formel von Laurent ist z.B. in [80] ausführlich beschrieben.

Beispiel für $L_G = 4$

An diesem Beispiel soll nun erläutert werden, wie (B.15) aus (B.10) folgt. Für $L_G = 4$ ergeben sich $N_c = 8$ unterschiedliche Elementarimpulse

$$\begin{aligned} C_0(t) &= S_0(t) \cdot S_1(t) \cdot S_2(t) \cdot S_3(t) \\ C_1(t) &= S_0(t) \cdot S_5(t) \cdot S_2(t) \cdot S_3(t) \\ C_2(t) &= S_0(t) \cdot S_1(t) \cdot S_6(t) \cdot S_3(t) \\ C_3(t) &= S_0(t) \cdot S_5(t) \cdot S_6(t) \cdot S_3(t) \\ C_4(t) &= S_0(t) \cdot S_1(t) \cdot S_2(t) \cdot S_7(t) \\ C_5(t) &= S_0(t) \cdot S_5(t) \cdot S_2(t) \cdot S_7(t) \\ C_6(t) &= S_0(t) \cdot S_1(t) \cdot S_6(t) \cdot S_7(t) \\ C_7(t) &= S_0(t) \cdot S_5(t) \cdot S_6(t) \cdot S_7(t) \end{aligned}$$

Mit $J_i = \exp(jh\pi d_{\mu-i})$ ist

$$\begin{aligned} & \prod_{i=0}^{L_G-1} [S_{i+L_G-\mu}(\mu T + \tau) + \exp(jh\pi d_{\mu-i}) S_{i-\mu}(\mu T + \tau)] \\ &= [S_{4-\mu}(t) + J_0 S_{-\mu}(t)] \cdot [S_{5-\mu}(t) + J_1 S_{1-\mu}(t)] \\ & \quad \cdot [S_{6-\mu}(t) + J_2 S_{2-\mu}(t)] \cdot [S_{7-\mu}(t) + J_3 S_{3-\mu}(t)] \\ &= [S_{4-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) + J_1 S_{1-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) + J_0 S_{-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) \\ & \quad + J_0 J_1 S_{-\mu}(t) S_{1-\mu}(t)] \cdot [S_{6-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_3 S_{3-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) \\ & \quad + J_2 S_{2-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_2 J_3 S_{2-\mu}(t) S_{3-\mu}(t)] \\ &= S_{4-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_3 S_{3-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{6-\mu}(t) + J_2 S_{2-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_2 J_3 S_{2-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{3-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) + J_1 S_{1-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{7-\mu}(t) + J_1 J_3 S_{1-\mu}(t) S_{3-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) + J_1 J_2 \\ & \quad \cdot S_{1-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_1 J_2 J_3 S_{1-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{3-\mu}(t) S_{4-\mu}(t) + J_0 S_{-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) \\ & \quad + J_0 J_3 S_{-\mu}(t) S_{3-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) + J_0 J_2 S_{-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{5-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_0 J_2 J_3 S_{-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) S_{3-\mu}(t) S_{5-\mu}(t) \\ & \quad + J_0 J_1 S_{-\mu}(t) S_{1-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) S_{7-\mu}(t) + J_0 J_1 J_3 S_{-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{1-\mu}(t) S_{3-\mu}(t) S_{6-\mu}(t) + J_1 J_1 J_2 S_{-\mu}(t) S_{1-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) \\ & \quad \cdot S_{7-\mu}(t) + J_0 J_1 J_2 J_3 S_{-\mu}(t) S_{1-\mu}(t) S_{2-\mu}(t) S_{3-\mu}(t). \end{aligned}$$

Ausgedrückt mit den Elementarimpulsen $C_m(t)$ ergibt sich mit $\prod_{i=1}^3 J_i = \tilde{J}_l$

$$\begin{aligned} \prod_{i=0}^{L_G-1} \Lambda_i &= \sum_{l=0}^4 \tilde{J}_l C_0(t + (l - \mu)T) + \sum_{l=0}^2 \frac{\tilde{J}_l}{J_{l+1}} C_1(t + (l - \mu)T) \\ &+ \sum_{l=0}^1 \frac{\tilde{J}_l}{J_{l+2}} C_2(t + (l - \mu)T) + \sum_{l=0}^1 \frac{\tilde{J}_l}{J_{l+1}J_{l+2}} C_3(t + (l - \mu)T) \\ &+ \frac{\tilde{J}_0}{J_3} C_4(t + (l - \mu)T) + \frac{\tilde{J}_0}{J_1J_3} C_5(t + (l - \mu)T) \\ &+ \frac{\tilde{J}_0}{J_2J_3} C_6(t + (l - \mu)T) + \frac{\tilde{J}_0}{J_1J_2J_3} C_7(t + (l - \mu)T) \end{aligned}$$

Dies eingesetzt in (B.10) unter der Berücksichtigung von (B.14) ergibt (B.15) mit $L_G = 4$ für den allgemeinen Zeitpunkt t .

Beispiel MSK mit $L_G = 1$

Bei der MSK ist $L_G = 1$, das heißt es gibt nur einen Elementarimpuls

$$C_{0,\text{MSK}}(t) = S_0(t) = \sin[\pi\phi(t)]. \quad (\text{B.16})$$

Da der Frequenzimpuls hier

$$g(t) = \frac{1}{2T} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (\text{B.17})$$

ist, und damit die Phasenimpulsantwort

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{für } t \leq 0 \\ \frac{t}{2T} & \text{für } 0 \leq t \leq T \\ 0,5 & \text{für } t \geq T \end{cases} \quad (\text{B.18})$$

beträgt, ist der Hauptimpuls hier

$$C_{0,\text{MSK}}(t) = \begin{cases} \sin(\pi t/2T) & 0 \leq t \leq 2T \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

Ein MSK-Signal hat also folgende Form

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} z_k \cdot C_{0,\text{MSK}}(t - kT). \quad (\text{B.20})$$

C Verwendete Mobilfunkkanalmodelle

Hier werden die in dieser Arbeit verwendeten Mehrwegemodelle aufgelistet (vergl. Abschnitt 6.2).

C.1 Mehrwegekanalmodelle für GSM

Die folgende Mehrwegekanalmodelle für GSM stammen aus [31] bzw. [44].

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	0,0	1,000	0,0	RICE
2	0,1	0,398	-4,0	CLASSIC
3	0,2	0,158	-8,0	CLASSIC
4	0,3	0,063	-12,0	CLASSIC
5	0,4	0,025	-16,0	CLASSIC
6	0,5	0,010	-20,0	CLASSIC

Tabelle C.1 GSM-Verzögerungs-Leistungsprofil RURAL AREA

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	0,0	1,000	0,0	CLASSIC
2	0,1	0,708	-1,5	CLASSIC
3	0,3	0,355	-4,5	CLASSIC
4	0,5	0,178	-7,5	CLASSIC
5	15,0	0,158	-8,0	CLASSIC
6	17,2	0,017	-17,7	CLASSIC

Tabelle C.2 GSM-Verzögerungs-Leistungsprofil HILLY TERRAIN

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	0,0	0,501	-3,0	CLASSIC
2	0,2	1,000	0,0	CLASSIC
3	0,5	0,631	-2,0	CLASSIC
4	1,6	0,251	-6,0	CLASSIC
5	2,3	0,158	-8,0	CLASSIC
6	5,0	0,100	-10,0	CLASSIC

Tabelle C.3 GSM-Verzögerungs-Leistungsprofil TYPICAL URBAN

C.2 Mehrwegekanalmodelle für DECT

Diese Mehrwegekanalmodelle für DECT sind aus [168].

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	0,0	1,000	0,0	CLASSIC
2	0,1	0,398	-4,0	CLASSIC
3	0,2	0,159	-8,0	CLASSIC
4	0,3	0,071	-11,5	CLASSIC
5	0,4	0,028	-15,5	CLASSIC
6	0,5	0,011	-19,5	CLASSIC

Tabelle C.4 DECT-Verzögerungs-Leistungsprofil $\Delta S = 100$ ns

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	0,0	1,000	0,0	CLASSIC
2	0,1	0,562	-2,5	CLASSIC
3	0,2	0,447	-3,5	CLASSIC
4	0,3	0,282	-5,5	CLASSIC
5	0,5	0,501	-3,0	CLASSIC
6	1,0	0,036	-14,5	CLASSIC

Tabelle C.5 DECT-Verzögerungs-Leistungsprofil $\Delta S = 200 \text{ ns}$

C.3 Mehrwegekanalmodelle für UTRA

Die Mehrwegekanalmodelle für UTRA sind aus [45] und wurden etwas modifiziert, da für die aktuelle Version des Standards die Chipdauer geändert wurde.

