

Überblick zu Kapitel 3 von Beispiele von Nachrichtensystemen

Der momentan (2011) noch immer weltweit führende Mobilfunkstandard ist GSM – **Global System for Mobile Communications**. Dieser wurde Ende der 1980er Jahre entwickelt und arbeitet vollständig digital. Er wird derzeit in mehr als 200 Ländern genutzt, vorwiegend zum Telefonieren über das Handy, daneben aber auch für Kurzmitteilungen (SMS) sowie für mobile leitungs- bzw. paketvermittelte Datenübertragung (HSCSD, GPRS, EDGE).

Dieses Kapitel beinhaltet im Einzelnen:

- die allgemeine Beschreibung von GSM mit wichtigen Begriffsdefinitionen,
- die Funkschnittstelle von GSM und deren logische und physikalische Kanäle,
- die wichtigsten Sprachcodierverfahren zur Datenkomprimierung,
- das Gesamtübertragungsmodell von GSM zur Sprach- und Datenübertragung,
- die bei GSM angewandte Kanalcodierung mit Interleaving und Verschlüsselung, und
- die Weiterentwicklungen von GSM wie HSCSD, GPRS und EDGE.

Die theoretischen Grundlagen werden auf 51 Bildschirmseiten dargelegt. Außerdem beinhaltet dieses Kapitel noch 48 Grafiken, acht Aufgaben und zwei Zusatzaufgaben mit insgesamt 58 Teilaufgaben, sowie drei Interaktionsmodule, nämlich:

- **FSK und CPM** (Kapitel 3.2: beinhaltet auch **MSK** und **GMSK**)
- **QPSK und O-QPSK** (Kapitel 3.2: beinhaltet auch **MSK–Realisierung**)
- **Qualität verschiedener Sprach-Codexs** (Kapitel 3.3 – Dateigröße: 11.3 MB !)

Geeignete Literatur: [Eic07] – [EVB01] – [Gör99] – [Hag05] – [Hin02] – [Hin08] – [Jun97] – [Kai05] – [Kow02] – [Kra16] – [MP92] – [Rie03] – [Ste92] – [Ste05]

Dieser Online-Kurs basiert auf dem Manuskript zur Vorlesung *Kommunikationssysteme* (LB), die von Dr. Klaus Eichin an der Technischen Universität München für Studierende im Fach *Lehramt an Beruflichen Schulen* bzw. *Betriebswirtschaftslehre* abgehalten wird. Die Darstellung lehnt sich an das Lehrbuch *Global System for Mobile Communications* von Prof. Dr.-Ing. **Jörg Eberspächer** – ehemals Ordinarius des Lehrstuhls für Kommunikationsnetze der TU München – und seiner Mitarbeiter Prof. Dr.-Ing. **Christan Bettstetter** und Dr.-Ing. **Hans-Jörg Vögel** an.

Bei der didaktischen Aufbereitung des Kapitels war **Hedi Abbes** im Rahmen seiner Studienarbeit 2006/2007 neben den beiden verantwortlichen Autoren Dr.-Ing. **Klaus Eichin** und Prof. Dr.-Ing. habil. **Günter Söder** entscheidend beteiligt.

Die aufwändige interaktive Audiodemo „Qualität von Sprach-Codexs“ wurde von **Thorsten Kalweit** konzipiert und realisiert. Daneben waren hierbei unsere bewährte Sprecherin **Sylvia Mattarollo** sowie Dr.-Ing. **Bernhard Göbel** (damals Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der TU München) beteiligt, ebenso als Experten und Co-Autoren Dr.-Ing. **Thomas Hindelang** und Dr.-Ing. **Markus Mummert** (damals beide Nokia Siemens Network GmbH und Co.KG).

Entstehung und Historie von GSM

Der GSM-Standard wurde um 1990 mit dem Ziel eingeführt, ein einheitliches paneuropäisches mobiles Telefonsystem und -netz anbieten zu können. Die Nutzung zur Datenübertragung stand zunächst nicht im Mittelpunkt, wurde aber seitdem durch Zusatzspezifikationen hinsichtlich Datenrate stetig verbessert.

Nachfolgend einige Daten zur historischen Entwicklung von GSM:

1982 Bei der „Conférence Européenne des Postes et Télécommunications“ (CEPT) wird die Groupe Spécial Mobile – abgekürzt GSM – eingerichtet.

1987 Es wird eine Kooperation zwischen 17 zukünftigen Betreibern aus 15 europäischen Ländern gebildet und mit der GSM-Spezifikation begonnen.

1990 Die Phase 1 der GSM 900-Spezifikation (für 900 MHz) wird abgeschlossen und es beginnt die Anpassung für das System DCS 1800 (*Digital Cellular System*) um die Frequenz 1.8 GHz.

1992 Die meisten europäischen GSM-Netzbetreiber beginnen den kommerziellen Betrieb, zunächst nur mit Sprachdiensten. Ende 1992 sind bereits 13 Netze in sieben Ländern „on air“.

1995 Die Phase 2 der GSM-Standardisierung beginnt. Diese beinhaltet Daten, SMS-Roaming, Fax sowie Anpassungen für GSM/PCS1900, das im gleichen Jahr in den USA ans Netz geht.

1999 Mit der Einführung von WAP (*Wireless Application Protocol*) wird es erstmals möglich, Inhalte des Internets und andere interaktive Dienstangebote auf Mobilgeräte zu übertragen.

2000 Die Erweiterung GPRS (*General Packet Radio Service*) verbessert und vereinfacht zudem den drahtlosen Zugang zu paketvermittelten Datennetzen wie IP- oder X.25-Protokolle.

2000 Mit der Phase 2+ wird gleichzeitig EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*) eingeführt, womit die Datenrate gegenüber GPRS etwa um den Faktor 3 gesteigert werden kann.

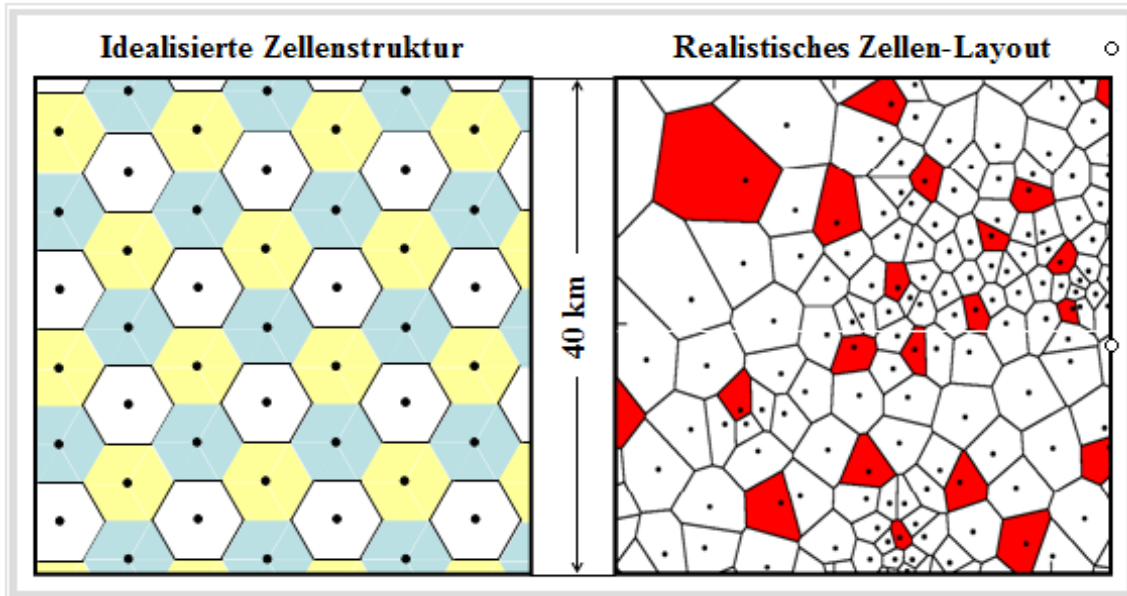
2006 Bis zum Jahr 2006 ist die Zahl der Netzbetreiber in 213 Ländern/Gebieten weltweit auf 147 angestiegen und es werden mehr als 2 Milliarden Teilnehmer versorgt. Allein in Deutschland gab es Ende 2005 schon mehr als 70 Millionen GSM-Handys.

Die derzeit (2011) eingesetzten GSM-Standards sind:

- GSM 900: Frequenzbereich um 900 MHz (D-Netze, in Deutschland TD1, Vodafone D2),
- GSM/DCS 1800: Frequenzbereich um 1800 MHz (E-Netze, in Deutschland alle Betreiber),
- GSM/PCS 1900: Frequenzbereich um 1900 MHz (vorwiegend in den USA eingesetzt).

Zellularstruktur von GSM

Ein Charakteristikum von GSM ist die **zellulare Netzstruktur**, die für einfache Berechnungen häufig durch Hexagone – also durch Sechsecke – entsprechend der linken Grafik idealisiert beschrieben wird. Dadurch kann ein Versorgungsgebiet mit jeweils einer Basisstation pro Zelle lückenlos versorgt werden, wenn die Reichweite der Basisstation mindestens so groß ist wie der Zellenradius.



Aus dieser zellularen Struktur ergeben sich folgende Konsequenzen für das GSM-System:

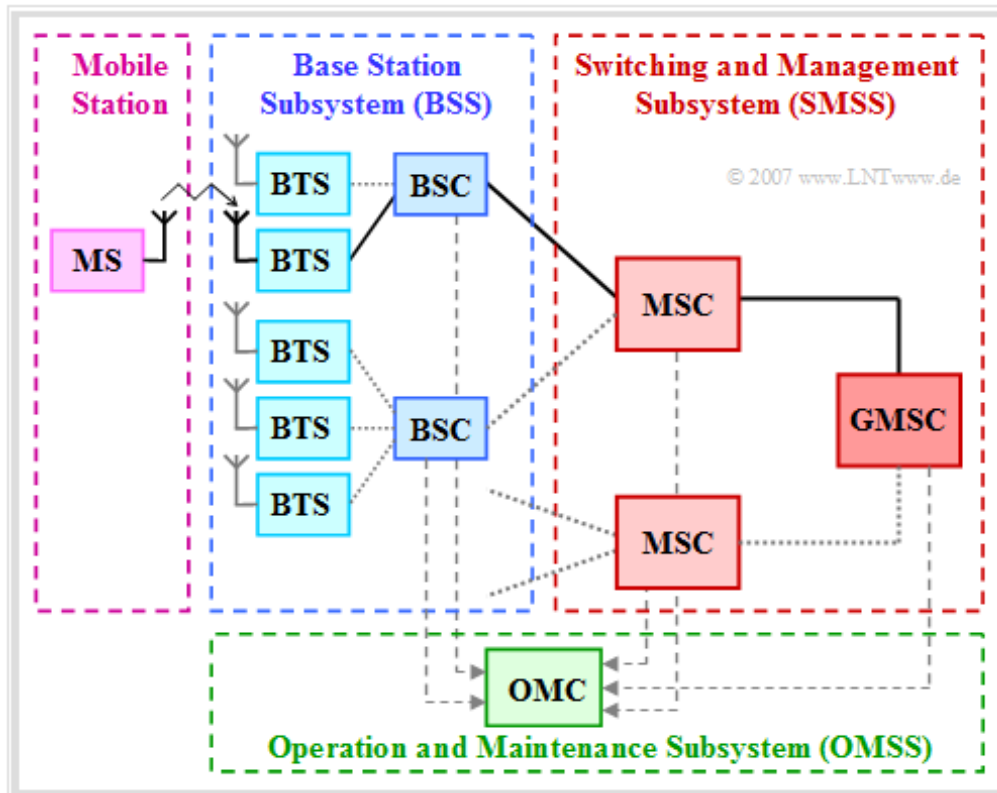
- Der **Zellenradius** muss umso kleiner gewählt werden, je größer die Trägerfrequenz ist. Beim D-Netz ($f_T \approx 900$ MHz) beträgt der maximale Zellenradius etwa 35 km, beim E-Netz ist dieser aufgrund der höheren Frequenz ($f_T \approx 1800$ MHz) mit 8 km deutlich geringer.
- Bewegt sich ein mobiler Teilnehmer in dem Gebiet, so wird er verschiedene Zellen durchqueren und somit mit verschiedenen Basisstationen in Kontakt stehen. Ein nicht zu vernachlässigendes Problem ist das sog. **Handover** beim Überqueren einer Zellgrenze während eines Gesprächs.
- Benutzt man in allen Zellen die gleiche Trägerfrequenz, so kann es bei Überreichweiten zu **Interzellinterferenzen** kommen. Häufig verwendet man deshalb in benachbarten Zellen andere Frequenzen. Im obigen Beispiel werden drei unterschiedliche Frequenzen benutzt, was durch die Farben weiß, gelb und blau angedeutet ist. Diesem Beispiel liegt der Reuse-Faktor 3 zugrunde.

Die rechte Grafik zeigt ein realistischeres Zellen-Layout mit unterschiedlich großen Zellen – je nach Teilnehmerdichte und Geländetopologie. Außerdem erkennt man, dass sich die Basisstation nicht immer im Zellenmittelpunkt befinden muss. Die Farben weiß und rot haben hier keine besondere Bedeutung.

GSM–Systemarchitektur und Netzkomponenten (1)

GSM ist ein hierarchisch gegliedertes System verschiedener Netzkomponenten. Es hat zwei wesentliche Bestandteile, die **Mobilstationen** (MS, Mobilteilnehmer) und das fest installierte GSM–Netz. Eine jede Mobilstation besteht im Wesentlichen aus zwei Einheiten:

- dem **Mobile Equipment** (ME): Jedem ME ist eine eindeutige Nummer, die sog. *International Mobile Equipment Identity* (IMEI) zugeteilt.
- dem **Subscriber Identity Modul** (SIM): Dieses ist ein kleiner, durch PIN geschützter Prozessor und Speicher, verantwortlich für die Zuordnung der Benutzerdaten und die Authentifizierung.

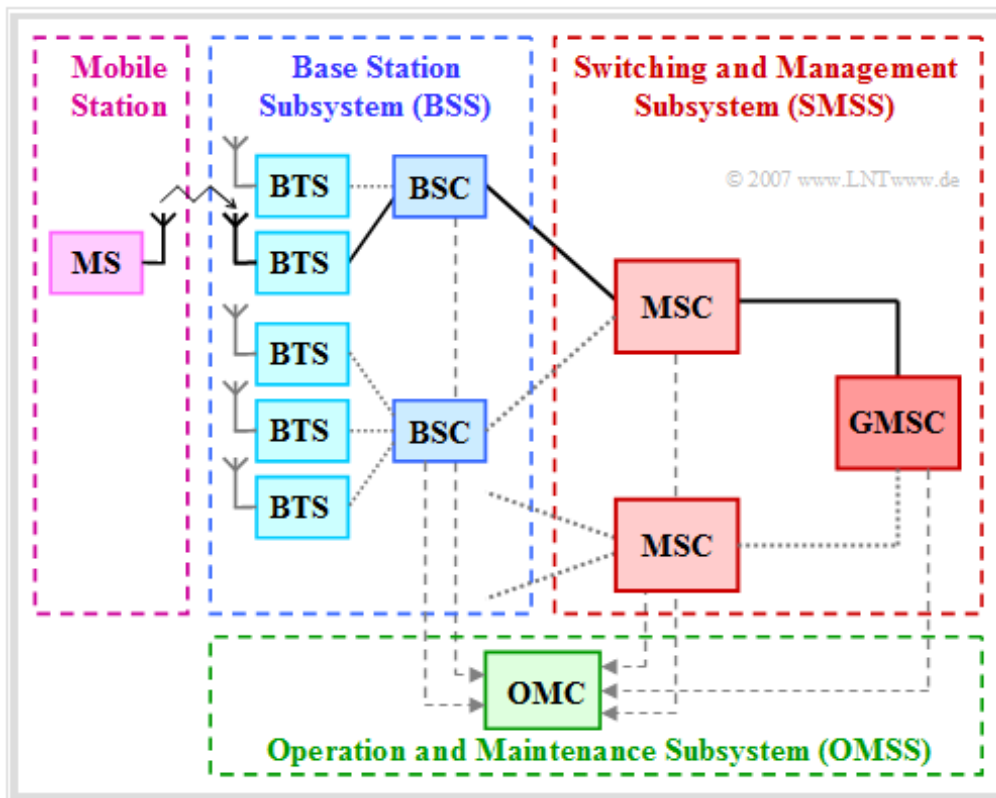


Die Grafik zeigt die Struktur für ein so genanntes **Public Land Mobile Network** (PLMN) des GSM, also die GSM–Systemarchitektur. Diese ist für die Sprachübertragung ausgelegt, aber auch für die Datenübertragung in eingeschränktem Maße geeignet. Aus dieser Grafik erkennt man:

- Die Mobilstation (MS) kommuniziert über Funk mit der nächstgelegenen **Base Transceiver Station** (BTS, Sende– und Empfangsbasisstation).
- Mehrere BTS werden gebietsweise zusammengefasst und sind einem **Base Station Controller** (BSC, Kontrollstation) unterstellt.
- Das **Base Station Subsystem** (BSS) besteht aus einer Vielzahl von BTS und mehreren BSC. In der Grafik ist ein solches BSS blau umrandet.
- jede BSC ist schließlich mit einem **Mobile Switching Center** (MSC, Vermittlungsrechner) verbunden, dessen Funktion mit einem Vermittlungsknoten im Festnetz vergleichbar ist.