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	$0 \cdot T = 0,0$	1,000	0,0	CLASSIC
2	$1 \cdot T = 0,26042$	0,562	-2,5	CLASSIC
3	$2 \cdot T = 0,52084$	0,219	-6,6	CLASSIC
4	$3 \cdot T = 0,78126$	0,112	-9,5	CLASSIC
5	$4 \cdot T = 1,04168$	0,050	-13,0	CLASSIC
6	$5 \cdot T = 1,3021$	0,044	-13,6	CLASSIC
7	$7 \cdot T = 1,82294$	0,028	-15,5	CLASSIC
8	$8 \cdot T = 2,08336$	0,003	-25,5	CLASSIC
9	$10 \cdot T = 2,6042$	0,007	-21,5	CLASSIC
10	$11 \cdot T = 2,86462$	0,003	-25,5	CLASSIC

Tabelle C.6 UTRA-Verzögerungs-Leistungsprofil Vehicular A

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	$0 \cdot T = 0,0$	0,562	-2,5	CLASSIC
2	$1 \cdot T = 0,26042$	1,000	0,0	CLASSIC
3	$36 \cdot T = 9,37512$	0,052	-12,8	CLASSIC
4	$53 \cdot T = 13,80226$	0,100	-10,0	CLASSIC
5	$70 \cdot T = 18,2294$	0,003	-25,2	CLASSIC
6	$82 \cdot T = 21,35444$	0,025	-16,0	CLASSIC

Tabelle C.7 UTRA-Verzögerungs-Leistungsprofil Vehicular B

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	$0 \cdot T = 0,0$	1,000	0,0	FLAT
2	$1 \cdot T = 0,26042$	0,112	-9,5	FLAT
3	$2 \cdot T = 0,52084$	0,0005	-33,4	FLAT

Tabelle C.8 UTRA-Verzögerungs-Leistungsprofil Indoor Office A

Tap	relative Verzögerung (μs)	relative mittlere Leistung (lin.)	relative mittlere Leistung (dB)	Doppler Spectrum
1	$0 \cdot T = 0,0$	1,000	0,0	CLASSIC
2	$1 \cdot T = 0,26042$	0,054	-12,7	CLASSIC
3	$2 \cdot T = 0,52084$	0,004	-24,5	CLASSIC

Tabelle C.9 UTRA-Verzögerungs-Leistungsprofil Indoor to Outdoor and Pedestrian A

D Parameterlisten für verschiedene Übertragungsmodi

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Parameter zur Steuerung der Luft-schnittstelle aufgeführt. Als Beispiele wurden jeweils zwei Übertragungsmodi aus GSM, DECT und UTRA-FDD ausgewählt: Die GSM-Kanäle sind der TCH/FS und der TCH/F2.4. Die DECT-Kanäle sind der P32 Burst im unprotected mode und der P80 im protected mode. Bei UTRA können sich die Übertragungen im Up- und Downlink unterscheiden, daher wurden als Beispiel einmal die Parametrisierung für eine Übertragung mit Turbocodierung im Downlink und einmal die Übertragung mit einer Faltungscodierung im Uplink aufgeführt. Entsprechende Parameter können auch für die Kanalcodierung der SACCH- Daten eingeführt werden.

	GSM		DECT		UTRA-FDD	
	FS	F2.4	P32 u.	P80 p.	T. DL	F. UL
Kanalcodierung						
N Class 1	182	72	320	64	3037	392
N Class 1a	50	72	320	64	3037	392
N Class 2	78	0	0	0	0	0
CCCODE Length DATAInput	0	0	0	0	0	0
Importance Order	-1	-1	-1	-1	-1	-1
Cycl1 Generator Polynomial	11	0	0	66953	0	0
Cycl1 Start State	0	0	0	0	0	0
Cycl1 BitInversion	1	0	0	-1	0	0
Cycl1 N Checkbits	3	0	0	16	0	0
Conv Tailbits Value	0	0	0	0	-1	0
Conv Tailbits Offset	0	0	0	0	0	0
Sorter OnOff	1	0	0	0	0	0
Conv Input Length	189	76	0	0	3037	380
Conv Rate 1 over x	2	6	1	1	2	3
Conv Generator Polynomial 1	25	27	1	1	13	493
Conv Generator Polynomial 2	27	21	0	0	11	411
Conv Generator Polynomial 3	0	31	0	0	15	295
Conv Generator Polynomial 4	0	0	0	0	0	0
Conv Max Degree Polynomials	4	4	0	0	3	8
Conv Termination OnOff	1	1	0	0	1	1

Conv Recursive	0	0	0	0	1	0
Rate Matching OnOff	0	0	0	0	1	1
Punct Offset	-1	-1	-1	-1	-1	-1
Punct Factor	0	0	0	0	0	0
Punct Off 1	0	0	0	0	0	0
Punct On 2	0	0	0	0	0	0
Punct Off 2	0	0	0	0	0	0
Scrambler OnOff	0	0	1	1	0	0
X Field Input Length	0	0	80	160	0	0
X Field Offset	0	0	48	64	0	0
X Field Length	0	0	4	4	0	0
X Field Generator Polynomial	0	0	17	17	0	0
Interleaving						
Frame Length Interleaver 1	456	456	320	800	72960	2400
DataSetNumber Interleaver 1	2	4	1	1	-1	-1
Depth Interleaver 1	8	24	1	1	8	2
Frame Length Interleaver 2	456	456	320	800	9120	80
DataSetNumber Interleaver 2	1	1	1	1	-1	-1
Depth Interleaver 2	1	1	1	1	1	1
Burstbildung						
BurstLength	148	148	424	904	640	90
Data Bursts per Multiframe	24	24	1	1	1	1
Key First Data Field	0	0	0	0	1	0
First Data Field Length	0	0	0	0	120	0
First Data Field Position	0	0	0	0	1	0
Sym Data Field Length	57	57	164	404	244	40
Sym Data Field Position1	1	1	3	3	3	1
Sym Data Field Position2	5	5	4	4	4	2
Synch Length	26	26	32	32	16	8
Synch Position	3	3	1	1	5	3
Synch DataSetNumber	1-8	1-8	15-16	15-16	18	19
PilotNumber	1	1	1	1	0-15	0-15
SACCH Length	0	0	64	64	16	2
SACCH Position	0	0	2	2	2	4
CCode Length	0	0	0	0	0	0
CCode Position	0	0	0	0	0	0
Stealflag1 Length	1	1	0	0	0	0
Stealflag1 Position	2	2	0	0	0	0
Stealflag1 Value	0	0	0	0	0	0
Stealflag2 Length	1	1	0	0	0	0

Stealflag2 Position	4	4	0	0	0	0
Stealflag2 Value	0	0	0	0	0	0
Tailbits1	3	3	0	0	0	0
Tailbits2	3	3	0	0	0	0
Modulation						
Precoder On Off	1	1	0	0	0	0
NRZ On Off	1	1	-1	-1	-1	-1
Mod FIR Filter Number	1	1	3	3	5	5
Mod Num Coeff	180	180	180	180	288	288
Modulation Number	1	1	1	1	5	4
Spreadingfactor I	1	1	1	1	8	32
Spreadingfactor Q	1	1	1	1	8	256
Spreading Code Number I	1	1	1	1	6	24
Spreading Code Number Q	1	1	1	1	6	256
Mod Scrambler Seed	0	0	0	0	178	567
Mod Scrambler OnOff	0	0	0	0	1	1
I Length	1	1	1	1	1	80
Q Length	1	1	1	1	1	10

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

2G	Second Generation
3G	Third Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
ACTS	Advanced Communications Technologies and Services
A/D	Analog/Digital
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation
AKF	Autokorrelationsfunktion
AM/AM	Amplitude Modulation/Amplitude Modulation Conversion
AM/PM	Amplitude Modulation/Phase Modulation Conversion
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AMR	Adaptive Multi-Rate
ARQ	Automatic Repeat Request
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCCH	Broadcast Control Channel
BCH	Broadcast Channel
BCH	Bose Chaudhuri Hocquenghem
BCJR	Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv
BER	Bit Error Rate
BP	Bandpass
BS	Base Station
BSC	Base Station Controller
BSIC	Base Station Identity Code
BSS	Base Station Subsystem
BT	Bandbreite-Zeit Produkt
BTS	Base Transceiver Station
CCTrCH	Coded Composite TrCH
CDMA	Code Division Multiple Access
cdma2000	(amerikanischer Vorschlag zu IMT-2000)
CDVCC	Coded Digital Verification Color Code
CELP	Code Excited Linear Prediction
C/I	Carrier to Interference Ratio
CM	Compressed Mode
COSSAP	Communication System Simulation and Analysis Package

COST	European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research
CPM	Continuous Phase Modulation
CRC	Cyclic Redundancy Check
D/A	Digital/Analog
DAMPS	Digital AMPS
DBPSK	Differential BPSK
DCS	Dynamic Channel Selection
DCS1800	Digital Cellular System (working at) 1800 MHz
DECT	Digital Enhanced Communications System
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel
DPCH	Dedicated Physical Channel
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel
DPSK	Differential PSK
DQPSK	Differential QPSK
DSP	Digital Signal Processor
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DTX	Discontinuous Transmission
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EFR	Enhanced Full Rate
ETSI	European Telecommunications Standardization Institute
FACCH	Fast Associated Control Channel
FBI	Feedback Information
FCCH	Frequency Correction Channel
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FET	Field Effect Transistor
FIR	Finite Impulse Response
FIRST	Flexible Integrated Radio System Technology
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field Programmable Gate Array
FR	Full Rate
FSK	Frequency Shift Keying
GaAs	Gallium Arsenide
GF	Galois Feld
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GGSN	Gateway GPRS Support Node
GMSC	Gateway MSC

GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GT	Guard Time
GSM	Global System for Mobile Communications
HCS	Hierarchical Cell Structure
HF	High Frequency
HR	Half Rate
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
IF	Intermediate Frequency
I/Q	Inphase/Quadrature
IMT-2000	International Mobile Telecommunications -2000
IS-136	Interim Standard 136
IS-54	Interim Standard 54
IS-95	Interim Standard 95
ISI	Inter Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
JDC	Japanese Digital Cellular
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LDS	Leistungsdichtespektrum
LLR	Log-Likelihood-Ratio
LMS	Least Mean Squares
LTP	Long Term Prediction
MAC	Multiply and Accumulate
MAHO	Mobile-Assisted Handover
MAI	Multiple Access Interference
MAP	Maximum A Posteriori
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMITS	Modular Multifunktional Information Transfer Systems
MSC	Mobile Switching Center
MSK	Minimum Shift Keying
NACCH	Network Access and Connectivity Channel
NRZ	Non Return to Zero
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OSR	Oversampling Ratio
OTD	Orthogonal TD
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PD	Pattern Duration
PDC	Pacific Digital Cellular

PN	Pseudo Noise
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QCELP	Qualcomm Code Excited Linear Prediction
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
RACH	Random Access Channel
RAM	Random Access Memory
RF	Radio Frequency
RNC	Radio Network Controller
RPE	Regular Pulse Excitation
RSC	Recursive Systematic Convolutional
SACCH	Slow Associated Control Channel
SCH	Synchronization Channel
SDCCH	Stand-Alone Dedicated Control Channel
SDR	Software Defined Radio
SF	Spreizfaktor
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range
SFH	Slow Frequency Hopping
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIM-Card	Subscriber Identification Module Card
SKRL	Radio Knowledge Representation Language
SNR	Signal to Noise Ratio
SORT	Software Radio Technologies
SOVA	Softdecision Viterbi Algorithmus
SR	Sampling Ratio
STS	Space Time Spreading
TACS	Total Access Communications System
TCH/FS	Traffic Channel / Fullrate Speech
TCH/HS	Traffic Channel / Halfrate Speech
TD	Transmit Diversity
TD-CDMA	Time Division CDMA
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TFCI	Transport Format Combination Indicator
TGD	Transmission Gap Distance
TGL	Transmission Gap Length
TGP	Transmission Gap Period
TIA	Telecommunications Industry Association

TP	Tiefpass
TPC	Transmit Power Control
TrCH	Transport Channel
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UHF	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
UTRAN	UTRA Network
UWC-136	Universal Wireless Communications 136
VA	Viterbi Algorithmus
VAD	Voice Activity Detection
VHDL	Verilog Hardware Description Language
VSELP	Vector Sum Excited Linear Predictive
WB-CDMA	Wide Band CDMA
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Notation

y	Index
y	Variable
\hat{y}	Schätzung für y
Y	Konstante
Y	Zufallsvariable
$y(t)$	Funktion, Signal
y_k	abgetastetes Signal
$y(D)$	binäre Folge in Polynomdarstellung
$Y(t)$	stochastischer Prozeß
\mathbf{y}	Vektor
\mathbf{Y}	Matrix
$p_Y(y)$	Dichte der Zufallsvariablen Y
$Y(f)$	Fourier-Transformierte von $y(t)$
$Y(z)$	z -Transformierte von y_k
$\Phi_{YY}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses $Y(t)$
$\ \mathbf{y}\ $	Norm
$\lfloor y \rfloor$	ganzzahliger Anteil einer reellen Zahl y
$\arg \max_y f(y)$	Argument, für das $f(y)$ maximal ist
$\operatorname{Re}\{y\}$	Realteil der komplexen Größe y

$\text{Im}\{y\}$	Imaginärteil der komplexen Größe y
$E\{Y\}$	Erwartungswert der Zufallsvariablen Y
$\text{Var}\{Y\}$	Varianz der Zufallsvariablen Y

Formelzeichen

a_k	Schieberegistereingangsfolge bei RSC-Codes
$a(D)$	Schieberegistereingangsfolge in Polynomdarstellung bei RSC-Codes
$A(t)$	Amplitude eines Signals
$A_{m,k}$	akkumulierte Datenbits
b	Anzahl der Quantisierungsbits
b_{eff}	effektive Auflösung
b_k	Folge kanalcodierter Bits $\in \{0, 1\}$
\tilde{b}_k	Folge differentiell vorcodierter Bits $\in \{0, 1\}$
$b_{l,k}$	l -te Codewortfolge
$\mathbf{b}(D)$	Polynomvektor der Codewortfolgen
B	3dB-Bandbreite
B_{IF}	Bandbreite des Signals nach Mischung auf die IF-Stufe
B_k	Zufallsvariable für gesendete Bitfolge b_k
c	Lichtgeschwindigkeit
\tilde{c}_m	komplexer Spreizcode
$c_{I,m}$	Codefolge für die Spreizung im I-Zweig
$c_{Q,m}$	Codefolge für die Spreizung im Q-Zweig
$c_{\text{scr},m}$	komplexe Scramblingcodefolge
c_m	komplexe Codefolge, bestehend aus Scramblingcodefolge und Spreizcode
$C_m(t)$	m -ter Elementarimpuls
$C_{0,\text{MSK}}(t)$	einzigster Elementarimpuls der MSK
C_k	Faktor
d_f	freie Distanz
d_k	NRZ-Bitfolge $\in \{-1, 1\}$
D	Platzhalter bei Polynomdarstellung
D_{digital}	Dynamikbereich

e_m	Quantisierungsrauschen
E_b	Energie pro Infobit
E_{cb}	Energie pro codiertem Bit
f	Frequenz
f_B	Symbol- bzw. Chiprate
f_D	Dopplerfrequenz
f_s	Abtastfrequenz
f_{\max}	maximale Frequenz eines Signals
f_{IF}	Zwischenfrequenz
f_{RF}	Trägerfrequenz
$f_c(\cdot)$	Korrektur Funktion
$f[\cdot]$	Funktion für AM/PM-Konversion
$g_l(D)$	l -tes Generatorpolynom
$g_{l,k}$	Koeffizienten des l -ten Generatorpolynoms
$g(t)$	Frequenzimpuls
$g_S(t)$	Impulsform- bzw. Sendefilter
$g_E(t)$	Empfangsfilter
$g[\cdot]$	Funktion für AM/AM-Konversion
$\mathbf{g}(D)$	Generatorpolynomenvektor
$\mathbf{g}_S(D)$	Generatorpolynomenvektor eines RSC-Codes
h	Modulationsindex
h_l	zeitinvariante, diskrete Gesamtimpulsantwort des Kanals
\mathbf{h}	Vektor der diskreten Gesamtimpulsantwort des Kanals
$h_{\text{Gauß}}(t)$	Gaußimpuls
$h_{\text{Kanal}}(\tau, t)$	zeitvariante Kanalimpulsantwort
$h(\tau, t)$	zeitvariante Gesamtimpulsantwort des Kanals
$H_e(z)$	Rauschtransformationfunktion
$H_x(z)$	Signaltransformationfunktion
i	Index
I	maximale Anzahl an Iterationen eines Turbo-Decoders
I	Faktor der Abwärtstastung bei der Abstratenanpassung
$I(t)$	Inphasenkomponente