Die weiteren Komponenten werden auf den nächsten Seiten im Detail beschrieben.

GSM-Systemarchitektur und Netzkomponenten (2)



Die fest installierte GSM-Infrastruktur kann in drei Subnetze untergliedert werden:

- dem **Base Station Subsystem** (BSS, Funknetz-BSS),
- dem **Switching and Management Subsystem** (SMSS, Mobilvermittlungsnetz), und
- dem **Operation and Maintenance Subsystem** (OMSS, Betrieb und Wartung).

BSS und SMSS werden auf den beiden nächsten Seiten noch im Detail beschrieben.

Das **Operation and Maintenance Subsystem** (OMSS) sorgt für das Einrichten der Teilnehmer, die Überprüfung der Berechtigungen, die Sperrung der Geräte, die Gebührenerfassung, die Wartung der Netzkomponenten sowie die Steuerung des Verkehrsflusses. Es beinhaltet folgende Komponenten:

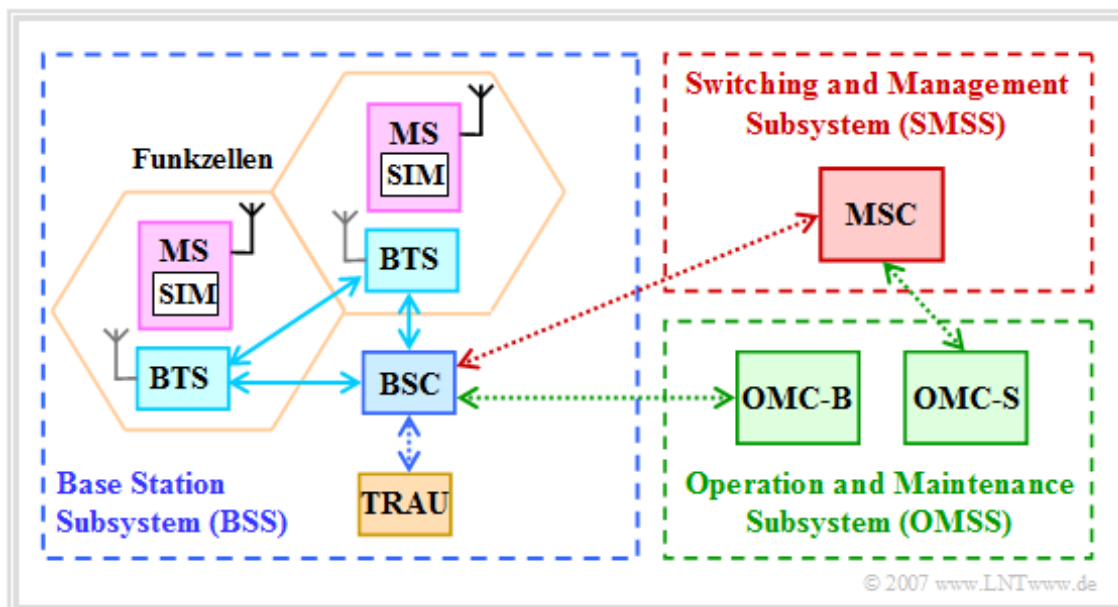
- Das **Operation and Maintenance Center** (OMC) – grün umrandet – überwacht einen Teil des gesamten Mobilfunknetzes und löst die Steuerfunktionen des Netzes aus.
- Es unterteilt sich in die beiden Komponenten **OMC-B** für die Überwachung der *Base Station Controller* (BSC) und **OMC-S** zur Kontrolle des *Mobile Switching Centers* (MSC).
- Die Netzkontrolle kann auch in einem oder mehreren **Network Management Center** (NMC) zentralisiert erfolgen. Ein solches ist den OMCs übergeordnet.

Weitere wichtige Funktionen/Aufgaben des *Operation and Maintenance Centers* (OMC) sind die Verwaltung des kommerziellen Betriebs, die Netzkonfiguration, das Sicherheitsmanagement und alle Wartungsarbeiten hinsichtlich Hardware und Software.

Base Station Subsystem – BSS

Die folgende Grafik zeigt im linken Teil ein **Base Station Subsystem**, abgekürzt BSS. Ein solches Funknetz besteht aus folgenden Netzkomponenten:

- Die **Base Transceiver Station** (BTS) stellt mindestens je einen Funkkanal für den Nutzverkehr bzw. die Signalisierung bereit. Sie besitzt neben dem HF-Teil (Sende- und Empfangseinrichtung) noch einige Komponenten zur Signal- und Protokollverarbeitung. An die BTS sind eine oder mehrere Antennen angeschlossen, die meist einen 120°-Sektor versorgen.
- Um die Basisstationseinheiten (BTS) klein halten zu können, ist die wesentliche Steuerungs- und Protokollintelligenz oft in den **Base Station Controller** (BSC) verlagert. Dabei können durchaus auch mehrere BTS von einem gemeinsamen BSC gesteuert werden.
- Bevor das Sprachsignal dem Vermittlungssystem übergeben wird, wandelt die **Transcoding und Rate Adaption Unit** (TRAU) die Rate des GSM-Sprachsignals von 13 kbit/s auf 64 kbit/s. Des Weiteren übernimmt die TRAU auch die Ratenanpassung für die Datendienste.



Jeder BTS werden verschiedene Parameter zugeordnet, nämlich:

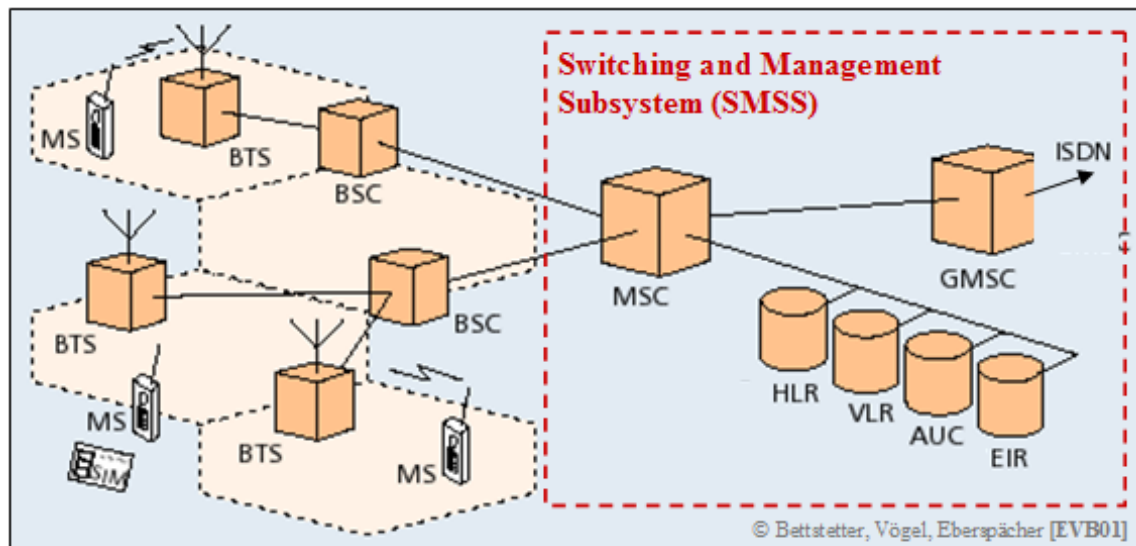
- Eine oder mehrere Funkzellen werden zu einer *Location Area* (LA) zusammengefasst. Jede LA erhält eine eigene Kennziffer – den sog. **Location Area Identifier** (LAI). Dieser wird von der Basisstation auf dem *Broadcast Control Channel* (BCCH) regelmäßig ausgesendet.
- Dadurch kann jede Mobilstation über die LAI auch ihren aktuellen Aufenthaltsort feststellen. Bei einem Wechsel der Location Area fordert die Mobilstation ein **Location Update** an.

Weitere Parameter des Base Station Subsystems sind unter anderem:

- die **Cell Allocation** (CA) zur Zuordnung eines Satzes von Frequenzen zu einer BTS,
- der **Cell Identifier** (CI) zur Kennzeichnung der einzelnen Zellen innerhalb einer LA, und
- der **Base Transceiver Station Identity Code** (BSIC) als Kennung der Basisstation.

Switching and Management Subsystem (1)

Das **Switching and Management Subsystem** (SMSS, deutsch: Mobilvermittlungsnetz) besteht aus den Mobilvermittlungszentren (MSC bzw. GMSC) und verschiedenen Datenbanken (VLR, HLR, AUC, EIR, etc.), wie die nachfolgende Grafik aus [BVE99] zeigt.



Die Grafik ist der Veröffentlichung [BVE99] entnommen, die Beschriftung wurde angepasst. Wir danken den Autoren C. Bettstetter, H.J. Vögel und J. Eberspächer für ihr Einverständnis, die Grafik verwenden zu dürfen.

Zu dieser Darstellung ist zu bemerken:

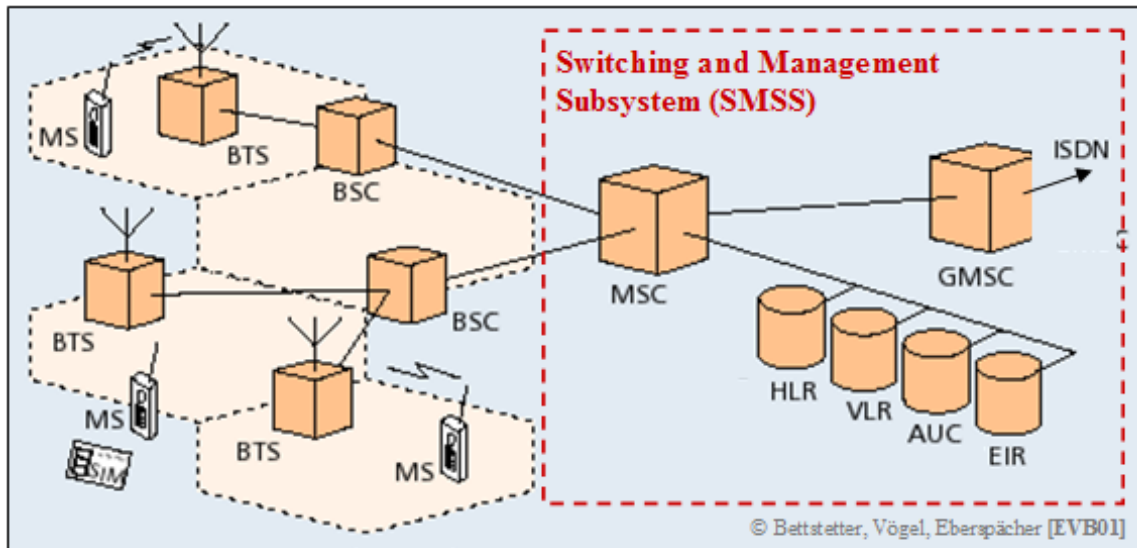
- Das **Mobile Switching Center** (MSC) – also das Mobilvermittlungszentrum – erfüllt die gleichen vermittlungstechnischen Funktionen wie ein Festnetz-Vermittlungsknoten, z.B. die Wegesuche und die Signalwegeschaltung. Zusätzlich muss ein MSC jedoch auch die Mobilität der Teilnehmer berücksichtigen (Aufenthaltsregistrierung, Handover beim Zellwechsel, und einiges mehr).
- Das **Gateway Mobile Switching Center** (GMSC) ist für die Verbindung zwischen Festnetz – zum Beispiel dem ISDN – und dem Mobilfunknetz verantwortlich. Wird beispielsweise ein Mobilfunkteilnehmer aus dem Festnetz angerufen, so ermittelt das GMSC im HLR (siehe unten) das zuständige MSC und vermittelt den Ruf weiter.

MSC und GMSC haben Zugriff auf verschiedene Datenbanken:

- Das **Home Location Register** (HLR, deutsch: Heimatregister) ist ein zentrales Register für die Teilnehmerdaten in einem PLMN. Es beinhaltet permanente Daten, aber auch temporäre, die zur Wegesuche für Rufe der eigenen Mobilteilnehmer benötigt werden.
- Das **Visitor Location Register** (VLR, deutsch: Besucherregister) speichert die Daten aller Mobilstationen, die sich momentan im Verwaltungsbereich des zugehörigen MSC aufhalten, also auch die Teilnehmer anderer Netzbetreiber.
- Das **Authentication Center** (AUC) ist für die Speicherung von vertraulichen Daten und von Schlüsseln verantwortlich.
- Das **Equipment Identity Register** (EIR, deutsch: Gerätereister) speichert Seriennummern (*International Mobile Station Equipment Identity*, IMEI) der angemeldeten Endgeräte.

Switching and Management Subsystem (2)

Wir betrachten weiterhin das *Switching and Management Subsystem* (SMSS) gemäß der Grafik.



Die Grafik ist der Veröffentlichung [BVE99] entnommen, die Beschriftung wurde angepasst. Wir danken den Autoren C. Bettstetter, H.J. Vögel und J. Eberspächer für ihr Einverständnis, die Grafik verwenden zu dürfen.

Zwischen den Datenbanken (VLR, HLR, AUC, etc.) zweier an einer Sprachverbindung beteiligten Mobilvermittlungszentren gibt es einen ständigen Datenabgleich. Hierzu erforderlich sind verschiedene Kennzeichnungen für alle Teilnehmer, zum Beispiel:

- Die **Mobile Station Roaming Number** (MSRN) ist eine temporäre, aufenthaltsabhängige ISDN-Nummer. Sie wird jeder Mobilstation vom lokal zuständigen VLR zugewiesen und vom HLR auf Anfrage an das GMSC weitergeleitet. Mit Hilfe dieser MSRN werden Rufe zu einer Mobilstation geroutet.
- Die **Temporary Mobile Subscriber Identity** (TMSI) ist eine weitere Kennnummer, die nur im Gebiet des VLR gültig ist und anstelle der *International Mobile Subscriber Identity* (IMSI) zur Adressierung einer Mobilstation verwendet wird.

Beispiel: Wir betrachten das Mobilfunknetz eines Betreibers A, dessen Kunde der Teilnehmer 1 ist. Das *Visited Location Register* von Betreiber A – abgekürzt VLR(A) – enthält Informationen zum genauen Aufenthalt (In welcher Zelle? Welches BTS?) aller Teilnehmer. Für diesen Teilnehmer 1 stimmt der Eintrag im *Home Location Register* HLR(A) mit VLR(A) überein. So erkennt Betreiber A, dass Teilnehmer 1 sein Kunde ist, und es wird eine Verbindung hergestellt.

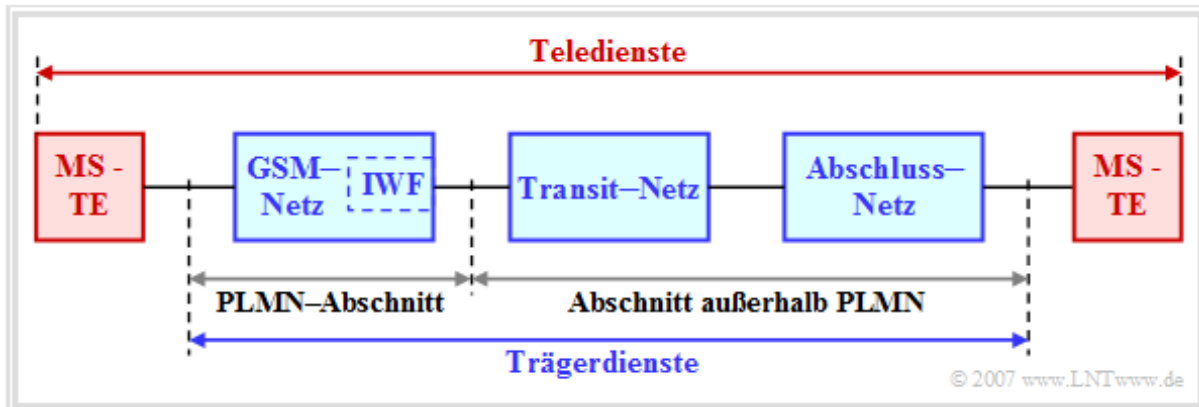
Der Teilnehmer 2 ist Kunde eines anderen Betreibers B, der sich momentan per Roaming im Netz A befindet. Das *Visitor Location Register* von Betreiber A – abgekürzt VLR(A) – enthält Informationen zum genauen Aufenthalt des fremden Teilnehmers 2 und eine Kopie von HLR(B) des Betreibers B. Der Betreiber A erkennt so diesen fremden Kunden und erteilt ihm die Freigabe für Roaming in seinem Netz A. Voraussetzung ist allerdings, dass zwischen den Netzbetreibern ein Roaming-Vertrag besteht.

Dienste des GSM (1)

Die GSM-Dienste sind in die drei Kategorien aufgeteilt:

- **Bearer Services** – Trägerdienste,
- **Teleservices** – Tele(matik)dienste,
- **Supplementary Services** – Zusatzdienste.

Träger- und Teledienste fasst man auch unter dem Oberbegriff „Telekommunikationsdienste“ zusammen. Deshalb muss jedes *Public Land Mobile Network* (PLMN) die entsprechende Festnetz-Infrastruktur und eine Netzübergangsvermittlungsfunktion (*Interworking Function*, IWF) zur Verfügung stellen.



Die **Trägerdienste** sind für die Datenübertragung grundlegend. Sie stellen die notwendigen technischen Einrichtungen zum gesicherten Transport der Nutzdaten bereit. Zu den reinen Transportdiensten gehören:

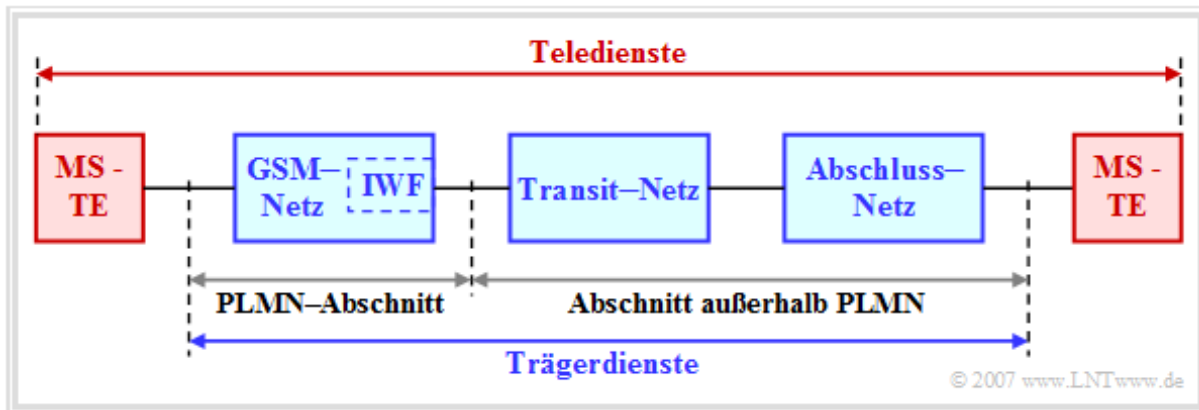
- synchrone leitungsvermittelte Datenübertragung (mit 2400, 4800 oder 9600 bit/s),
- asynchrone leitungsvermittelte Datenübertragung (mit 300 oder 1200 bit/s).
- synchrone paketvermittelte Datenübertragung (mit 2400, 4800 oder 9600 bit/s).
- asynchrone paketvermittelte Datenübertragung (mit 300 oder 9600 bit/s).

Die Trägerdienste werden dazu noch in zwei verschiedene Modi unterteilt:

- Im sog. **transparenten Modus** besteht eine durch Vorwärtsfehlerkorrektur gesicherte Verbindung zwischen Endgerät und MSC. Dieser Modus ist durch eine konstante Bitrate, eine konstante Übertragungsverzögerung und – abhängig vom jeweiligen Kanalzustand – eine schwankende Bitfehlerhäufigkeit gekennzeichnet.
- Dagegen basiert der **nichttransparente Modus** auf dem *Radio Link Protocol* (RLP). Durch ein zusätzliches *Automatic Repeat Request* (ARQ)-Verfahren dieses Protokolls werden Blöcke mit zu vielen Bitfehlern zur Wiederübertragung angefordert, so dass sowohl die Netto-Bitrate als auch die Verzögerung stark von den Übertragungsbedingungen abhängen.

Dienste des GSM (2)

Die zweite Kategorie der GSM-Dienste sind **Teledienste**. Diese sind Ende-zu-Ende-Dienste, für die in der Regel keine Netzübergangsumsetzung (*Interworking Function, IWF*) erforderlich ist. In der Grafik bezeichnet MS-TE das Terminal-Equipment der Mobilstation.



Die wichtigsten Teledienste sind:

- der **Telefondienst**. Dieser Basisdienst für die Übertragung digital-codierter Sprachsignale benutzt eine bidirektionale sowie symmetrische Punkt-zu-Punkt-Verbindung und bietet sog. „Services“ an, wie z.B. Anrufumleitung, Anrufsperrung und geschlossene Benutzergruppen;
- der **Faxdienst**, der zur Übertragung der Daten einen transparenten Trägerdienst nutzt;
- der **Kurznachrichtendienst** (englisch: *Short Message Service, SMS*), der von GSM seit 1996 bereitgestellt wird. Hiermit können Nachrichten mit einem verbindungslosen paketvermittelten Protokoll von oder zu einer Mobilstation übertragen werden. Hierzu muss ein Netzbetreiber ein Dienstzentrum (*Service Center*) einrichten.

Man unterscheidet zwei Typen von Kurznachrichten:

- **Punkt-zu-Punkt-Nachrichten** zwischen den Mobilstationen und einer Vermittlungsstelle mit einer maximalen Länge von 160 alphanumerischen Zeichen,
- **Short Message Service Cell Broadcast (SMSCB)**. Diese Nachrichten werden nur in einem begrenzten, regionalen Gebiet ausgestrahlt und können von der Mobilstation nur im Ruhezustand empfangen werden. Die Länge ist auf 93 Zeichen beschränkt.

Die **Zusatzdienste** als dritte Kategorie der GSM-Dienste modifizieren und ergänzen die Funktionalität eines GSM-Telekommunikationsdienstes. GSM der Phase 1 bietet die gleichen Zusatzdienste an wie ISDN, beispielsweise Anrufanzeige, Rufumleitung (*Call Forwarding*) und Rufnummernsperrung (*Call Restriction*).

Neuere GSM-Dienste der Phase 2+ sind:

- **High Speed Circuit-Switched Data (HSCSD, Leitungsdatendienst)**,
- **General Packet Radio Service (GPRS, Paketdatendienst)**, sowie
- **Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE, höherratige Datenübertragung)**.

Logische Kanäle des GSM

Entscheidend für den ordnungsgemäßen Betrieb des GSM-Netzes und den Informationsaustausch zwischen Mobil- und Basisstation ist die **Funkschnittstelle**. Diese wird auch „Luftschnittstelle“ oder „Physical Layer“ genannt und definiert alle physikalischen Kanäle des GSM-Systems sowie deren Zuordnung zu den logischen Kanälen. Weiterhin ist die Funkschnittstelle für weitere Funktionalitäten wie zum Beispiel das *Radio Subsystem Link Control* zuständig.

Beginnen wir mit den **logischen Kanälen**. Diese können einen ganzen physikalischen Kanal oder auch nur einen Teil eines physikalischen Kanals belegen und unterteilen sich in zwei Kategorien:

- **Traffic Channels** (deutsch: Verkehrskanäle) werden ausschließlich für die Übertragung von Benutzerdatenströmen wie Sprache, Fax und Daten genutzt. Diese Kanäle sind für beide Richtungen (MS \Leftrightarrow BSS) ausgelegt und können entweder durch einen Vollraten-Verkehrskanal (13 kbit/s) oder von zwei Halbratenkanälen (je 5.6 kbit/s) belegt werden.
- **Control Channels** (deutsch: Signalisierungskanäle) versorgen über die Funkschnittstelle alle aktiven Mobilstationen durch einen paketorientierten Signalisierungsdienst, um jederzeit Nachrichten von der BTS empfangen bzw. Nachrichten an die BTS senden zu können.

Gruppe	Verkehrskanäle	Signalisierungskanäle		
		Dm: mobiler D-Kanal		
Richtung	bidirektional	unidirektional BSS-MS	unidirektional MS-BSS / BSS-MS	bidirektional
Kategorie	Traffic Channel TCH	Broadcast Channel	Common Control Channel CCCH	Dedicated Control Channel DCCH
Kanäle	Vollratenkanäle: TCH/F, Bm (mobiler B-Kanal)	Broadcast Control Channel BCCH	Random Access Channel RACH	Stand-alone DCCH SDCCH
	Halbratenkanäle: TCH/H, Lm (Lower-rate mobile Channel)	Synchronisation Channel SCH	Access Grant Channel AGCH	Associated Control Channel ACCH
		Frequency Correction Channel FCCH	Paging Channel PCH	Slow ACCH SACCH
			Notification Channel NCH	Fast ACCH FACCH

© 2007 www.LNTwww.de

Die Tabelle listet die logischen Kanäle des GSM auf. Diese unterscheiden sich von den logischen ISDN-Kanälen durch ein zusätzliches „m“ für „mobile“. Beispielsweise ist der Bm-Kanal vergleichbar mit dem B-Kanal des ISDN.

Uplink- und Downlink-Parameter

Die logischen Kanäle werden auf **physikalische Kanäle** abgebildet, die alle physikalischen Aspekte des Datentransportes beschreiben:

- die Frequenzbereiche für den **Uplink** (Funkstrecke von der Mobil- zur Basisstation) und den **Downlink** (Funkstrecke von der Basis- zur Mobilstation),
- die Aufteilung zwischen **Time Division Multiple Access (TDMA)** und **Frequency Division Multiple Access (FDMA)**,
- die **Burststruktur**, also die Belegung eines TDMA-Zeitschlitzes bei verschiedenen Anwendungen (Benutzer- und Signalisierungsdaten, Synchronisationsmarken, usw.), sowie
- das **Modulationsverfahren Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)**, eine Variante von *Continuous Phase – Frequency Shift Keying (CP-FSK)* mit großer Bandbreiteneffizienz.

Die nachfolgende Tabelle zeigt die Frequenzbereiche der standardisierten GSM-Systeme.

Frequenzband	Uplink (MHz)	Downlink (MHz)	System	Land/Kontinent
450 MHz	450.4 – 457.6	460.4 – 467.6	GSM 400	u.a. Osteuropa
480 MHz	478.8 – 486.0	488.8 – 496.0	GSM 400	u.a. Osteuropa
800 MHz	824 – 849	869 – 894	GSM 800	Amerika
900 MHz	876 – 880	921 – 925	GSM-R	Asien, Europa
900 MHz	890 – 915	935 – 960	GSM 900	weltweit
1800 MHz	1710 – 1785	1805 – 1880	DCS / GSM 1800	weltweit
1900 MHz	1850 – 1910	1930 – 1990	PCS / GSM 1900	Amerika

© 2007 www.LNTwww.de

Damit zwischen den beiden Richtungen keine Intermodulationsstörungen auftreten, liegt zwischen den Bändern für Uplink und Downlink ein Sicherheitsband, der sog. **Duplexabstand**.

Beispiel: Beim System GSM 900 (in Deutschland: D-Netz) beginnt der Uplink bei 890 MHz und der Downlink bei 935 MHz. Der Duplexabstand beträgt somit 45 MHz. Sowohl der Uplink als auch der Downlink besitzen eine Bandbreite von 25 MHz. Abzüglich der Guard-Bänder an den beiden Rändern von jeweils 100 kHz verbleiben 24.8 MHz, die in 124 FDMA-Kanäle zu je 200 kHz unterteilt sind.

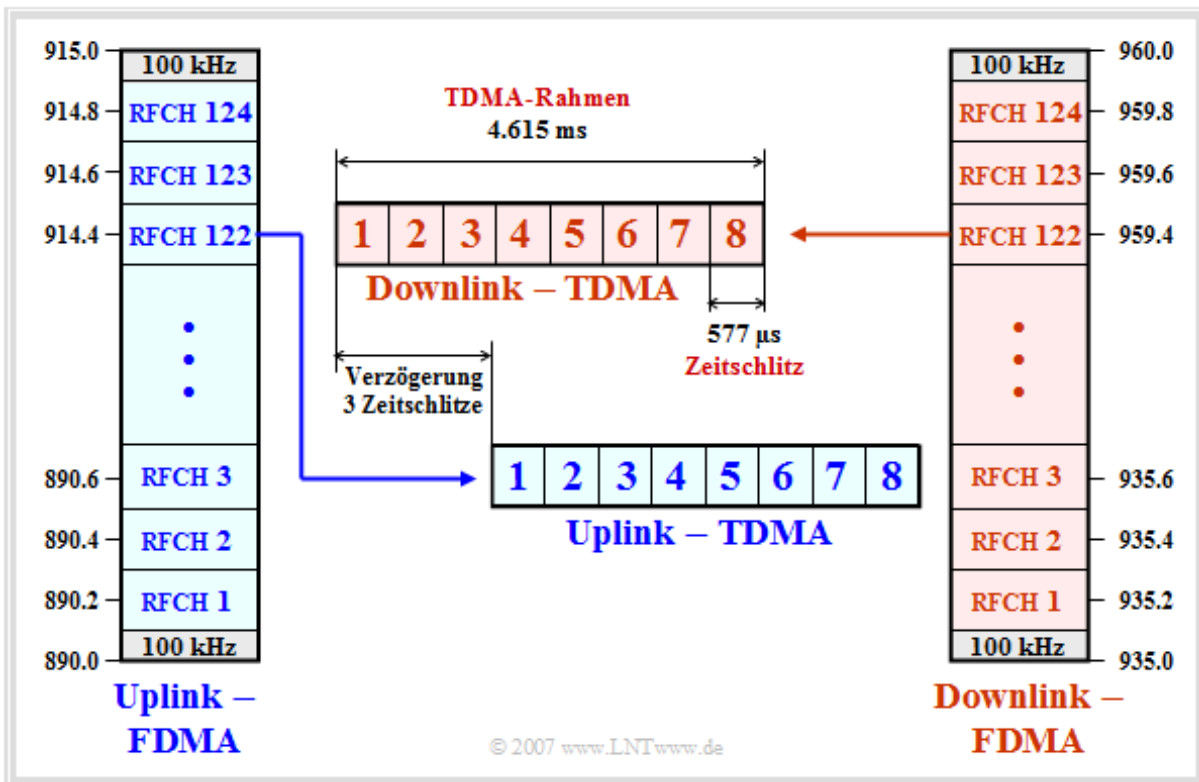
Das DCS-Band (E-Netz) im Bereich um 1800 MHz hat einen Duplexabstand von 95 MHz und eine jeweilige Bandbreite von 75 MHz. Unter Berücksichtigung der Guard-Bänder ergeben sich hier 374 FDMA-Kanäle zu je 200 kHz.

Realisierung von FDMA und TDMA (1)

Beim GSM-System werden zwei Vielfachzugriffsverfahren parallel verwendet:

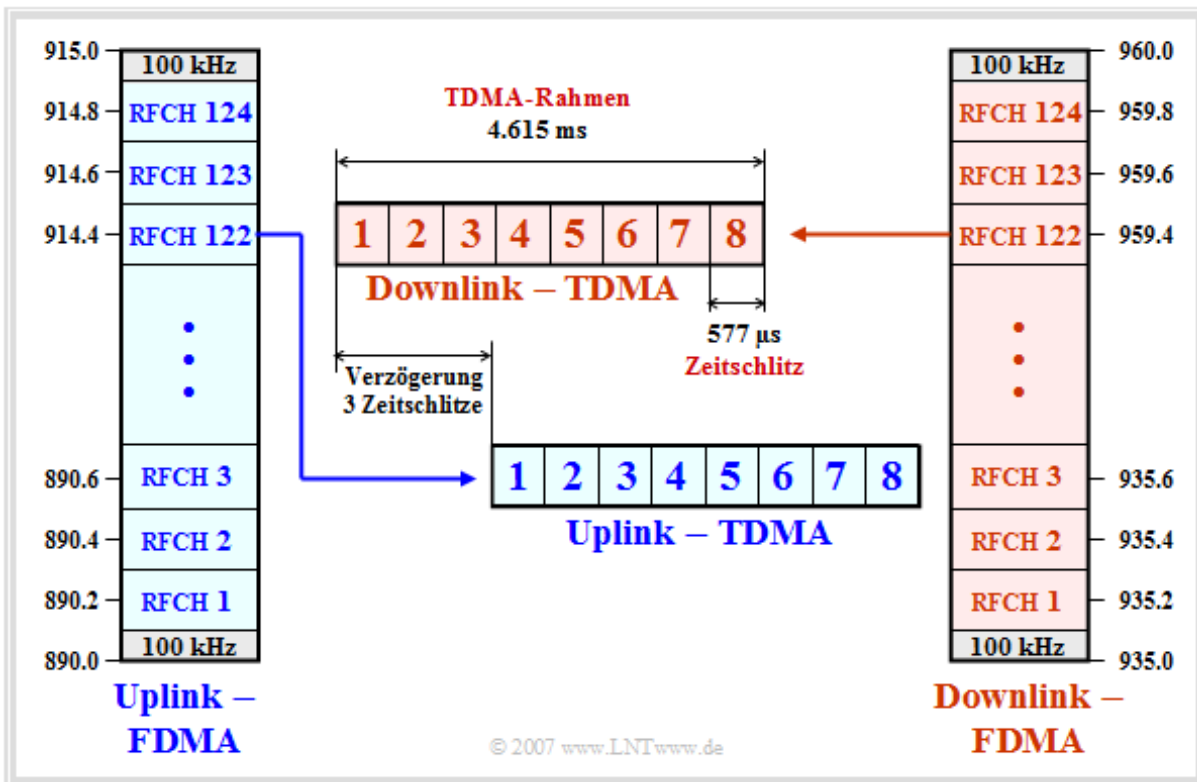
- **Frequenzmultiplex** (*Frequency Division Multiple Access*, FDMA) und
- **Zeitmultiplex** (*Time Division Multiple Access*, TDMA).

Die Grafik und die nachfolgende Beschreibung gilt für das System GSM 900, in Deutschland bekannt als D-Netz. Bei den anderen GSM-Systemen gelten vergleichbare Aussagen.