j	imaginäre Einheit $j^2 = -1$
J	Faktor der Aufwärtstastung bei der Abstratenanpassung
J_i	komplexer Phasenterm
k	Index
K	Ausgangsblochlänge eines Blockcodes bzw. eines terminierten Faltungscodierers
l	Index
L	Länge der Gesamtkanalimpulsantwort
L_G	Länge des Frequenzimpulsfilters
L_S	Länge der Impulsform- bzw. Sendefilter
L_C	normiertes SNR (MAP)
L_m	Länge des m -ten Elementarimpulses
$L(\hat{u}_k)$	Log-Likelihood-Verhältnis des Schätzwertes \hat{u}_k
$L(U_k \mathbf{r})$	bedingtes Log-Likelihood-Verhältnis der Zufallsvariablen U_k
$L_i(U_k)$	intrinsische Information
$L_e(U_k)$	extrinsische Information
m	Index
M	Grad eines Generatorpolynoms für einen Block- bzw. Faltungscodierer
M	Anzahl der Phasenzustände bei PSK
n_k	bandpassbegrenzter, abgetasteter reeller Rauschprozess
\underline{n}_k	bandpassbegrenzter, abgetasteter komplexer Rauschprozess
$\underline{\mathbf{n}}$	Vektor des abgetasteten komplexen Rauschprozesses
$\underline{n}(t)$	bandpassbegrenzter komplexer Rauschprozess
$\underline{n}_{\text{Kanal}}(t)$	ungefilterter komplexer Rauschprozess
N	Eingangsblochlänge eines Blockcodes bzw. eines terminierten Faltungscodierers
N_c	Anzahl der Elementarimpulse
N_S	Spreizfaktor und Länge der Spreizcodes
N_{scr}	Länge der Scramblingcodes
N_0	Rauschleistungsdichte
\mathbb{N}_0	Menge der natürlichen Zahlen einschließlich Null

OSR	Überabtastrate
p_k	Prüfbitfolge
$p_{l,k}$	l -te Prüfbitfolge
$p_R(r)$	Dichte der Zufallsvariablen R
P	Leistung
$P(U = u)$	Einzelwahrscheinlichkeit der diskreten Zufallsvariablen U
$q(t)$	Phasenantwort
Q	Anzahl der Generatorpolynome eines Faltungscodierers
$Q(t)$	Quadraturkomponente
$Q[\cdot]$	Quantisierungsfunktion
r_k	empfangene, kanalcodierte Bits
$r_{p,k}$	empfangene Prüfbits
$r_{s,k}$	empfangene systematische Bits
\mathbf{r}	Gesamtvektor der empfangenen, kanalcodierten Bits
R	Zufallsvariable für ein empfangenes Bit r
R_c	Coderate
s, s'	Trelliszustände
s^i	i -ter Trelliszustand
$s(t)$	komplexe Einhüllende des Sendesignals
$\tilde{s}(t)$	komplexe Einhüllende des Sendesignals nach Leistungsverstärkung
$\text{sy}(D)$	Syndrom eines Blockcodes
$s^{\text{lin}}(t)$	linearer Anteil einer komplexen Einhüllenden
$s^{\text{nl}}(t)$	nicht linearer Anteil einer komplexen Einhüllenden
ΔS	Verzögerungsspreizung
SR	Abtastratenverhältnis des Ein- und Ausgangssignals
$S_i(t)$	Grundimpulse
t	Zeit
T	Symbol- bzw. Chipdauer
T_C	Chipdauer
u_k	binäre Eingangsfolge
$u(D)$	Eingangsfolge in Polynomdarstellung
U_k	Zufallsvariable für u_k

U_{pp}	peak-to-peak Spannung
U_{max}	maximale Spannung
v_m	abgetastetes, quantisiertes IF-Empfangssignal
v_r	relative Geschwindigkeit
V	Anzahl der Trelliszustände
w_H	Hamminggewicht
w_k	verzerrte Symbole ohne AWGN
W	Anzahl der Symbole/Chips in einem Burst bzw. Slot
x_m	abgetastetes IF-Empfangssignal
$x(t)$	IF-Empfangssignal
\tilde{y}_m	abgetastetes, quantisiertes Basisbandempfangssignal
y_k	abstratenangepasstes Basisbandempfangssignal
\mathbf{y}'	Empfangsvektor der Trainings- bzw Pilotsequenz
z_k	Symbolfolge
z'_k	Trainings- bzw Pilotsequenz
z_k^c	Chipfolge
Δz_k	differentielles Symbol
\mathbf{Z}	Matrix der z'_k -Folge
\mathbf{Z}	Menge der ganzen Zahlen
α	Roll-off-Faktor
$\alpha_k(s)$	Wahrscheinlichkeit, dass nach $k - 1$ Bits der Pfad im Trelliszustand s endet
$\alpha'_k(s)$	normiertes $\alpha'_k(s)$
$\bar{\alpha}'_k(s)$	normiertes, logarithmiertes $\alpha'_k(s)$
$\beta_k(s)$	Wahrscheinlichkeit, dass der Pfad vom Trellisende her im Trelliszustand s endet
$\gamma_k(s', s)$	Übergangswahrscheinlichkeit vom Zustand s' nach s
Γ	Menge der Codefolgen
Γ_S	Menge der Codefolgen eines RSC-Codes

δ	Variable
$\delta(t)$	δ -Distribution
Δ	Höhe der Quantisierungsstufe
ζ_i	Parameter
ϑ	Phasendrehung
Θ_k	Phase eines PSK-modulierten Signals
$\Delta\Theta_k$	differentielle Phase
λ	Wellenlänge
Λ_i	Phasentermvariable
μ	Index
$\nu_{m,l}$	binäre Variable
ξ_i	Parameter
ρ_{cc}	Korrelationskoeffizient der Codefolge c_m
$\rho(\tau)$	Verzögerungs-Leistungsspektrums
σ_n^2	Varianz des Prozesses $n(t)$
τ	Zeitindex
$\Delta\tau$	minimale Auflösung eines Mehrwegekanalmodells
τ_m	mittlere Verzögerung
τ_a	Aperturjitter
$\phi(t)$	verallgemeinerte Phasenimpulsfunktion
$\Phi_{XX}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses $X(t)$
φ_k	Wahrscheinlichkeitsterm
$\varphi(t)$	Phase eines Signals
$\chi_k(s, u_k)$	Wahrscheinlichkeitsterm
$\psi_k(s)$	Wahrscheinlichkeitsterm

Literaturverzeichnis

- [1] 3GPP: *Technical Specification Group Services and System Aspects: Handover Requirements between UMTS and GSM or other Radio Systems*. 3G TS 22.129. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), Dez. 1999.
- [2] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Multiplexing and channel coding (FDD)*. 3G TS 25.212. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [3] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Multiplexing and channel coding (TDD)*. 3G TS 25.222. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), Mai 2000.
- [4] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)*. 3G TS 25.211. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [5] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD)*. 3G TS 25.221. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [6] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Layer - Measurements (FDD)*. 3G TS 25.215. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [7] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Radio Resource Management Strategies*. 3G TS 25.922. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [8] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Spreading and modulation (FDD)*. 3G TS 25.213. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [9] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Network: Spreading and modulation (TDD)*. 3G TS 25.223. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [10] 3GPP: *Technical Specification Group Radio Access Networks: Requirements for Support of Radio Resource Management (FDD)*. 3G TS 25.133. 3rd Generation Partnership Project (Release 1999), März 2000.
- [11] 3GPP2: *Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems*. 3gpp2C.S0002-A (Release A). Juni 2000.