- Sowohl im Uplink als auch im Downlink geschieht die Übertragung der Signalisierungs- und Verkehrsdaten parallel in 124 Frequenzkanälen, bezeichnet mit RFCH1 bis RFCH124.
- Die Mittenfrequenz des Uplink-Kanals n liegt bei $890 \text{ MHz} + n \cdot 0.2 \text{ MHz}$ ($n = 1, \dots, 124$). Am oberen und unteren Ende des 25 MHz-Bandes gibt es Schutzbereiche von je 100 kHz.
- Der Kanal n im Downlink liegt um den Duplexabstand von 45 MHz über dem Kanal n im Uplink bei $935 \text{ MHz} + n \cdot 0.2 \text{ MHz}$. Die Kanäle werden ebenso bezeichnet wie in der Aufwärtsstrecke.
- Jeder Zelle wird eine Teilmenge dieser Frequenzen per **Cell Allocation** (CA) zugewiesen. Mobilstationen in benachbarten Zellen arbeiten meist bei unterschiedlichen Frequenzen.
- Eine Teilmenge der CA ist für die logischen Kanäle reserviert. Die verbleibenden Kanäle können einer Mobilstation zur **Mobile Allocation** (MA) zugewiesen werden.
- Diese wendet man zum Beispiel bei **Frequenzsprungverfahren** (*Frequency Hopping*) an, wobei die Daten über verschiedene Frequenzkanäle gesendet werden. Die Übertragung wird dadurch stabiler gegenüber Kanalschwankungen. Meist erfolgt der Frequenzwechsel paketweise.

Realisierung von FDMA und TDMA (2)



Fortsetzung der Beschreibung:

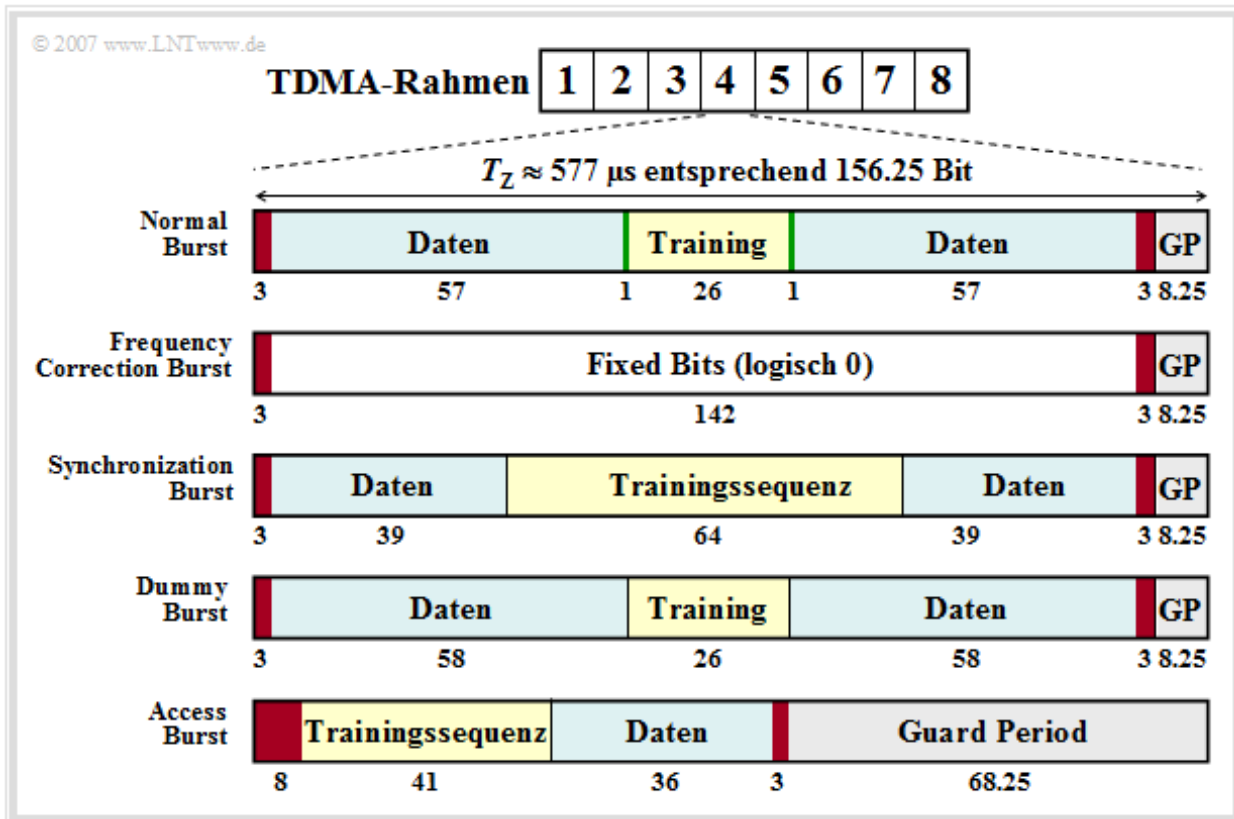
- Die einzelnen GSM-Frequenzkanäle werden durch Zeitmultiplex (TDMA) noch weiter unterteilt. Jeder FDMA-Kanal wird periodisch in so genannte **TDMA-Rahmen** aufgeteilt, die ihrerseits jeweils acht Zeitschlitze (Time-Slots) umfassen.
- Die **Zeitschlitze** (TDMA-Kanäle) werden zyklisch den einzelnen Teilnehmern zugeordnet und beinhalten jeweils einen sog. Burst von 156.25 Bitperioden Länge. Jedem GSM-Nutzer steht in jedem TDMA-Rahmen genau einer der acht Zeitschlitze zur Verfügung.
- Die TDMA-Rahmen des Uplinks werden gegenüber denen des Downlinks mit drei Zeitschlitzen Verzögerung gesendet. Dies hat den Vorteil, dass die gleiche Hardware einer Mobilstation sowohl zum Senden als auch zum Empfangen einer Nachricht eingesetzt werden kann.
- Die Dauer eines Zeitschlitzes beträgt $T_Z \approx 577 \mu\text{s}$, die eines TDMA-Rahmens 4.615 ms. Diese Werte ergeben sich aus der GSM-Rahmenstruktur. Insgesamt 26 TDMA-Rahmen werden zu einem so genannten Multiframe der Dauer 120 ms zusammengefasst:

$$T_Z = \frac{120 \text{ ms}}{8 \cdot 26} \approx 576.9 \mu\text{s}.$$

Wir verweisen hier auch auf die Seite **GSM-Rahmenstruktur** und die **Aufgabe A3.3**.

Die verschiedenen Arten von Bursts (1)

Wie gerade gezeigt wurde, beinhaltet ein **Burst** jeweils 156.25 Bit und hat die Dauer $T_Z \approx 577 \mu\text{s}$. Daraus berechnet sich die Bitdauer zu $T_B \approx 3.69 \mu\text{s}$. Zur Vermeidung von Überlappungen von Bursts aufgrund unterschiedlicher Laufzeiten zwischen Mobil- und Basisstation ist am Ende eines jeden Bursts eine **Guard Period** (GP) eingefügt. Dieser Sicherheitsabstand beträgt meist 8.25 Bitdauern, also $8.25 \cdot 3.69 \mu\text{s} \approx 30.5 \mu\text{s}$.



Man unterscheidet fünf verschiedene Arten von Bursts, wie aus obigem Bild hervorgeht:

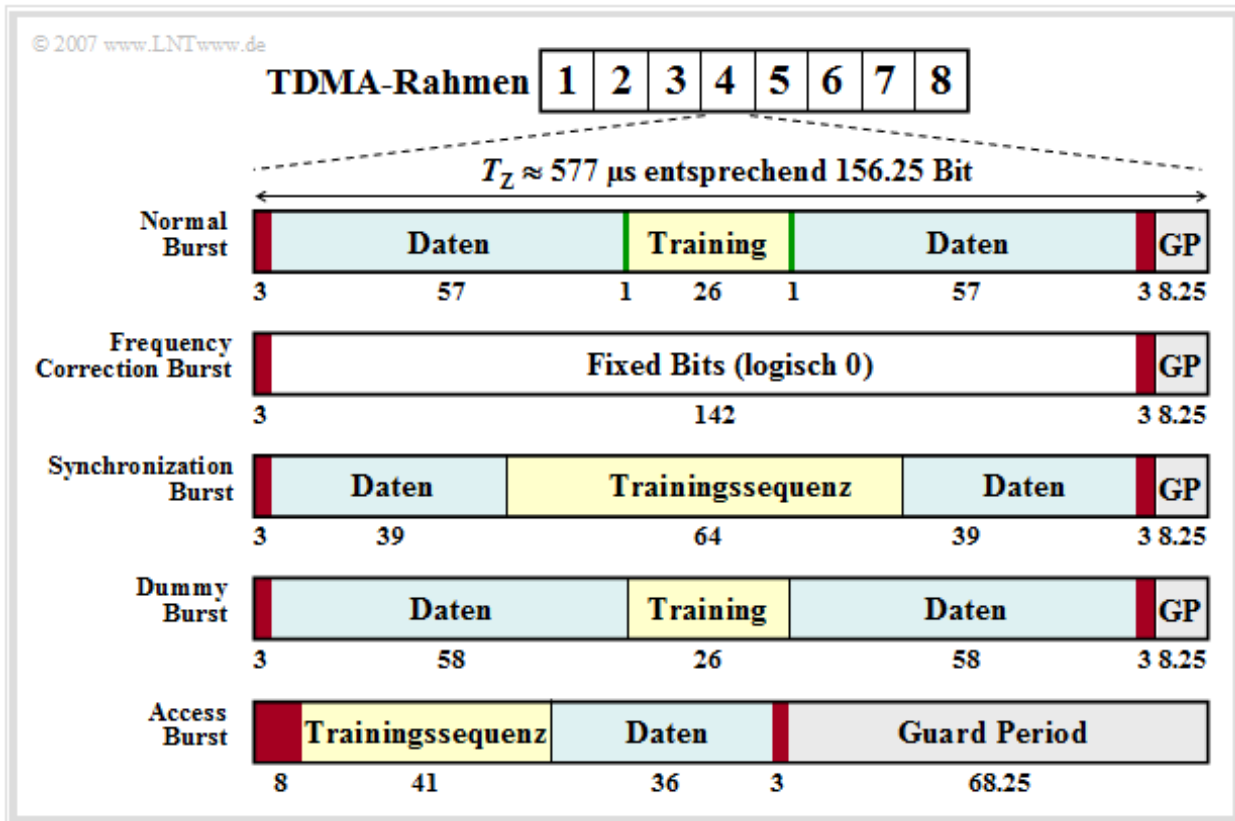
- Normal Burst,
- Frequency Correction Burst,
- Synchronization Burst,
- Dummy Burst,
- Access Burst.

Der **Normal Burst** (NB) wird eingesetzt, um Daten von Verkehrs- und Signalisierungskanälen zu übertragen. Die fehlerschutzcodierten Nutzdaten (blau, zwei mal 57 Bits) ergeben zusammen mit je drei Tailbits (rot, in dieser Zeit wird die Sendeleistung geregelt), zwei Signalisierungsbits (grün) und 26 Bits für die Trainingssequenz (gelb, erforderlich für die Kanalschätzung und Synchronisation) insgesamt 148 Bit. Dazu kommt die Guard Period von 8.25 Bit (grau).

Die zwei (grünen) Signalisierungsbits – auch *Stealing Flags* genannt – zeigen an, ob der Burst lediglich Nutzdaten oder hochpriorisierte Signalisierungsinformationen transportiert, die immer verzögerungsfrei zu übertragen sind. Mit Hilfe der *Trainingssequenz* kann der Kanal geschätzt werden, was eine Voraussetzung für die Anwendung eines Entzerrers zur Verminderung von Impulsinterferenzen ist.

Die vier anderen Burstarten werden auf der nächsten Seite erklärt.

Die verschiedenen Arten von Bursts (2)



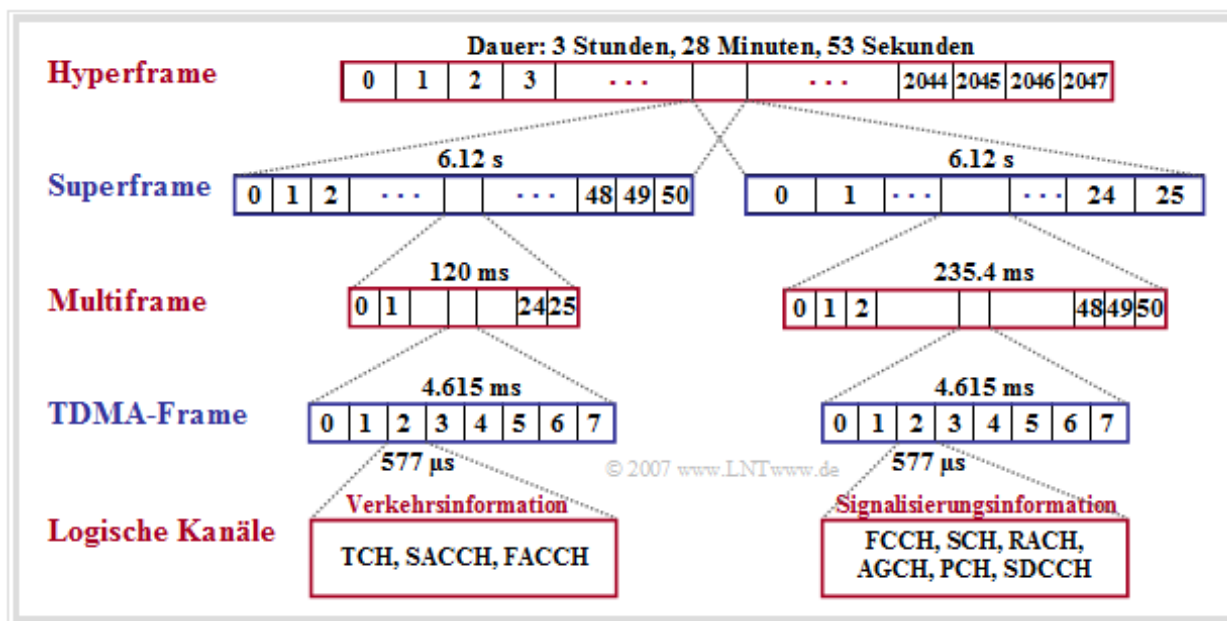
Die vier weiteren Burstarten haben folgende Bedeutung:

- Der **Frequency Correction Burst** (FB) wird zur Frequenzsynchronisierung einer MS verwendet. Alle Bits außer den Tailbits und der Guard Period sind hier auf logisch 0 gesetzt. Die wiederholte Ausstrahlung eines solchen Bursts auf dem *Frequency Correction Channel* (FCCH) entspricht einem unmodulierten Trägersignal mit der Frequenz $f_T + \Delta f_A$ (Trägerfrequenz + Frequenzhub). Dieser Wert ergibt sich aus der Tatsache, dass das Modulationsverfahren **Gaussian Minimum Shift Keying** ein FSK-Sonderfall ist.
- Mit dem **Synchronization Burst** (SB) werden Informationen übertragen, mit deren Hilfe sich eine MS zeitlich mit der BTS synchronisiert. Neben einer langen Midambel von 64 Bit enthält der *Synchronization Burst* die TDMA-Rahmen-Nummer und den *Base Transceiver Station Identity Code* (BSIC). Bei wiederholter Ausstrahlung eines solchen Bursts spricht man vom *Synchronization Channel* (SCH).
- Der **Dummy Burst** (DB) wird von jeder *Base Transceiver Station* (BTS) auf einer speziell ihr zugeteilten Frequenz (*Cell Allocation*) ausgesandt, wenn keine anderen Bursts zu versenden sind. Damit ist sichergestellt, dass eine Mobilstation stets Leistungsmessungen durchführen kann.
- Der **Access Burst** (AB) wird für wahlfreien Vielfachzugriff auf dem *Random Access Channel* (RACH) eingesetzt. Um die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen auf dem RACH gering zu halten, besitzt der *Access Burst* eine wesentliche längere *Guard Period* von 68.25 Bitdauern als die übrigen Bursts.

GSM–Rahmenstruktur

Durch die GSM–Rahmenstruktur erfolgt die Abbildung der logischen Kanäle auf physikalische Kanäle. Hierbei wird unterschieden zwischen

- der **Abbildung in der Frequenz**, basierend auf *Cell Allocation (CA)*, *Mobile Allocation (MA)*, die TDMA–Rahmennummer (FN) und den Vorschriften für das (optionale) *Frequency Hopping*,
- der **Abbildung in der Zeit**, wobei die TDMA–Rahmen mit jeweils acht Zeitschlitzten zur Übertragung der Bursts in Multiframes, Superframes und Hyperframes zusammengefasst werden.



Entsprechend diesem Bild gelten folgende Aussagen:

- **Multiframes** werden für die Abbildung von logischen Kanälen auf physikalische Kanäle genutzt. Hierbei sind zwei Arten zu unterscheiden, solche mit 26 TDMA–Rahmen und einer Zyklusdauer von 120 ms und solche mit 51 TDMA–Rahmen und einer Dauer von 235.4 ms.
- Die Bursts der Verkehrskanäle (TCH) und der zugeordneten Steuerungskanäle (SACCH, FACCH) werden in jeweils 26 aufeinander folgenden TDMA–Rahmen übertragen. Dabei wird stets nur ein Zeitschlitz je TDMA–Rahmen für den jeweiligen Multiframe berücksichtigt.
- Von der Brutto–Datenrate pro Nutzer (≈ 33.9 kbit/s) sind 9.2 kbit/s für Synchronisierung, Signalisierung und *Guard Period* reserviert und 1.9 kbit/s für SACCH und IDLE. Die (codierten & verschlüsselten) Nutzdaten belegen bei Multiframe–Struktur mit 26 Rahmen nur 22.8 kbit/s.
- Die Multiframe–Struktur mit 51 Rahmen (rechte Bildhälfte) dient dazu, mehrere logische Kanäle auf einen physikalischen Kanal zu multiplexen. In 51 aufeinander folgenden TDMA–Rahmen werden jeweils alle Daten der Signalisierungskanäle (außer FACCH und SACCH) übertragen.
- Ein **Superframe** besteht aus 1326 aufeinander folgenden TDMA–Rahmen (51 Multiframes mit je 26 bzw. aus 26 Multiframes mit je 51 TDMA–Rahmen) und dauert ca. 6.12 Sekunden.
- Ein **Hyperframe** fasst jeweils 2048 Superframes (bzw. 2'715'648 TDMA–Rahmen) zusammen und wird mit seiner langen Zyklusdauer von 3 Stunden, 28 Minuten und 53.760 Sekunden zur Synchronisierung der Nutzdatenverschlüsselung verwendet.

Modulation bei GSM-Systemen

Entsprechend den Aussagen der letzten Seite müssen in einem Frequenzkanal 156.25 Bit pro Zeitschlitz (0.5769 ms) übertragen werden. Dies entspricht einer Gesamtrate (für acht TDMA-Nutzer inkl. Kanalcodierung, Signalisierungs- und Synchronisationsinformation, etc.) von $R_{\text{ges}} = 270\,833$ bit/s. Für diese Rate steht bei GSM eine Bandbreite von $B = 200$ kHz zur Verfügung. Man benötigt deshalb ein Modulationsverfahren mit einer Bandbreiteneffizienz von mindestens $\beta = R_{\text{ges}}/B = 1.35$.

Beim GSM-Mobilfunk findet das Modulationsverfahren **Gaussian Minimum Shift Keying** (GMSK) Anwendung. Dieses wurde schon im **Kapitel 4.4** des Buches „Modulationsverfahren“ ausführlich behandelt. Hier folgt eine kurze, stichpunktartige Beschreibung:

- GMSK ist eine abgewandelte Form von **Frequency Shift Keying** (FSK). Diese ergibt sich, wenn man einen Frequenzmodulator (gemäß **Kapitel 3.2** im Buch „Modulationsverfahren“) mit einem binären bipolaren rechteckförmigen Eingangssignal betreibt.
- Ein solches FSK-Signal $s(t)$ beinhaltet innerhalb einer jeden Symboldauer T jeweils nur eine einzige Augenblicksfrequenz $f_A(t) = \text{const.}$. Ist das (normierte) Eingangssignal gleich „+1“, so ist $f_A(t)$ gleich der Summe aus der Trägerfrequenz f_T und dem Frequenzhub Δf_A . Entsprechend gilt für den Amplitudenwert „-1“: $f_A(t) = f_T - \Delta f_A$.
- Um eine einfache Demodulation zu ermöglichen, sollten die beiden Signale mit den Frequenzen $f_T \pm \Delta f$ innerhalb der Symboldauer T orthogonal zueinander sein. Demzufolge muss gelten:

$$\int_0^T \cos(2\pi t \cdot (f_T + \Delta f_A)) \cdot \cos(2\pi t \cdot (f_T - \Delta f_A)) dt = 0.$$

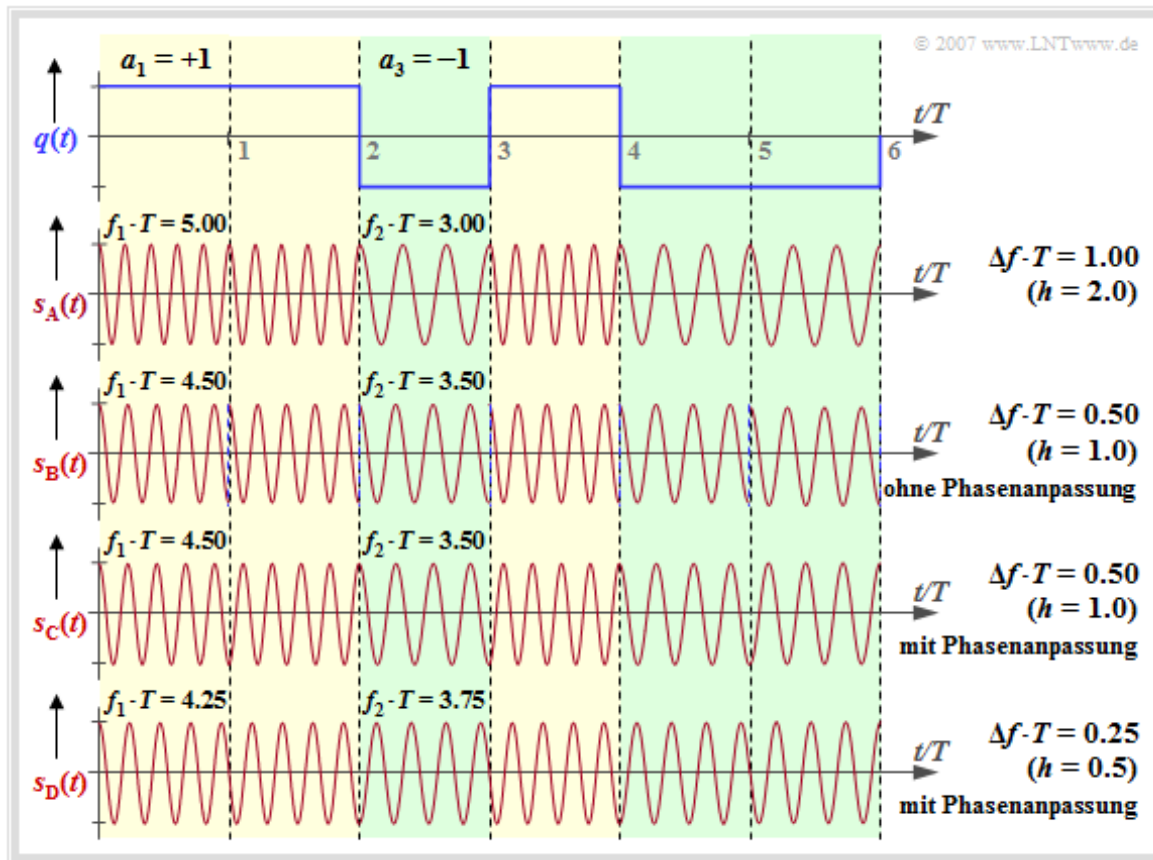
Daraus ergibt sich für den **Frequenzhub** die Anforderung:

$$\Delta f_A = \frac{k}{4 \cdot T} \text{ mit } k = 1, 2, 3, \dots$$

- Da bei FSK-Systemen der **Modulationsindex** zu $h = 2 \cdot \Delta f_A \cdot T$ definiert ist, folgt $h = k/2$. Der kleinste Wert unter Einhaltung der Orthogonalitätsbedingungen ist somit $h_{\text{min}} = 0.5$.
- Ein FSK-System mit $h = 0.5$ bzw. $\Delta f_A = 1/(4T)$ bezeichnet man als **Minimum Shift Keying** – kurz MSK. Dieses wird in allen GSM-Systemen eingesetzt, da ein größerer Modulationsindex als $h = 0.5$ eine deutlich größere Bandbreite beanspruchen würde.
- Ein sehr schmales Spektrum ergibt sich allerdings nur dann, wenn an den Symbolgrenzen Phasensprünge durch Phasenwertanpassung vermieden werden. MSK gehört somit zu den *Continuous Phase Frequency Shift Keying*-Verfahren (CP-FSK, siehe nächste Seite).
- Vor dem Frequenzmodulator wird zusätzlich noch ein Tiefpass mit Gauß-Charakteristik eingefügt, wodurch die GSM-Bandbreite weiter verringert wird. Diese Modulationsart **GMSK** wird auf **Seite 9** dieses Kapitels 3.2 im Detail beschrieben.

Kontinuierliche Phasenanpassung bei FSK

Ausgehend vom Rechtecksignal $q(t)$ und der Trägerfrequenz $f_T = 4/T$ betrachten wir die FSK-Signale $s_A(t), \dots, s_D(t)$ bei unterschiedlichem Frequenzhub $\Delta f_A \Rightarrow$ Modulationsindex $h = 2 \cdot \Delta f_A \cdot T$.



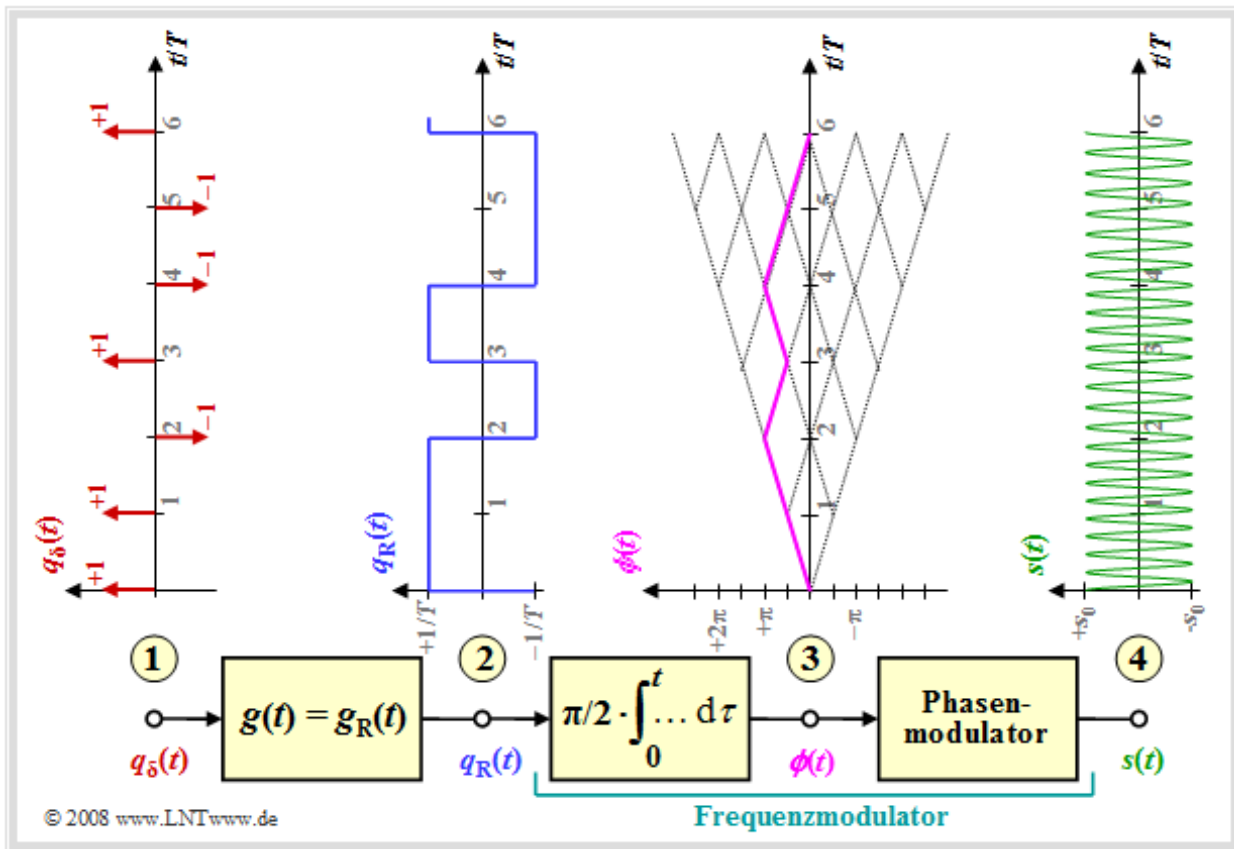
Zu den Signalverläufen ist Folgendes anzumerken:

- Das Signal $s_A(t)$ ergibt sich mit $\Delta f_A = 1/T \Rightarrow$ Modulationsindex $h = 2$. Man erkennt die höhere Frequenz $f_1 = 5/T$ (für $a_v = +1$) gegenüber der Frequenz $f_2 = 3/T$ (für $a_v = -1$).
- Mit $\Delta f_A = 0.5/T$ (Signal $s_B(t)$, $h = 1$) gilt $f_1 = 4.5/T$ und $f_2 = 3.5/T$. An jeder Symbolgrenze tritt ein Phasensprung um π auf, wenn keine Phasenanpassung wie bei $s_C(t)$ vorgenommen wird.
- Bei $s_C(t)$ wird im Bereich $0 \dots T$ der Koeffizient $a_1 = +1$ durch $\cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t)$ repräsentiert, während der ebenfalls positive Koeffizient $a_2 = +1$ im Bereich $T \dots 2T$ zum Signal $-\cos(2\pi \cdot f_1 \cdot (t-T))$ führt. Durch diese Anpassung werden somit Phasensprünge vermieden.
- Das Signal $s_D(t)$ beschreibt das MSK-Signal (Frequenzhub $\Delta f_A = 0.25/T \Rightarrow h = 0.5$), ebenfalls mit Phasenanpassung. Hier sind bei jeder Symbolgrenze – je nach den vorherigen Symbolen – vier unterschiedliche Anfangsphasen möglich.
- Bei GSM (D-Netz) beträgt die Trägerfrequenz $f_T = 900$ MHz und die Symboldauer $T \approx 3.7 \mu\text{s}$. Mit dem Modulationsindex $h = 0.5$ ergibt sich daraus $\Delta f_A \approx 68$ kHz. Die beiden Frequenzen $f_1 = 900.068$ MHz und $f_2 = 899.932$ MHz liegen somit sehr eng beieinander.

Wir verweisen auf das Modul **Frequency Shift Keying & Continuous Phase Modulation**.

Minimum Shift Keying (MSK)

Die Grafik zeigt das Modell zur Erzeugung einer MSK-Modulation und typische Signalverläufe.



Man erkennt:

- am Punkt 1 das digitale Quellensignal, bestehend aus einer Folge von Diracimpulsen im Abstand T , gewichtet mit den Amplitudenkoeffizienten $a_\nu \in \{-1, +1\}$:

$$q_d(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} a_\nu \cdot \delta(t - \nu \cdot T),$$

- am Punkt 2 das Rechtecksignal $q_R(t)$ nach Faltung mit dem Rechteckimpuls $g(t)$ der Dauer T und der Höhe $1/T$ (die Amplitude wurde aus Kompatibilitätsgründen zu späteren Seiten so gewählt):

$$q_R(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} a_\nu \cdot g(t - \nu \cdot T),$$

- den Frequenzmodulator, der sich gemäß **Kapitel 3.2** des Buches „Modulationsverfahren“ als Integrator und nachgeschalteten Phasenmodulator realisieren lässt. Für das Signal am Punkt 3 gilt:

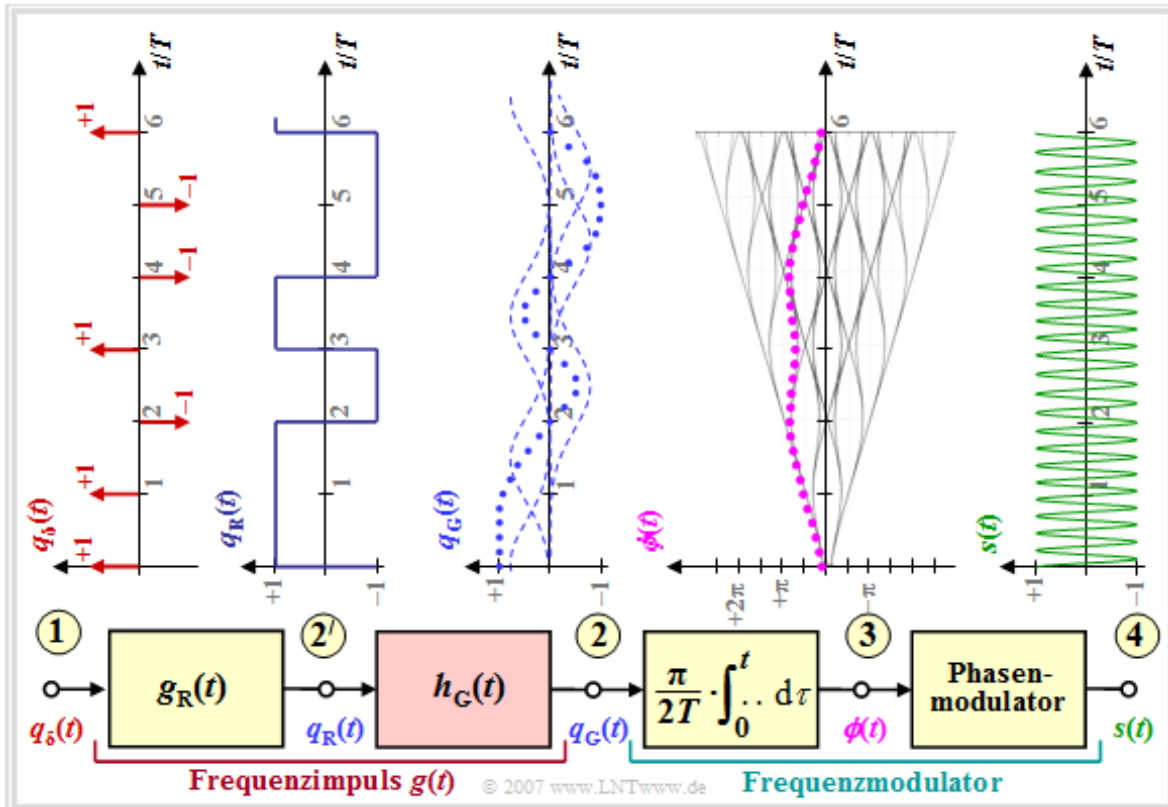
$$\phi(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \int_0^t q_R(\tau) d\tau.$$

Die Phasenwerte bei der Symboldauer T sind Vielfache von $\pi/2$ (90°), wobei der für MSK gültige Modulationsindex $h = 0.5$ berücksichtigt ist. Der Phasenverlauf ist linear. Daraus ergibt sich am Punkt 4 des Blockschaltbildes das MSK-Signal zu

$$s(t) = s_0 \cdot \cos(2\pi f_T t + \phi(t)) = s_0 \cdot \cos(2\pi \cdot t \cdot (f_T + a_\nu \cdot \Delta f_A)).$$

Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

Ein Vorteil von MSK gegenüber anderen Modulationsarten ist der geringere Bandbreitenbedarf. Durch geringfügige Modifikationen hin zum **Gaussian Minimum Shift Keying** – abgekürzt GMSK – ergibt sich nochmals ein schmaleres Spektrum.