- [12] A. Abidi: *Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Bd. 30, Nr. 12, S. 1399–1410, Dez. 1995.
- [13] G. Arens, R. Bräuer und P. Zimmers: *Alles über schnurlose Telefone und Nebenstellenanlagen*. Franzis, München, 1995.
- [14] S. Ariyavisitakul und T.-P. Liu: *Characterizing the Effects of Nonlinear Amplifiers on Linear Modulation for Digital Portable Radio Communications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 39, Nr. 4, S. 383–389, 1990.
- [15] P. Aziz, H. Sorensen und J. van der Spiegel: *An Overview of Sigma-Delta Converters*. IEEE Signal Processing Magazine, Bd. 13, Nr. 1, S. 61–84, Jan. 1996.
- [16] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek und J. Raviv: *Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate*. IEEE Trans. on Information Theory, Bd. 20, S. 284–287, März 1974.
- [17] R. Baines: *The DSP Bottleneck*. IEEE Communications Magazine, Bd. 33, Nr. 5, S. 46–54, Mai 1995.
- [18] P. A. Baker: *Phase-modulation data sets for serial transmission at 2000 and 2400 bit per second*. AIEE Trans. Commun. Electron., S. 166–171, Juli 1961.
- [19] D. Balston und R. Macario (Hrsg.): *Cellular Radio Systems*. Artech House, Boston, 1993.
- [20] G. Bauch und V. Franz: *A Comparison of Soft-In/Soft-Out Algorithms for Turbo-Detection*. In: *Proceedings of International Conference on & Telecommunications (ICT98)*, S. 259–263, Juni 1998.
- [21] P. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 11, Nr. 4, S. 360–393, Dez. 1963.
- [22] S. Benedetto und E. Biglieri: *Principles of Digital Transmission*. Kluwer Academic, New York, 1999.
- [23] S. Benedetto und G. Montorsi: *Design of Parallel Concatenated Convolutional Codes*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 44, Nr. 5, S. 591–600, Mai 1996.
- [24] D. Bennett, P. Kenington und J. McGeehan: *The ACTS FIRST Project and its Approach to Software Radio Design*. In: *IEE Colloquium on Adaptable and Multistandard Mobile Radio Terminals*, S. 4/1–4/6, 1998.
- [25] C. Berrou und A. Glavieux: *Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 44, Nr. 10, S. 1261–1271, Okt. 1996.
- [26] C. Berrou, A. Glavieux und P. Thitimajshima: *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes*. In: *Proceedings, International Conference on Communications*, S. 1064–1070, 1993.
- [27] E. Berruto: *Evolution of Mobile Networks towards UMTS*. In: *UMTS Workshop*, S. 193–208, Schloss Reissensburg, Germany, Nov. 1998.

- [28] E. Buracchini: *The Software Radio Concept*. IEEE Communications Magazine, Bd. 38, Nr. 9, S. 138–143, Sep. 2000.
- [29] F. Chen und B. Leung: *A 0.25-mW Low-Pass Passive Sigma-Delta Modulator with Built-In Mixer for a 10-MHz IF Input*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Bd. 32, Nr. 6, S. 774–782, Juni 1997.
- [30] D. Chester: *Digital IF Filter Technology for 3G Systems: An Introduction*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 2, S. 102–107, Feb. 1999.
- [31] COST 207: *Digital land mobile radio communications*. Commission of the European Communities, 1988.
- [32] M. Cummings und S. Haruyama: *FPGA in the Software Radio*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 2, S. 108–112, Feb. 1999.
- [33] M. Cummings und S. Heath: *Mode Switching and Software Download for Software Defined Radio: The SDR Forum Approach*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 8, S. 104–106, Aug. 1999.
- [34] E. Dahlman, P. Beming, J. Knutsson, F. Ovesjo, M. Persson und C. Roobol: *WCDMA-The Radio Interface for Future Mobile Multimedia Communications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 47, Nr. 4, S. 1105–1118, Nov. 1998.
- [35] E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson und J. Sköld: *UMTS/IMT2000 Based on Wideband CDMA*. IEEE Communications Magazine, Bd. 36, Nr. 9, S. 70–80, Sep. 1998.
- [36] K. David und T. Benkner: *Digitale Mobilfunksysteme*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1996.
- [37] J. Eberspächer und H.-J. Vögel: *GSM Global System for Mobile Communication*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1997.
- [38] D. Efstathiou, L. Fridman und Z. Zvonar: *Recent developments in enabling technologies for software defined radio*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 8, S. 112–117, Aug. 1999.
- [39] H. Erben und K. Sabatakakis: *Advanced Software Radio Architecture for 3rd Generation Mobile Systems*. In: *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 48, S. 825–829, 1998.
- [40] ETSI: *Digital European Cordless Telecommunications (DECT) Common interface*. (ETS 300 175-1 to 175-9), 1992.
- [41] ETSI: *European digital cellular telecommunication system (GSM): Modulation*. GSM 05.04 (ETS 300 576), 1996.
- [42] ETSI: *European digital cellular telecommunication system (GSM): Physical layer on the radio path, General description*. GSM 05.01 (ETS 300 573), 1996.
- [43] ETSI: *European digital cellular telecommunication system (GSM): Radio subsystem link control*. GSM 05.08 (ETS 300 578), 1996.

- [44] ETSI: *European digital cellular telecommunication system (GSM): Radio transmission and reception*. GSM 05.05 (ETS 300 577), 1996.
- [45] ETSI: *Universal Mobile Communications Systems (UMTS)*. Technical Report TR 101 146, Dec. 1997.
- [46] K. Feher: *Modems for emerging digital Cellular-mobile Radio systems*. IEEE Trans. Vehicular Technology, Bd. 40, S. 355–365, 1991.
- [47] G. Fettweis und T. Hentschel: *Software Radio Receivers*. In: F. Swarts, P. van Rooyen, I. Oppermann und M. Lotter (Hrsg.): *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*, Kap. 10, S. 257–283. Kluwer, Boston, 1999.
- [48] N. Fliege: *Systemtheorie*. Informationstechnik. B.G. Teubner, Stuttgart, 1991.
- [49] N. Fliege: *Multiraten-Signalverarbeitung*. Informationstechnik. B.G. Teubner, Stuttgart, 1993.
- [50] M. Fossorier, F. Burkert, S. Lin und J. Hagenauer: *On the equivalence between SOVA and max-log-MAP decodings*. IEEE Communications Letters, Bd. 2, Nr. 5, S. 137–139, 1998.
- [51] B. Friedrichs: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1995.
- [52] A. Furuskar, S. Mazur, F. Muller und H. Olofsson: *EDGE: Enhanced Data Rates for GSM and TDMA/136 Evolution*. IEEE Personal Communications Magazine, Bd. 6, Nr. 3, S. 56–66, 1999.
- [53] L. Gabler und P. Krammling: *Signalisierungs- und Messverfahren im modernen Mobilfunk*. Franzis, München, 1993.
- [54] N. Geng und W. Wiesbeck: *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation - Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1998.
- [55] C. Gessner, R. Kohn, J. Schniedenharn und A. Sitte: *Layer 2 and Layer 3 of UTRA-TDD*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings, VTC2000 Spring*, Bd. 2, S. 1181–1185, 2000.
- [56] A. Ghorbani und M. Sheikhan: *The Effect of Solid State Power Amplifiers Nonlinearities on MPSK and M-QAM Signal Transmission*. In: *IEE Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications*, S. 193–197, 1991.
- [57] S. Gronemeyer und A. McBride: *MSK and Offset QPSK Modulation*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 24, Nr. 8, S. 809–819, 1976.
- [58] M. Gustafsson, K. Jamal und E. Dahlman: *Compressed Mode Techniques for Inter-frequency Measurements in a Wide-band DS-CDMA System*. In: *Proceedings of 8th IEEE PIMRC, Finland*, S. 231–235, Sep. 1997.
- [59] J. Hagenauer und P. Höher: *A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Application*. In: *GLOBECOM'89*, S. 1680–1686, 1989.