Man erkennt aus dem Blockschaltbild folgende Unterschiede zum MSK:

- Der Frequenzimpuls $g(t)$ ist nun nicht mehr rechteckförmig wie der Impuls $g_R(t)$, sondern weist flachere Flanken auf. Demzufolge ergibt sich auch ein weicherer Phasenverlauf (Punkt 3) als beim MSK-Verfahren (siehe letzte Seite), bei dem $\phi(t)$ symbolweise linear ansteigt bzw. abfällt.
- Man erreicht diese sanfteren Phasenübergänge bei GMSK durch ein **Gaußtieffpassfilter** mit dem Frequenzgang bzw. der Impulsantwort

$$H_G(f) = e^{-\pi \cdot \left(\frac{f}{2f_G}\right)^2} \quad \bullet \text{---} \circ \quad h_G(t) = 2f_G \cdot e^{-\pi \cdot (2f_G \cdot t)^2}$$

- Bei GSM ist die 3dB-Grenzfrequenz zu $f_{3\text{dB}} = 0.3/T$ festgelegt. Wie in **Aufgabe A3.4** gezeigt wird, gilt somit für die systemtheoretische Grenzfrequenz $f_G \approx 1.5 \cdot f_{3\text{dB}} = 0.45/T$.
- Der resultierende Frequenzimpuls $g(t)$ am Punkt 2 des Blockschaltbildes ergibt sich aus der Faltung des Rechteckimpulses $g_R(t)$ mit der Impulsantwort $h_G(t)$ des Gaußtieffpasses zu

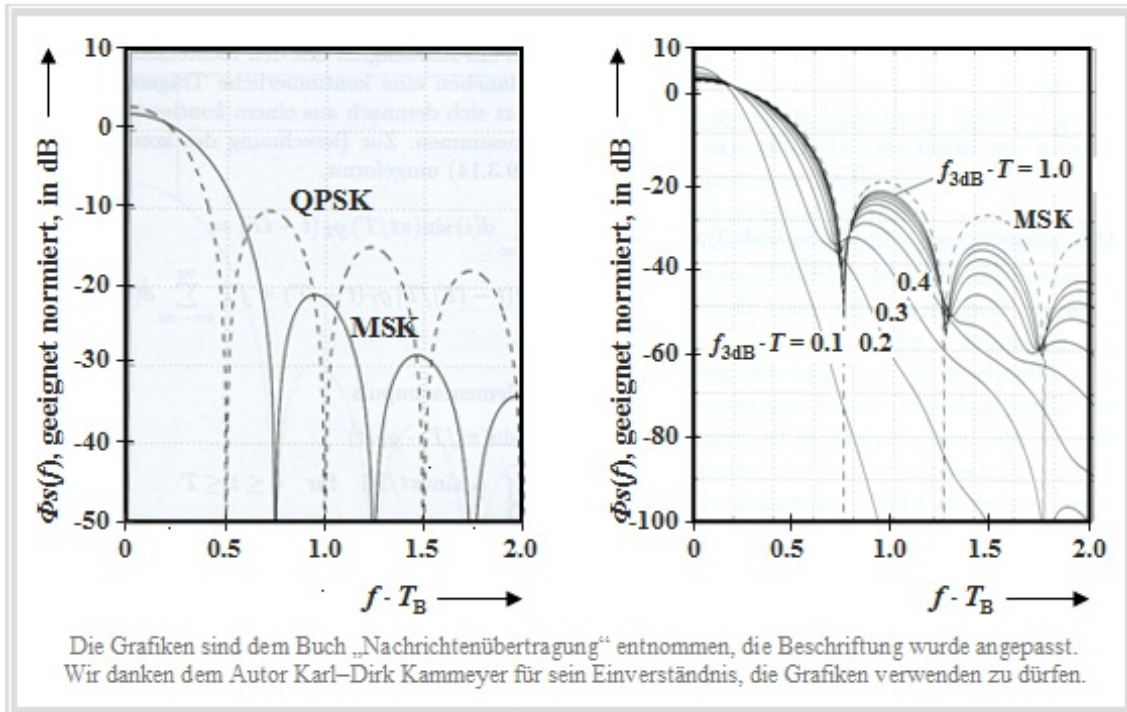
$$g(t) = g_R(t) \star h_G(t).$$

- Das GMSK-modulierte Signal $s(t)$ weist nun nicht mehr abschnittsweise (je Symboldauer) eine konstante Frequenz auf. Diesen Unterschied zur MSK kann man allerdings aus dem Signalverlauf am Punkt 4 des Blockschaltbildes nur schwer erkennen.

Wir verweisen auf das Modul **Frequency Shift Keying & Continuous Phase Modulation**.

Vor- und Nachteile von GMSK (1)

Das bei GSM angewendete Modulationsverfahren *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK) wird im Kapitel 4 des Buches „Modulationsverfahren“ im Detail beschrieben. Hier sollen nur die wichtigsten Merkmale zusammenfassend aufgeführt werden.



Ein wesentlicher Vorteil von GMSK ist der sehr geringe Bandbreitenbedarf. Die linke Grafik zeigt das logarithmierte Leistungsdichtespektrum $10 \cdot \lg \Phi_s(f)/\Phi_0$ des Verfahrens *Minimum Shift Keying* (MSK) im Vergleich zu *Quaternary Phase Shift Keying* (QPSK), wobei Φ_0 „geeignet“ gewählt wurde. Man erkennt aus dieser dem Buch [Kam04] entnommenen Darstellung:

- Auf der Abszisse ist die normierte Frequenz $f \cdot T_B$ aufgetragen. Bei MSK ist die Bitdauer T_B gleich der Symboldauer T , während bei QPSK $T_B = T/2$ gilt. Im rechten Diagramm, das sich ausschließlich auf (G)MSK bezieht, könnte die Abszisse auch mit $f \cdot T$ beschriftet werden.
- Betrachten wir zunächst die linke Grafik: Die erste Nullstelle im Leistungsdichtespektrum (LDS) tritt bei der QPSK (gestrichelte Kurve) beim normierten Abszissenwert 0.5 auf, bei der MSK dagegen erst bei $f \cdot T_B = 0.75$.
- Im weiteren Verlauf ergibt sich jedoch bei MSK ein deutlich schnellerer LDS–Abfall als der asymptotische f^{-2} –Abfall bei QPSK. Zu beachten ist, dass für die MSK ein Cosinusimpuls zur Spektralformung zugrunde liegt und für die QPSK ein Rechteckimpuls.

Die Beschreibung der rechten Grafik erfolgt auf der nächsten Seite.

Vor- und Nachteile von GMSK (2)

Die Beschreibung der **Grafik auf der letzten Seite** wird fortgesetzt. Die rechte Darstellung zeigt den Einfluss der **gaußförmigen Impulsformung** bei GMSK auf das Leistungsdichtespektrum $\Phi_s(f)$, wobei als Parameter die normierte 3dB–Grenzfrequenz verwendet wird.

- Je kleiner f_{3dB} ist, desto schmalbandiger ist das LDS. Allerdings ist zu berücksichtigen, dass es damit auch zu beträchtlichen **Impulsinterferenzen** kommt.
- Im GSM–Standard wurde $f_{3dB} \cdot T = 0.3$ festgelegt. Mit diesem Wert wird die Bandbreite bereits entscheidend reduziert, was zu geringeren **Nachbarkanalinterferenzen** führt.
- Andererseits wirken sich mit dieser Grenzfrequenz die Impulsinterferenzen schon gravierend aus. Die **Augenöffnung** ist kleiner als 50% und es ist eine geeignete Entzerrung vorzusehen.

Des Weiteren ist zu vermerken:

- Die binäre FSK stellt – auch bei kontinuierlicher Phasenanpassung – allgemein ein nichtlineares Modulationsverfahren dar. Deshalb ist eine kohärente Demodulation eigentlich nicht möglich.
- Eine Ausnahme bildet die MSK als Sonderfall für den Modulationsindex $h = 0.5$, die sich als Offset–QPSK linear realisieren lässt und somit auch kohärent demoduliert werden kann.
- Ohne Berücksichtigung der Impulsinterferenzen beträgt die **Bitfehlerwahrscheinlichkeit**

$$p_B = Q\left(\sqrt{E_B/N_0}\right) = 1/2 \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{E_B/2N_0}\right),$$

wie im Kapitel 1.5 des Buches „Digitalsignalübertragung“ abgeleitet wird. Dort finden Sie auch die Definitionen der hier verwendeten Funktionen $Q(\cdot)$ bzw. $\operatorname{erfc}(\cdot)$. Gegenüber der QPSK ergibt sich eine Degradation um 3 dB.

- Ein Vorteil der GMSK gegenüber der QPSK ist, dass sich trotz der spektralen Formung des Grundimpulses eine konstante Hüllkurve ergibt. Nichtlinearitäten auf dem Kanal spielen deshalb nicht eine so große Rolle als bei anderen Modulationsverfahren.
- Dies ermöglicht den Einsatz einfacher und kostengünstiger Leistungsverstärker, einen geringeren Leistungsverbrauch und damit auch längere Betriebsdauern akkubetriebener Geräte.

Die Realisierung von MSK durch eine spezielle Variante von Offset–QPSK wird durch das folgende Interaktionsmodul verdeutlicht:

QPSK und Offset–QPSK

Radio Subsystem Link Control

Eine weitere Funktion der Funkschnittstelle ist die Steuerung der Funkverbindung. So übernimmt das so genannte *Radio Subsystem Link Control* folgende Aufgaben:

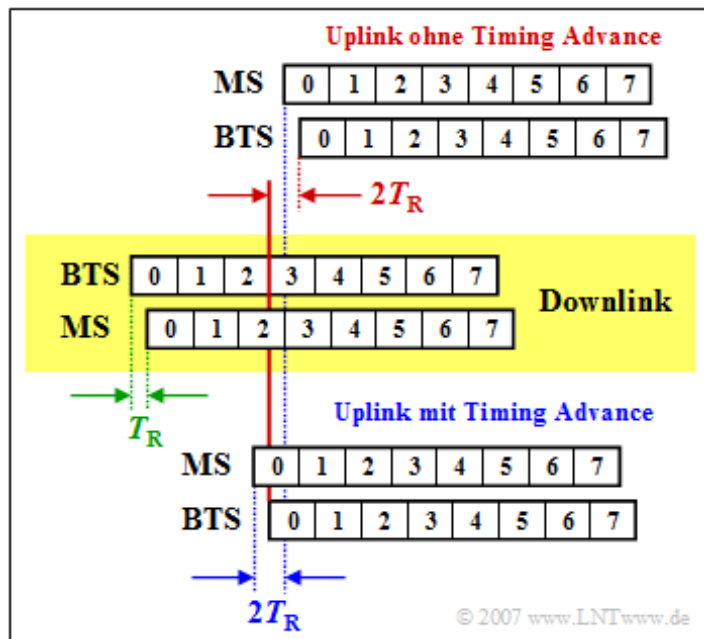
Es ist für die Messung der Empfangsqualität zuständig. Während einer aufgebauten Verkehrs- oder Signalisierungsverbindung erfolgt in regelmäßigen Abständen die Kanalvermessung der Mobilstation hinsichtlich Empfangsfeldstärke und Bitfehlerrate ⇒ **Quality Monitoring**. Diese Werte werden in einem Messreport zur Basisstation über den Signalisierungskanal SACCH übertragen und von dieser für die Leistungsregelung und das Handover verwendet.

Die **Power Control** (deutsch: Leistungsregelung) ist erforderlich, damit alle Mobilstationen nur mit der minimal erforderlichen Energie abstrahlen. Die Sendeleistung kann adaptiv in Schritten von 2 dBm zwischen 43 dBm (Stufe 0: 20 W) und 13 dBm (Stufe 15: 20 mW) geregelt werden.

Auch die Sendeleistung der Basisstationen wird in Schritten von 2 dBm geregelt, um optimale Netzkapazität zu erzielen. Eine Ausnahme bildet der BCCH-Träger mit konstanter Sendeleistung, um den Mobilstationen eine vergleichende Messung benachbarter BCCH-Träger zu ermöglichen.

Das **Adaptive Frame Alignment** – also die adaptive Rahmensynchronisation – dient dazu, Kollisionen zwischen Uplink- und Downlinkdaten zu vermeiden, die von der Mobilstation um drei Zeitschlitze versetzt gesendet bzw. empfangen werden sollen. Dies zeigt nebenstehende Grafik.

Im mittleren, gelb hinterlegten Bereich ist der Downlink dargestellt, wobei die Daten um die Zeit T_R (Round Trip Delay Time) später bei der MS ankommen, als sie von der Base Transceiver Station (BTS) gesendet wurden (grüne Markierung).



Im oberen Bereich ist der Uplink ohne *Timing Advance* dargestellt. Die MS beginnt genau 3 Zeitschlitze nach dem Empfang mit dem Senden (blaue Markierung). Aufgrund der Verzögerungen im Downlink und Uplink erreicht der Zeitschlitz 0 die BTS nicht wie gefordert zu der Zeit $3T_Z$, sondern um $2T_R$ später (rote Markierung). Beim *Timing Advance* Uplink (untere Skizze) wird diese Verzögerung bereits von der MS kompensiert, indem die Daten um die Zeit $T_A = 2T_R$ früher versandt werden und diese somit genau zeitsynchron bei der BTS ankommen.

Für das *Timing Advance* stehen 64 Stufen (0 – 63) zur Verfügung, wobei jede Stufe einer Bitdauer T_B entspricht. Das maximale *Timing Advance* beträgt somit $63 \cdot 3.7 \mu s \approx 233 \mu s$, so dass sich die maximale zulässige Laufzeit in einer Richtung zu $T_R \approx 116 \mu s$ ergibt. Dies entspricht einer Entfernung zwischen BTS und MS von $116 \mu s \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \approx 35 \text{ km}$. Diesen Wert gibt GSM als den erlaubten Zellenradius an.

Verschiedene Sprachcodierverfahren

Jedem GSM-Teilnehmer steht maximal die Netto-Datenrate 22.8 kbit/s zur Verfügung, während im ISDN-Festnetz mit einer Datenrate von 64 kbit/s (bei 8 Bit Quantisierung) bzw. 104 kbit/s (bei 13 Bit Quantisierung) gearbeitet wird. Aufgabe der Sprachcodierung bei GSM ist die Beschränkung der Datenmenge zur Sprachsignalübertragung auf 22.8 kbit/s und eine bestmögliche Reproduktion des Sprachsignals auf der Empfängerseite. Die Funktionen des GSM-Coders und des GSM-Decoders sind meist in einer Funktionseinheit zusammengefasst, die als **Codec** bezeichnet wird.

Zur Sprachcodierung und -Decodierung werden verschiedene Signalverarbeitungsverfahren angewandt:

- Der **GSM Fullrate Vocoder** (deutsch: GSM-Vollraten-Sprachcodec) wurde 1991 aus einer Kombination von drei Kompressionsmethoden für den GSM-Funkkanal standardisiert. Er basiert auf *Linear Predictive Coding* (LPC) in Verbindung mit einer *Long Term Prediction* (LTP) und einer *Regular Pulse Excitation* (RPE).
- Der **GSM Halfrate Vocoder** (deutsch: GSM-Halbraten-Sprachcodec) wurde 1994 eingeführt und bietet die Möglichkeit, Sprache bei nahezu gleicher Qualität in einem halben Verkehrskanal (Datenrate 11.4 kbit/s) zu übertragen.
- Der **Enhanced Fullrate Vocoder** (EFR-Codec) wurde 1995 standardisiert und implementiert, ursprünglich für das nordamerikanische DCS1900-Netz. Der EFR-Codec bietet gegenüber dem herkömmlichen Vollraten-Codec eine bessere Sprachqualität.
- Der **Adaptive Multi-Rate Codec** (AMR-Codec) ist der neueste Sprachcodec für GSM. Er wurde 1997 standardisiert und 1999 vom *Third Generation Partnership Project* (3GPP) auch als Standard-Sprachcodec für Mobilfunksysteme der 3. Generation wie UMTS vorgeschrieben.

Sie können sich die Qualität dieser Sprachcodierverfahren bei Sprache und Musik mit dem folgenden Interaktionsmodul verdeutlichen:

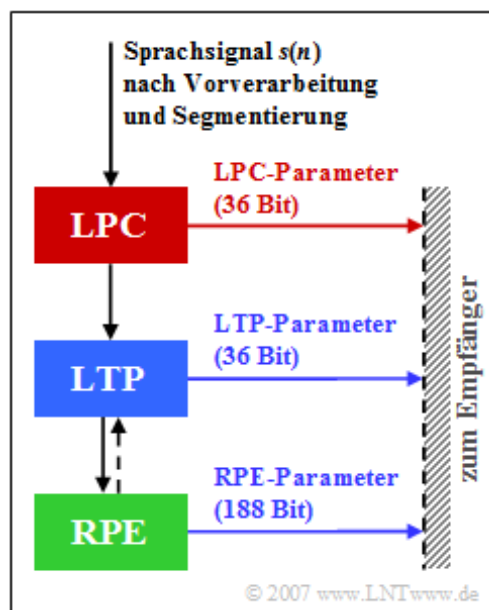
Qualität verschiedener Sprach-Codecs (Dateigröße: 11.3 MB)

Diese Audio-Animation berücksichtigt auch den **Wideband-AMR**, der momentan (2007) für UMTS entwickelt und standardisiert wird. Im Gegensatz zum herkömmlichen AMR, bei dem das Sprachsignal auf den Frequenzbereich von 300 Hz bis 3.4 kHz bandbegrenzt wird, geht man beim WB-AMR von einem Wideband-Signal (50 Hz – 7 kHz) aus. Dieser ist somit auch für Musiksignale geeignet.

GSM Fullrate Vocoder

Beim **GSM Vollraten-Codec** (*Full Rate Vocoder*) wird das analoge Sprachsignal im Frequenzbereich zwischen 300 und 3400 Hz zunächst mit 8 kHz abgetastet und danach mit 13 Bit linear quantisiert (A/D-Wandlung), was eine Datenrate von 104 kbit/s ergibt. Die Sprachcodierung erfolgt bei diesem Verfahren in vier Schritten:

- die Vorverarbeitung,
- die Einstellung des Kurzzeitanalyse-Filters (*Linear Predictive Coding*, LPC),
- die Steuerung des Langzeitanalyse-Filters (*Long Term Prediction*, LTP) und
- die Codierung des Restsignals durch eine Folge von Pulsen (*Regular Pulse Excitation*, RPE).



In obiger Grafik bezeichnet $s(n)$ das im Abstand $T_A = 125 \mu\text{s}$ abgetastete und quantisierte Sprachsignal nach der kontinuierlich durchgeführten Vorverarbeitung, wobei

- das digitalisierte Mikrofonsignal von einem eventuell vorhandenen Gleichsignalanteil (Offset) befreit wird, um bei der Decodierung einen störenden Pfeifton von ca. 2.6 kHz bei der Wiedergewinnung der höheren Frequenzanteile zu vermeiden, und
- zusätzlich höhere Spektralanteile von $s(n)$ angehoben werden, um die Rechengenauigkeit und Effektivität der nachfolgenden LPC-Analyse zu verbessern.

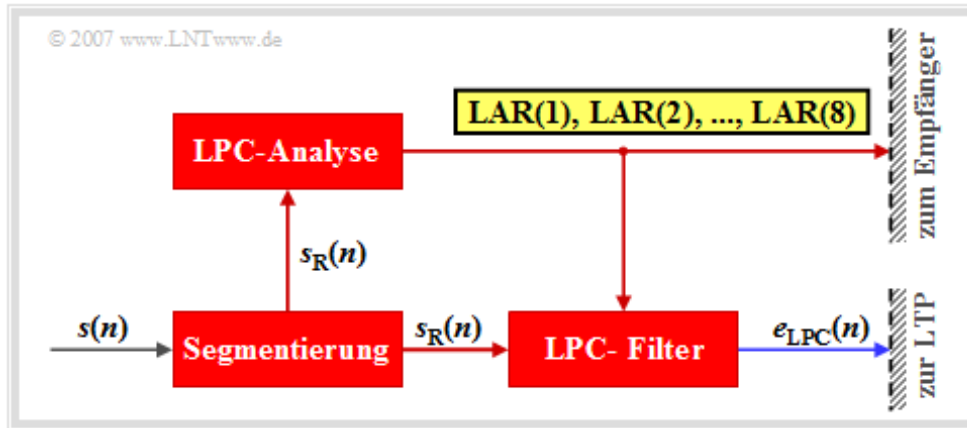
Die Tabelle zeigt die 76 Parameter (260 Bit) der Funktionseinheiten LPC, LTP und RPE. Die Bedeutung der einzelnen Größen wird auf den folgenden Seiten im Detail beschrieben.

Vollraten-Codec-Parameter	Bezeichnung	Bitanzahl	Bitrate
LPC-Filterkoeffizienten	$LAR(1), \dots, LAR(8)$	36	1.8 kbit/s
LTP-Verzögerung	$N(1), \dots, N(4)$	$4 \cdot 7 = 28$	1.4 kbit/s
LTP-Verstärkung	$G(1), \dots, G(4)$	$4 \cdot 2 = 8$	0.4 kbit/s
RPE-Teilfolgenummer	$M(1), \dots, M(4)$	$4 \cdot 2 = 8$	0.4 kbit/s
RPE-Blockamplitude	$x_{\max}(1), \dots, x_{\max}(4)$	$4 \cdot 6 = 24$	1.2 kbit/s
RPE-Pulse	$X_f(1), \dots, X_f(4)$	$4 \cdot 13 \cdot 3 = 156$	7.8 kbit/s
Gesamt	© 2007 www.LNTwww.de	260	13.0 kbit/s

Alle Verarbeitungsschritte (LPC, LTP, RPE) erfolgen jeweils in Blöcken von 20 ms Dauer über 160 Abtastwerte des vorverarbeiteten Sprachsignals, die man als **GSM-Sprachrahmen** bezeichnet. Beim Vollraten-Codec werden pro Sprachrahmen insgesamt 260 Bit erzeugt, woraus sich eine Datenrate von 13 kbit/s ergibt. Dies entspricht einer Kompression des Sprachsignals um den Faktor 8 (104 kbit/s bezogen auf 13 kbit/s).

Linear Predictive Coding – Kurzzeitprädiktion (1)

Der Block **Linear Predictive Coding** (LPC) führt eine Kurzzeitprädiktion durch, das heißt, es werden die statistischen Abhängigkeiten der Abtastwerte untereinander in einem kurzen Bereich von einer Millisekunde ermittelt. Zunächst wird dazu das zeitlich unbeschränkte Signal $s(n)$ mit $n = 1, 2, \dots$ in Intervalle $s_R(n)$ von 20 ms Dauer, also 160 Samples, segmentiert. Die Laufvariable innerhalb eines solchen Sprachrahmens kann vereinbarungsgemäß die Werte $n = 1, \dots, 160$ annehmen.



Hier folgt eine Kurzbeschreibung des obigen LPC-Prinzipschaltbildes:

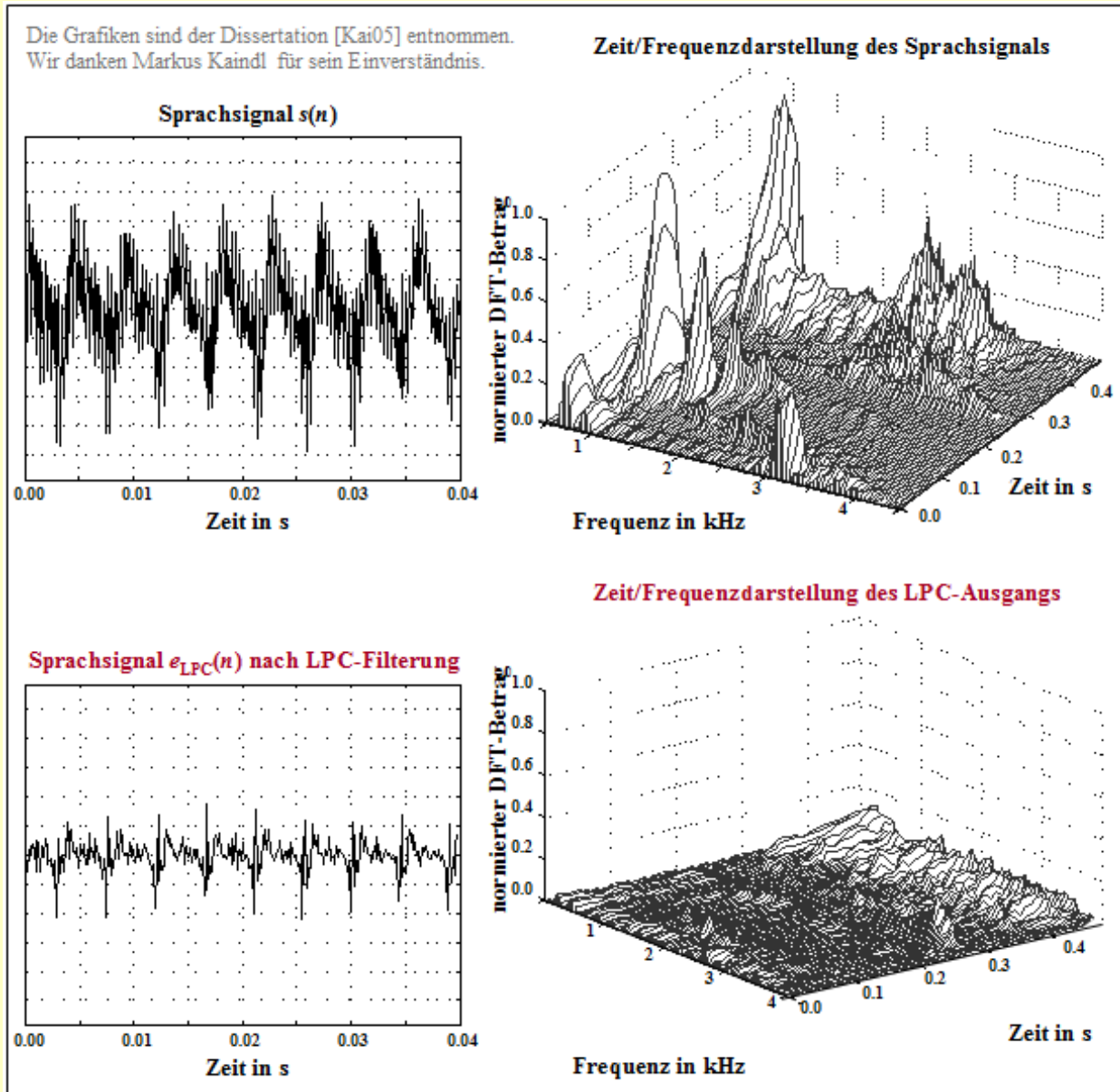
- Im ersten Schritt der **LPC-Analyse** werden statistische Abhängigkeiten zwischen den Abtastwerten durch die Autokorrelationskoeffizienten $\varphi_s(k) = E[s_R(n) \cdot s_R(n + k)]$ mit $0 \leq k \leq 8$ quantifiziert. Aus diesen neun AKF-Werten werden mit Hilfe der sog. *Schur-Rekursion* acht Reflexionskoeffizienten r_k berechnet, die als Grundlage für die Einstellung der Koeffizienten des LPC-Analysefilters für den aktuellen Rahmen dienen.
- Die Koeffizienten r_k können Werte zwischen ± 1 annehmen. Schon geringe Änderungen der r_k am Rand ihres Wertebereichs bewirken große Änderungen für die Sprachcodierung. Die acht Reflexionswerte r_k werden logarithmisch dargestellt \Rightarrow **LAR-Parameter** (*Log Area Ratio*):

$$\text{LAR}(k) = \ln \frac{1 - r_k}{1 + r_k}, \quad k = 1, \dots, 8.$$

- Anschließend werden diese acht LAR-Parameter entsprechend ihrer subjektiven Bedeutung durch unterschiedlich viele Bits quantisiert, codiert und zur Übertragung bereitgestellt. Die beiden ersten Parameter werden mit je 6 Bit, die beiden nächsten mit je 5 Bit, LAR(5) und LAR(6) mit je 4 Bit und die beiden letzten mit je 3 Bit dargestellt.
- Bei fehlerfreier Übertragung kann am Empfänger aus den acht LPC-Parametern (insgesamt 36 Bit) mit dem entsprechenden LPC-Synthesefilter das ursprüngliche Signal $s(n)$ wieder vollständig rekonstruiert werden, wenn man von den unvermeidbaren zusätzlichen Quantisierungsfehlern durch die digitale Beschreibung der LAR-Koeffizienten absieht.
- Weiterhin wird mit Hilfe des **LPC-Filters** das Prädiktionsfehlersignal $e_{LPC}(n)$ gewonnen. Dieses ist gleichzeitig das Eingangssignal für die nachfolgende Langzeitprädiktion. Das LPC-Filter ist nicht rekursiv und hat nur ein kurzes Gedächtnis von etwa einer Millisekunde.

Linear Predictive Coding – Kurzzeitprädiktion (2)

Beispiel: Die Grafik aus [Kai05] zeigt oben einen Ausschnitt des Sprachsignals $s(n)$ und dessen Zeit-Frequenzdarstellung. Unten ist das LPC-Prädiktionsfehlersignal $e_{LPC}(n)$ dargestellt.

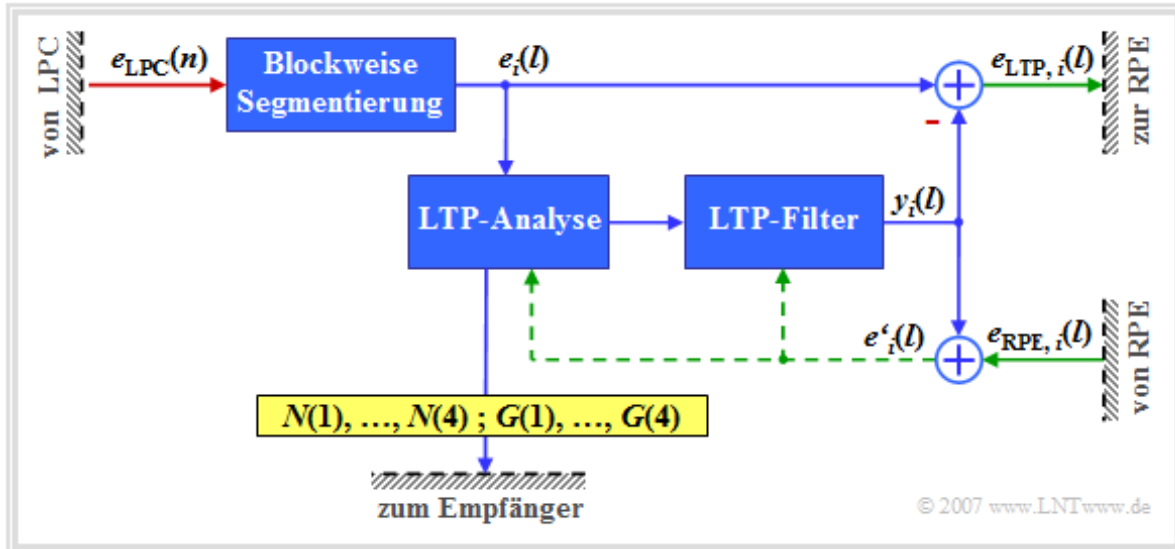


Man erkennt aus diesen Bildern

- die kleinere Amplitude von $e_{LPC}(n)$ gegenüber $s(n)$,
- den deutlich reduzierten Dynamikumfang und
- das flachere Spektrum des verbleibenden Signals.

Long Term Prediction – Langzeitprädiktion (1)

Bei der **Long Term Prediction** (LTP) wird die Eigenschaft des Sprachsignals ausgenutzt, dass es auch periodische Strukturen (stimmhafte Abschnitte) besitzt. Dieser Umstand wird dazu verwendet, um die im Signal vorhandene Redundanz zu reduzieren. Die Langzeitprädiktion (LTP-Analyse und –Filterung) wird viermal pro Sprachrahmen, also alle 5 ms durchgeführt. Die Subblöcke bestehen aus jeweils 40 Abtastwerten und werden mit $i = 1, \dots, 4$ nummeriert.