- [60] J. Hagenauer, E. Offer und L. Papke: *Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes*. IEEE Transactions on Information Theory, Bd. 42, Nr. 2, S. 429–445, 1996.
- [61] H. B. Hansen, K. B. Mikkelsen und H. Nielsen: *Speech and Channel Coding for the Half-Rate Channel of the GSM System*. Teletechnik, S. 101–109, 1994.
- [62] B. Hashem und M. El-Hennawy: *Performance of the $\pi/4$ -DQPSK, GMSK, and QAM Modulation Schemes in Mobile Radio with Multipath Fading and Nonlinearities*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 46, Nr. 1, S. 390–395, 1997.
- [63] J. Haspeslagh, D. Sallaerts, P. Reusens, A. Vanwelsenaers, R. Granek und D. Rabaey: *A 270-kb/s 35-mW Modulator IC for GSM Cellular Radio Hand-Held Terminals*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Bd. 25, Nr. 6, S. 1450–1457, Dez. 1990.
- [64] C. Heegard und S. Wicker: *Turbo Coding*. Kluwer Academic, Boston, 1999.
- [65] T. Hentschel und G. Fettweis: *Sample Rate Conversion for Software Radio*. IEEE Communications Magazine, Bd. 38, Nr. 8, S. 142–150, Aug. 2000.
- [66] T. Hentschel, M. Henker und G. Fettweis: *The Digital Front-End of Software Radio Terminals*. IEEE Personal Communications Magazine, Bd. 6, Nr. 4, S. 40–46, Aug. 1999.
- [67] H. Herbig, L. Lundheim, T. Hentschel, M.-H. Silly, Y. Rosmansyah und R. Thiruvathirai: *The SORT Project - Software-Radio Demonstration*. In: *Proceedings of 1. Karlsruhe Workshop on Software Radios*, S. 59–67, 2000.
- [68] P. Hoehner: *A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel*. IEEE Trans. on Vehicular Technology, Bd. 41, Nr. 4, S. 461–468, Nov. 1992.
- [69] H. Holma und A. Toskala (Hrsg.): *WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications*. John Wiley & Sons, Chichester, 2000.
- [70] P. Iselt: *Multi Role Radio - A Great Leap Forward in Radio Technology*. Military Technology, S. 31–33, Mai 98.
- [71] ITU: *Detailed Specifications of the Radio Interfaces of IMT2000*. Radiocommunications Study Group, Sep. 1999.
- [72] S. Jantzi, R. Schreier und M. Snelgrove: *A Bandpass Sigma Delta A/D Converter for a Digital AM Receiver*. In: *International Conference on Analogue to Digital and Digital to Analogue Conversion*, S. 75–80, 1991.
- [73] M. Jian, W. H. Yung und B. Songrong: *An Efficient IF Architecture for Dual-Mode GSM/W-CDMA Receiver of a Software Radio*. In: *IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, S. 21–24, 1999.
- [74] F. Jondral: *Die Bandpassunterabtastung*. AEÜ, Bd. 43, S. 241–242, 1989.
- [75] F. Jondral: *Kurzwellenempfänger mit digitaler Signalverarbeitung*. Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, Bd. 81, Nr. 5, S. 11–21, 1990.

- [76] F. Jondral: *Funksignalanalyse*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1991.
- [77] F. Jondral und A. Wiesler: *Grundlagen der Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastischer Prozesse für Ingenieure*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2000.
- [78] F. Jondral, A. Wiesler und R. Machauer: *A Software Defined Radio Structure for 2nd and 3rd Generation Mobile Communications Standards*. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA*, Bd. 2, S. 637–640, Sep. 2000.
- [79] L. Jorgueski und D. Sparreboom: *HCS: Decision Procedure for an Interlayer Handover*. In: *50th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC99 Fall*, Bd. 3, S. 1496–1500, 1999.
- [80] P. Jung: *Entwurf von Viterbi-Detektoren*. Dissertation, Universität Kaiserslautern, 1993.
- [81] P. Jung: *Laurent's Representation of Binary Digital Continuous Phase Modulated Signals with Modulation Index 1/2 Revisited*. *IEEE Trans. on Communications*, Bd. 42, S. 221–224, 1994.
- [82] P. Jung: *Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1997.
- [83] P. Jung und M. Naßhan: *Dependence of the error performance of turbo-codes on the interleaver structure in short frame transmission systems*. *Electronics Letters*, Bd. 30, Nr. 4, S. 287–288, 1994.
- [84] P. Jung, P. Plechinger und M. Doetsch: *Turbo-Codes for Future Mobile Radio Applications*. In: F. Swarts, P. van Rooyen, I. Oppermann und M. Lotter (Hrsg.): *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*, Kap. 10, S. 257–283. Kluwer, Boston, 1999.
- [85] G. Kadel: *Vergleich von Diversity und Entzerrung zur Verbesserung der Übertragungsqualität beim DECT-System*. In: *8. Aachener Kolloquium Signaltheorie: Mobile Kommunikationssysteme*, S. 275–278, 1994.
- [86] K. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl., 1996.
- [87] K. D. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 4. Aufl., 1998.
- [88] H. Karimi, N. Anderson und P. McAndrew: *Digital Signal Processing Aspects of Software Definable Radios*. In: *IEE Colloquium on Adaptable and Multistandard Mobile Radio Terminals*, S. 3/1–3/8, 1998.
- [89] H. Karimi und B. Friedrichs: *Wideband Digital Receivers for Multi-Standard Software Radios*. In: *IEE Colloquium on Adaptable and Multistandard Mobile Radio Terminals*, S. 5/1–5/7, 1998.
- [90] M. Karlsson, N. Guerin, N. Laaksonen und G. Ostermayer: *Evaluation of Handover Algorithms for Packet Transmissions in WCDMA*. In: *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, VTC99 Spring*, Bd. 2, S. 1402–1406, 1999.

- [91] P. Kenington: *Emerging Technologies for Software Radio*. Electronics & Communication Engineering Journal, Bd. 11, Nr. 2, S. 69–83, Apr. 1999.
- [92] P. Kenington und L. Astier: *Power Consumption of A/D Converters for Software Radio Applications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 49, Nr. 2, S. 643–650, März 2000.
- [93] D. K. Kim und D. K. Sung: *Characterization of Soft Handoff in CDMA Systems*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 48, Nr. 4, S. 1195–1202, Juli 1999.
- [94] A. Klein: *Multi-user detection of CDMA signals - algorithms and their application to cellular mobile radio*. Dissertation, Universität Kaiserslautern, 1996.
- [95] H. Koch, L. Liess und J. Gundermann: *Ist Voice over IP reif für Carriernetze ?*. Der Fernmelde Ingenieur, 1/01 2001.
- [96] M. Kohl: *Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe, 1997.
- [97] S. Kourtis, P. McAndrew und P. Tottle: *Software Radio 2G & 3G Inner Receiver Processing*. In: *IEE Colloquium on UMTS Terminals and Software Radio (Ref. No. 1999/055)*, S. 6/1–6/7, Glasgow, 1999.
- [98] B. Kraemer: *Data Conversion Considerations for Software Radios*. In: *Proceedings of the 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA '98*, Bd. 2/3, S. 546–550, Sep. 1998.
- [99] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie: Signal- und Mustererkennung, Parameter- und Signalschätzung*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 3. Aufl., 1996.
- [100] R. Lackey und D. W. Upmal: *Speakeasy: The Military Software Radio*. IEEE Communications Magazine, Bd. 33, Nr. 5, S. 56–61, Mai 1995.
- [101] P. Laurent: *Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)*. IEEE Trans. Commun., Bd. COM-34, S. 150–160, February 1986.
- [102] C.-C. Lee und R. Steele: *Effect of Soft and Sofier Handoffs on CDMA System Capacity*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 47, Nr. 3, S. 830–841, Aug. 1998.
- [103] S. LeGoff, A. Glavieux und C. Berrou: *Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation*. In: *IEEE International Conference on Communications ICC'94*, Bd. 2, S. 645–649, 1994.
- [104] P. Leppänen, J. Reinila, A. Nykanen, V. Tapio, M. Isohookana, J. Pyhtila, T. Kokkonen und J. Sillanpaa: *Software Radio-An Alternative for the Future in Wireless Personal and Multimedia Communications*. In: *IEEE International Conference on Personal Wireless Communication*, S. 364–368, 1999.