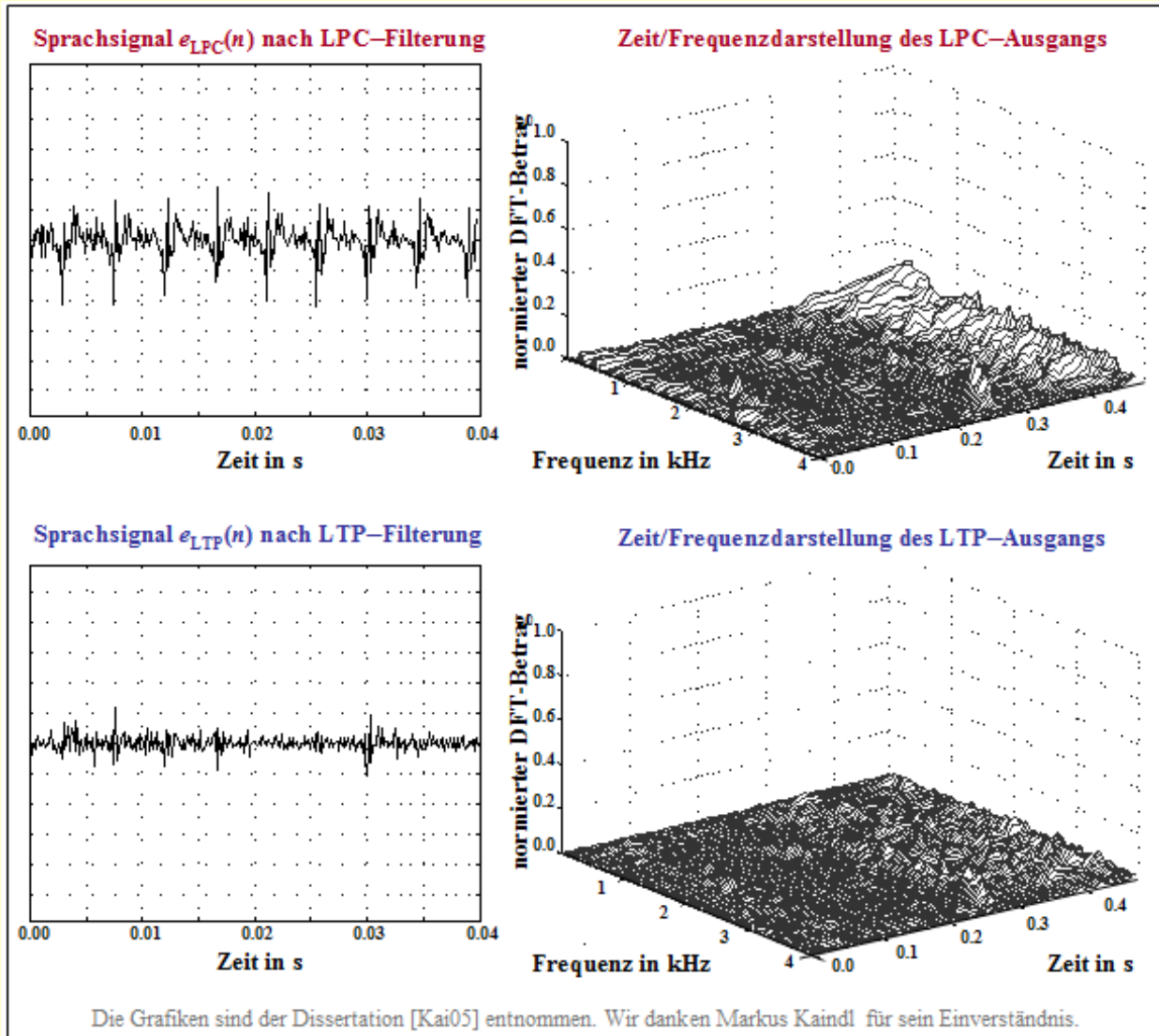


Es folgt eine Kurzbeschreibung der Langzeitprädiktion gemäß dem obigen Prinzipschaltbild – siehe [Kai05]. Das Eingangssignal ist das Ausgangssignal $e_{LPC}(n)$ der Kurzzeitprädiktion. Die Signale nach der Segmentierung in vier Subblöcken werden mit $e_i(l)$ bezeichnet, wobei jeweils $l = 1, 2, \dots, 40$ gilt.

- Zu dieser Analyse wird die Kreuzkorrelationsfunktion $\phi_{ee',i}(k)$ des aktuellen Subblocks i des LPC-Prädiktionsfehlersignals $e_i(l)$ mit dem rekonstruierten LPC-Restsignal $e'_i(l)$ aus den drei vorherigen Teilrahmen berechnet. Das Gedächtnis dieses LTP-Prädiktors beträgt zwischen 5 und 15 ms und ist somit deutlich länger als das des LPC-Prädiktors (1 ms).
- $e'_i(l)$ ist die Summe aus dem LTP-Filter-Ausgangssignal $y_i(l)$ und dem Korrektursignal $e_{RPE,i}(l)$, das von der folgenden Komponente (*Regular Pulse Excitation*) für den i -ten Subblock bereitgestellt wird.
- Der Wert von k , für den die Kreuzkorrelationsfunktion $\phi_{ee',i}(k)$ maximal wird, bestimmt die für jeden Subblock i optimale **LTP-Verzögerung** $N(i)$. Die Verzögerungen $N(1)$ bis $N(4)$ werden jeweils mit 7 Bit quantisiert und zur Übertragung bereitgestellt.
- Der zu $N(i)$ gehörige Verstärkungsfaktor $G(i)$ – auch **LTP-Gain** genannt – wird so bestimmt, dass der an der Stelle $N(i)$ gefundene Subblock nach Multiplikation mit $G(i)$ am besten zum aktuellen Teilrahmen $e_i(l)$ passt. Die Verstärkungsfaktoren $G(1)$ bis $G(4)$ werden jeweils mit 2 Bit quantisiert und ergeben zusammen mit $N(1), \dots, N(4)$ die 36 Bit für die acht LTP-Parameter.
- Das Signal $y_i(l)$ nach LTP-Analyse und –Filterung ist ein Schätzsignal für das LPC-Signal $e_i(l)$ im i -ten Subblock. Die Differenz zwischen beiden ergibt das LTP-Restsignal $e_{LTP,i}(l)$, das an die nächste Funktionseinheit „RPE“ weitergegeben wird.

Long Term Prediction – Langzeitprädiktion (2)

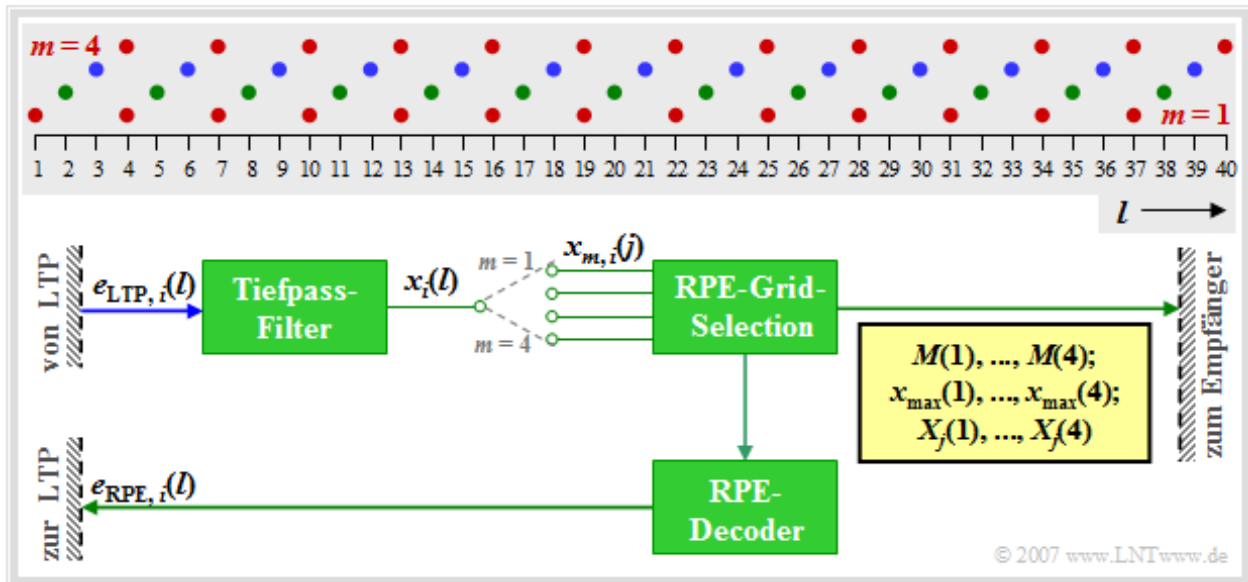
Beispiel: Die folgende Grafik zeigt oben das LPC-Prädiktionsfehlersignal $e_{LPC}(n)$ – gleichzeitig das LTP-Eingangssignal – und unten das Restfehlersignal $e_{LTP}(n)$ nach der Langzeitprädiktion. Die Grafiken stammen aus [Kai05]. Es wird nur ein Subblock betrachtet. Deshalb wird hier für die diskrete Zeit bei LPC und LTP der gleiche Buchstabe n verwendet.



Man erkennt aus diesen Darstellungen die kleineren Amplituden von $e_{LTP}(n)$ gegenüber $e_{LPC}(n)$ und den deutlich reduzierten Dynamikumfang von $e_{LTP}(n)$, besonders in periodischen, also stimmhaften Abschnitten. Auch im Frequenzbereich zeigt sich eine deutliche Reduktion des Prädiktionsfehlersignals aufgrund der Langzeitprädiktion.

Regular Pulse Excitation – RPE–Codierung (1)

Das Signal nach LPC– und LTP–Filterung ist bereits redundanzreduziert, das heißt, es benötigt eine geringere Bitrate als das abgetastete Sprachsignal $s(n)$. Nun wird in der nachfolgenden Funktionseinheit **Regular Pulse Excitation** (RPE) die Irrelevanz weiter verringert. Das bedeutet: Signalanteile, die für den subjektiven Höreindruck weniger wichtig sind, werden entfernt.



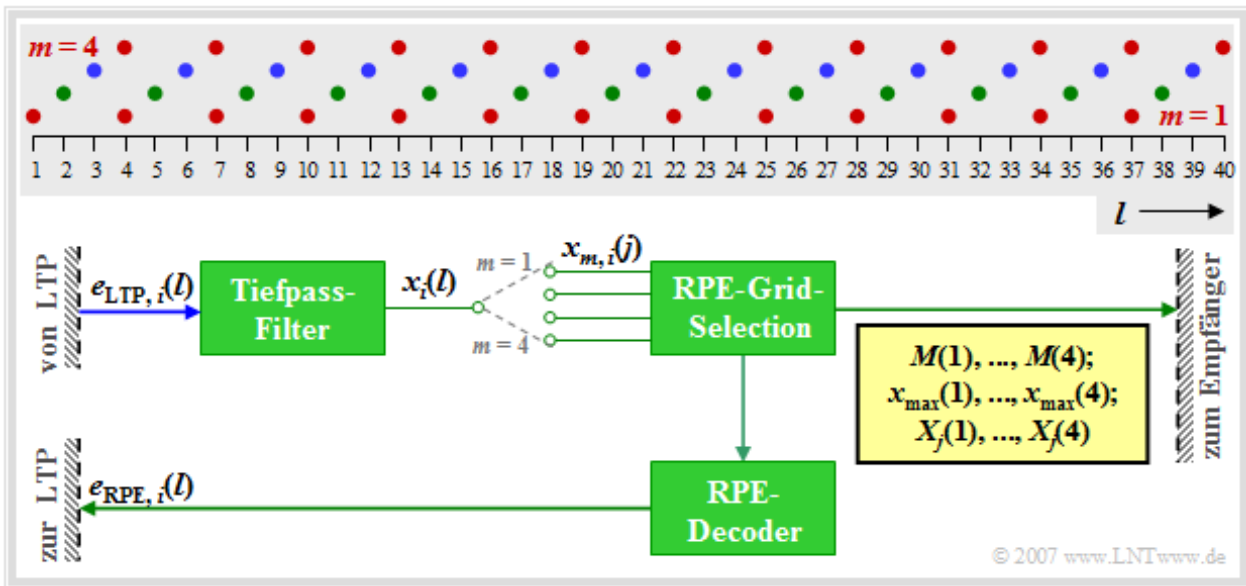
Zum obigen Blockschaltbild ist Folgendes anzumerken:

- Die RPE–Codierung wird jeweils für 5 ms–Teilrahmen (40 Abtastwerte) durchgeführt. Dies ist hier durch den Index „ l “ im Eingangssignal $e_{LTP, i}(l)$ angedeutet, wobei mit $i = 1, 2, 3, 4$ wieder die einzelnen Subblöcke durchnummeriert sind.
- Im ersten Schritt wird das LTP–Prädiktionsfehlersignal $e_{LTP, i}(l)$ durch ein Tiefpassfilter auf etwa ein Drittel der ursprünglichen Bandbreite – also auf 1.3 kHz – bandbegrenzt. Dies ermöglicht in einem zweiten Schritt eine Reduktion der Abtastrate um ca. den Faktor 3.
- So wird das Ausgangssignal $x_i(l)$ mit $l = 1, \dots, 40$ durch Unterabtastung in vier Teilfolgen $x_{m, i}(j)$ mit $m = 1, \dots, 4$ und $j = 1, \dots, 13$ zerlegt. Diese Aufspaltung ist in der Grafik verdeutlicht.
- Die Teilfolgen $x_{m, i}(j)$ beinhalten folgende Abtastwerte des Signals $x_i(l)$:
 - $m = 1: \quad l = 1, 4, 7, \dots, 34, 37$ (rote Punkte),
 - $m = 2: \quad l = 2, 5, 8, \dots, 35, 38$ (grüne Punkte),
 - $m = 3: \quad l = 3, 6, 9, \dots, 36, 39$ (blaue Punkte),
 - $m = 4: \quad l = 4, 7, 10, \dots, 37, 40$ (ebenfalls rot, weitgehend identisch mit $m = 1$).

Die Beschreibung wird auf der Folgeseite fortgesetzt.

Regular Pulse Excitation – RPE–Codierung (2)

Fortsetzung der Beschreibung des RPE–Blockschaltbildes:



- Für jeden Subblock i wird im Block *RPE Grid Selection* diejenige Teilfolge $x_{m,i}(j)$ mit der höchsten Energie ausgewählt und der Index M_i der **optimalen Folge** mit 2 Bit quantisiert und als $M(i)$ übertragen. Insgesamt benötigen die vier RPE–Teilfolgen–Indizes $M(1) \dots M(4)$ somit 8 Bit.
- Von der optimalen Teilfolge für den Subblock i (mit Index M_i) wird das **Betragsmaximum** $x_{\max,i}$ ermittelt, dieser Wert mit 6 Bit logarithmisch quantisiert und als $x_{\max}(i)$ zur Übertragung bereit gestellt. Insgesamt benötigen die vier RPE–Blockamplituden 24 Bit.
- Zusätzlich wird für jeden Subblock i die optimale Teilfolge auf $x_{\max,i}$ normiert. Die so erhaltenen 13 Abtastwerte werden anschließend mit jeweils 3 Bit quantisiert und als $X_j(i)$ codiert übertragen. Die $4 \cdot 13 \cdot 3 = 156$ Bit beschreiben den so genannten **RPE–Pulse**.
- Anschließend werden diese RPE–Parameter lokal wieder decodiert und als Signal $e_{\text{RPE},i}(l)$ an das LTP–Synthesefilter im vorherigen Subblock zurückgeführt, woraus zusammen mit dem LTP–Schätzsignal $y_i(l)$ das Signal $e'_i(l)$ erzeugt wird (siehe **Grafik** auf der Seite 4a).
- Durch das Zwischenfügen von jeweils zwei Nullwerten zwischen zwei übertragenen RPE–Abtastwerten wird näherungsweise das Basisband von 0 bis 1300 Hz in den Bereich von 1300 bis 2600 Hz in Kehrlage und von 2600 bis 3900 Hz in Normallage gefaltet.
- Dies ist der Grund für die notwendige Gleichsignalbefreiung in der Vorverarbeitung. Sonst entstünde durch die beschriebene Faltungsoperation ein störender Pfeifton bei 2.6 kHz.

Halbrate Vocoder und Enhanced Fullrate Codec

Nach der Standardisierung des Vollraten-Codex im Jahre 1991 ging es in der Folgezeit um die Entwicklung neuer Sprachcodex mit zwei spezifischen Zielen, nämlich um

- die bessere Ausnutzung der in GSM-Systemen verfügbaren Bandbreite, und
- die Verbesserung der Sprachqualität.

Diese Entwicklung kann wie folgt zusammengefasst werden:

- Bis 1994 wurde mit dem **Halbrate Vocoder** (deutsch: Halbraten-Codec) ein neues Verfahren entwickelt. Dieser hat eine Datenrate von 5.6 kbit/s und bietet so die Möglichkeit, Sprache in einem halben Verkehrskanal bei annähernd gleicher Qualität zu übertragen. Dadurch können auf einem Zeitschlitz zwei Gespräche gleichzeitig abgewickelt werden. Der Halbraten-Codec wurde allerdings von den Mobilfunkbetreibern nur dann eingesetzt, wenn eine Funkzelle überlastet war. Heute spielt der Halbrate-Codec keine Rolle mehr.
- Um die GSM-Sprachqualität weiter zu verbessern, wurde 1995 der **Enhanced Fullrate Codec** (EFRCodec) eingeführt. Dieses Sprachcodierverfahren – ursprünglich für das US-amerikanische DCS1900-Netz entwickelt – ist ein Vollraten-Codec mit einer Datenrate von 12.2 kbit/s. Die Nutzung dieses Codex muss natürlich vom Mobiltelefon unterstützt werden.
- Statt der RPE-LTP-Komprimierung (Regular Pulse Excitation – Long Term Prediction) beim herkömmlichen Vollraten-Codec wird bei dieser Weiterentwicklung **Algebraic Code Excitation Linear Prediction** (ACELP) angewandt, was eine deutlich bessere Sprachqualität und eine ebenfalls verbesserte Fehlererkennung und -verschleierung bietet. Nähere Informationen darüber finden Sie auf der übernächsten Seite.

Adaptive Multi-Rate Codec

Die bisher beschriebenen GSM-Codex arbeiten hinsichtlich Sprach- und Kanalcodierung unabhängig von den Kanalbedingungen und der Netzauslastung stets