- [105] A. Linz und A. Hendrickson: *Efficient Implementation of an I-Q GMSK Modulator*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Bd. 43, Nr. 1, S. 14–23, Jan. 1996.
- [106] R. Lorenz: *Vergleich der digitalen Mobilfunksysteme in Europa (GSM) und in Japan (JDC) unter besonderer Berücksichtigung der Wirtschaftlichkeitsaspekte*. Der Fernmelde Ingenieur, 1/93,2/93 1993.
- [107] L. Lundheim, E. Olsen und I. Buret: *Reconfigurable Hardware for UMTS Prototypes and Terminals*. In: *Proc. 2nd ACTS Mobile Communications Summit*, 1997.
- [108] R. Machauer, B. Schipper und F. Jondral: *RAKE-Empfänger für UMTS*. Frequenz, Bd. 54, Nr. 11-12, S. 277–283, 2000.
- [109] R. Machauer, A. Wiesler und F. Jondral: *Comparison of UTRA-FDD and cdma2000 with Intra- and Intercell Interference*. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA*, Bd. 2, S. 652–656, Sep. 2000.
- [110] A. Margulies und J. Mitola III: *Software Defined Radio: A Technical Challenge and a Migration Strategy*. In: *Proceedings of the 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA '98*, Bd. 2/3, S. 551–556, Sep. 1998.
- [111] P. Marichamy, S. Chakrabarti und S. Maskara: *Overview of handoff schemes in cellular mobile networks and their comparative performance evaluation*. In: *IEEE 50th Vehicular Technology Conference, VTC99 Fall*, Bd. 3, S. 1486–1490, 1999.
- [112] A. Mehrotra: *Cellular Radio: Analog and Digital Systems*. Artech House, Boston, 1994.
- [113] C. Mihalescu, X. Lagrange und P. Godlewski: *Soft Handover Analysis in Downlink UMTS WCDMA System*. In: *IEEE International Workshop Mobile Multimedia Communications*, S. 279–285, 1999.
- [114] J. Mitola: *The Software Radio Architecture*. IEEE Communications Magazine, Bd. 33, Nr. 5, S. 26–38, Mai 1995.
- [115] J. Mitola und G. Maguire: *Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal*. IEEE Personal Communications Magazine, Bd. 6, Nr. 4, S. 13–24, Aug. 1999.
- [116] J. Mitola III: *Software Radios-Survey, Critical Evaluation and Future Directions*. In: *National Telesystems Conference*, S. 13/15 –13/23, 1992.
- [117] J. Mitola III: *Software Radio Technology Challenges and Opportunities*. In: *Proc. of First European Workshop on Software Radios*, Brussels, Mai 1997.
- [118] J. Mitola III: *Cognitive Radio, An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. Dissertation, Department of Teleinformatics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.

- [119] K. Moessner, S. Vahid und R. Tafazolli: *OPtIMA: An Open Protocol Programming Interface Model and Architecture for Reconfiguration in Soft-Radios*. In: *Proceedings of 12th Tyrrhenian International Workshop On Digital Communications - Software Radio Technologies*, Elba Island (Italia), 2000.
- [120] P. Mogensen und S. Petersen: *Practical Considerations of Using Antenna Diversity in DECT*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 3, S. 1532–1536, 1994.
- [121] S. Moshavi: *Multi-User Detection for DS-CDMA Communications*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, Nr. 10, S. 124–136, Okt. 1996.
- [122] M. Mouly und M.-B. Pautet: *The GSM System for Mobile Communications*. *Cell & Sys*, 1992.
- [123] K. Murota und K. Hirade: *GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony*. *IEEE Trans. Communications*, Bd. 29, Nr. 7, S. 1044–1050, July 1981.
- [124] D. Parsons: *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, London, 1992.
- [125] S. Pasupathy: *Minimum Shift Keying: A Spectrally Efficient Modulation*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 17, S. 14–22, Juli 1979.
- [126] M. Pätzold: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, Braunschweig, 1999.
- [127] J. Pereira: *Beyond Software Radio, Towards Re-configurability across the whole System and across Networks*. In: *Proceedings of the 50th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC99 Fall*, Bd. 5, S. 2815–2818, 1999.
- [128] R. L. Peterson, R. E. Ziemer und D. E. Borth: *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs (NJ), 1995.
- [129] N. Prasad: *GSM Evolution towards Third Generation UMTS/IMT2000*. In: *IEEE International Conference on Personal Wireless Communication*, S. 50–54, 1999.
- [130] H. Preibisch: *GSM–Mobilfunk–Übertragungstechnik*. Schiele & Schön, Berlin, 1994.
- [131] J. G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 3. Aufl., 1995.
- [132] D. Raphaeli und Y. Zurai: *Combined turbo equalization and turbo decoding*. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*, Bd. 2, S. 639–643, 1997.
- [133] T. S. Rappaport: *Wireless Communications*. Prentice-Hall, Upper Saddle River (NJ), 1996.
- [134] F. Riera-Palou, C. Chaikalas und J. Noras: *Reconfigurable Mobile Terminal Requirements for Third Generation Applications*. In: *IEE Colloquium on UMTS Terminals and Software Radio (Ref. No. 1999/055)*, S. 9/1–9/6, Glasgow, 1999.
- [135] P. Robertson: *Illuminating the Structure of Code and Decoder of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes*. In: *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '94), San Francisco*, S. 1298–1303, 1994.
- [136] P. Robertson, E. Villebrun und P. Hoehner: *A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain*. In: *IEEE International Conference on Communications*, Bd. 2, S. 1009–1013, 1995.

- [137] S. Safavi, L. B. Lopes, P. E. Mogensen und F. Frederiksen: *An Advanced Base Station Receiver Concept for DECT*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 1, 1995.
- [138] S. Safavi, L. B. Lopes, P. E. Mogensen und F. Frederiksen: *A Hierarchy of Receiver Options for DECT Systems*. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Bd. 3, 1995.
- [139] A. Saleh: *Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers*. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 29, Nr. 11, S. 1715–1720, 1981.
- [140] R. Schreier und M. Snelgrove: *Bandpass sigma-delta modulation*. *Electronics Letters*, Bd. 25, Nr. 23, S. 1560–1561, Nov. 1989.
- [141] M. Siebert: *Design of a Generic Protocol Stack for an Adaptive Terminal*. In: *Proc. of the 1st Karlsruhe Workshop on Software Radios*, S. 31–34, März 2000.
- [142] B. Sklar: *A Primer on Turbo Code Concepts*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 35, Nr. 12, S. 94–101, Dez. 1997.
- [143] D. Sorbara und M. Visintin: *Performance Comparison of GMSK and $\pi/4$ -DQPSK Modulations in a Mobile Radio Environment*. In: *Proceedings on Zürich Seminar on Digital Communications*, S. 310–321, 1994.
- [144] S. Srikanteswara, J. Reed, P. Athanas und R. Boyle: *A Soft Radio Architecture for Reconfigurable Platforms*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 38, Nr. 2, S. 140–147, 2000.
- [145] B. Steele und P. O’Shea: *A reduced sample rate bandpass sigma delta modulator*. In: *Proceedings of the Fifth International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, Bd. 2, S. 721–724, 1999.
- [146] R. Steele (Hrsg.): *Mobile Radio Communications*. John Wiley & Sons, Chichester, 1992.
- [147] A. Toskala, H. Holma und P. Muszynski: *ETSI WCDMA for UMTS*. In: *Proceedings of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Bd. 2, S. 616–620, 1998.
- [148] Y. Tsurumi, H. Suzuki: *Broadband RF Stage Architecture for Software-Defined Radio in Handheld Terminal Applications*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 37, Nr. 2, S. 90–95, Feb. 1999.
- [149] W. Tuttlebee: *Cordless Telecommunications Worldwide: The Evolution of Unlicensed PCs*. Springer-Verlag, London, 1997.
- [150] W. Tuttlebee: *Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology*. *IEEE Personal Communications Magazine*, Bd. 6, Nr. 2, S. 38–44, Apr. 1999.
- [151] W. Tuttlebee: *Software Radio Technology: A European Perspective*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 37, Nr. 2, S. 118–123, Feb. 1999.

- [152] P. Vary, U. Heute und W. Hess: *Digitale Sprachsignalverarbeitung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1998.
- [153] S. Verdu: *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, Cambridge (UK), 1998.
- [154] A. Viterbi, A. Viterbi, K. Gilhousen und E. Zehavi: *Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity*. IEEE J. on Selected Areas in Communications, Bd. 12, Nr. 8, S. 1281–1288, Okt. 1994.
- [155] R. H. Walden: *Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 17, Nr. 4, S. 539–550, Apr. 1999.
- [156] R. H. Walden: *Performance Trends for Analog-to-Digital Converters*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 2, S. 96–102, Feb. 1999.
- [157] B. Walke: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle, Band 1: Grundlagen, GSM, UMTS und andere zellulare Mobilfunknetze*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1998.
- [158] B. Walke: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle, Band 2: Bündelfunk, schnurlose Telephone, W-ATM, HIPERLAN, Satellitenfunk, UPT*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1998.
- [159] U. Walther und G. Fettweis: *DSP implementation issues for UMTS-channel coding*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Bd. 6, S. 3219–3222, 2000.
- [160] M. Weiss, F. Engel und G. Fettweis: *A New Scalable DSP Architecture for System on Chip (SoC) Domains*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 4, 1999.
- [161] J. Wepman: *Analog-to-Digital Converters and Their Applications in Radio Receivers*. IEEE Communications Magazine, Bd. 33, Nr. 5, S. 39–45, May 1995.
- [162] G. Wetzker: *Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-Spectrum Signalen*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe, 1998.
- [163] A. Wiesler und F. Jondral: *Software Radio structure for second generation mobile communication systems*. In: *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 48, S. 2363–2367, Mai 1998.
- [164] A. Wiesler, R. Machauer und F. Jondral: *Comparison of GMSK and linear approximated GMSK for use in Software Radio*. In: *Proceedings of the 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA '98*, Bd. 2/3, S. 557 – 560, Sep. 1998.
- [165] A. Wiesler, O. Müller und F. Jondral: *MAP-Algorithm with Fixed-Point Representation for Software Radios*. In: *Proceedings of the 51th International Vehicular Technology Conference, VTC2000 Fall*, Sep. 2000.
- [166] A. Wiesler, O. Müller, R. Machauer und F. Jondral: *Parameter Representations for Baseband Processing of 2G and 3G Mobile Communications Systems*. In: *Proceedings of 12th Tyrrhenian International Workshop On Digital Communications - Software Radio Technologies*, Elba Island (Italia), Sep. 2000.

- [167] A. Wiesler, H. Schober, R. Machauer und F. Jondral: *Software Radio Structure for UMTS and Second Generation Mobile Communication Systems*. Proceedings of the 50th International Vehicular Technology Conference VTC'99 Fall, S. 939 – 942, Sep. 1999.
- [168] T. Wilkinson: *Channel Modelling and Link Simulation Studies for the DECT Testbed Program*. In: *Proc. 6th IEEE International Conference on Mobile Radio and Personal Communications*, S. 293–297, 1991.
- [169] D. Wong und T. Lim: *Soft Handoffs in CDMA Mobile Systems*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 12, S. 6–17, Dez. 1997.
- [170] A. Worm, P. Hoeher und N. Wehn: *Turbo-Decoding without SNR Estimation*. IEEE Communications Letter, Bd. 4, Nr. 6, S. 193–195, Juni 2000.
- [171] S. Yang, M. Faulkner und R. Malyniak: *A tunable bandpass sigma-delta A/D conversion for mobile communication receiver*. In: *Proceedings of IEEE 44th Vehicular Technology Conference*, Bd. 2, S. 1346–1350, 1994.
- [172] M. Zeng, A. Annamalai und V. Bhargava: *Recent Advances in Cellular Wireless Communications*. IEEE Communications Magazine, Bd. 37, Nr. 9, S. 128–138, Sep. 1999.
- [173] G. Zimmermann: *Einsatz sequentieller Detektionsalgorithmen in adaptiven Empfängerstrukturen für den digitalen Mobilfunk am Beispiel des GSM-Systems*. Dissertation, Universität Kaiserslautern, 1994.

Diplomarbeiten

Holzhauer, Thomas: *Simulation eines Multimodesenders für verschiedene Mobilfunkstandards*

Pohl, Martin: *Vergleichende Untersuchung von Modulationsverfahren im Mobilfunk*

Delosch, Alain: *Einsatz von Antennendiversity in verschiedenen Mobilfunksystemen*

Machauer, Ralf: *Untersuchung verschiedener Entzerreralgorithmen mit Zuverlässigkeitsinformation*

Schick, Stephan: *WBCDMA-Simulationsstrecke*

Schober, Henrik: *Untersuchungen von Turbo-Codes*

Hübner, Axel Günther: *Untersuchung von Joint-Detection-Verfahren*

Muche, Ralf: *Einbindung der IS-95B-Luftschnittstelle in das Software Radio*

Gonzalez, Asuncion: *System Handover zwischen GSM und UMTS*

Muller, Olivier: *Realisierung des MAP-Algorithmus mit Festkomma-Arithmetik*

Maul, Franck: *Gemeinsame Synchronisation und Kanalschätzung für GSM und UMTS*

Detert, Thorben: *Modellerstellung und Simulation eines asynchronen Resamplers für hohe Taktraten*

Index

- Überabtastungsrate, 15
- A/D-Wandler, 14
 - $\Sigma\Delta$ -Wandler, 17
 - Parallelumsetzer, 18
- Abtastratenanpassung, 24
 - Kaskadierung von Interpolation und Dezimation, 25
- Aperturjitter, 16
- Bandpassunterabtastung, 20, 22
- Blockcodes
 - Syndrom, 83
 - zyklische, 81
- cdma2000, 2, 46
- Cognitive Radio, 7
- Compressed Mode, 154
- CPM (Continuous Phase Modulation), 90
 - Darstellung nach Laurent, 94, 165
- DECT, 1, 28
- Demodulation
 - differentielle, 109
 - kohärente, 106
- differentielle Vorcodierung, 99
- Dynamic Channel Selection, 29
- Dynamikbereich, 16
- Endverstärker, 96
 - AM/AM-Kennlinie, 97
- Entzerrung, 37, 91, 96, 114, 119, 125
- Faltungscodierung, 61
 - RSC-Codes, 63
- Frequenzimpuls, 90
- Gaußimpuls, 91
- gemeinsamer Modulator, 99
- GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying), 90
- GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), 90
 - lineare Approximation, 95
- GSM, 1, 31
 - EDGE, 3, 39
 - GPRS, 3, 38
 - HSCSD, 3, 38
- Handover
 - Entscheidung, 148
 - Hard Handover, 147
 - Intercell Handover, 147
 - Interfrequency Handover, 144
 - Intracell Handover, 144
 - Intrafrequency Handover, 144
 - Mobile-Assisted Handover, 145
 - Soft Handover, 150
 - Softer Handover, 152
 - System-Handover, 3, 153
- HF-Empfänger
 - digitaler Empfänger, 22
 - idealer, 13
 - Superhet-Empfänger, 21
 - Zero-IF-Empfänger, 21
- hierarchische Zellstruktur, 3
- IMT-2000, 2
- IS-136, 1, 39
 - UWC-136, 2, 42

- IS-95, 1, 43
- Kanalschätzung, 32, 37, 41, 51, 56, 119, 122, 123
- Kernnetz
 - GSM Kernnetz, 145
- Log-MAP-Algorithmus, 76
- Macro Diversity, 151
- MAP-Algorithmus, 68, 121, 125, 132
- Max-log-MAP-Algorithmus, 77, 132, 138
- Mehrwegeausbreitung, 114
- Mehrwegeempfang
 - Fast Fading, 35, 116, 147
 - frequenzselektiver Kanal, 121
 - nicht-frequenzselektiver Kanal, 121
 - Slow Fading, 115
- Mehrwegekanalmodell
 - Gesamtkanalimpulsantwort, 119
 - GWSSUS-Modell, 116
 - Tapped-Delay-Line-Modell, 120
- mittlere Verzögerung, 117
- Modulationsindex, 90, 113
- MSK (Minimum Shift Keying), 90, 170
- Multi-Band Radio, 4
- Multi-Function Radio, 4
- Multi-Mode Radio, 4
- NRZ-Signal, 99
- Nyquistbedingung, 88
- PDC, 1, 42
- Phasenimpulsfunktion, 167
- Polyphasenfilter, 25
- PSK(Phase Shift Keying), 88
 - differentielle, 89
- Quantisierungsrauschen, 14
- Rake-Empfänger, 44, 114, 121, 128, 152, 153
 - Maximum-Ratio-Combiner, 128, 152, 153
- Software Defined Radio, 6
- Software Radio
 - Definition, 5
 - Rekonfiguration, 10
 - Software-Download, 10
- SOVA-Algorithmus, 68, 138
- Trellisdiagramm, 64, 125
- Turbocodierung
 - Decoder, 66
 - Encoder, 59
- UMTS, 2
 - UTRA, 48
 - UTRA-FDD, 52, 54
 - UTRA-TDD, 56
- Velcro Lösung, 5
- Verzögerungsspreizung, 117
- Wurzel-Cosinus-roll-off-Filter, 88
- Zeit-Bandbreiteprodukt, 91
- Zugangsnetz
 - BSS, 145
 - UTRA Network, 149

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Anne Wiesler
Geburtsdatum	13.05.70
Geburtsort	Freiburg i.Br.
Staatsangehörigkeit	deutsch

Schulbildung

1976-1980	Grundschule in Freiburg
1980-1989	Droste-Hülshoff-Gymnasium in Freiburg

Studium und Berufsweg

1989-1996	Studium der Technomathematik an der Universität Karlsruhe
1996-2001	wissenschaftliche Angestellte am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe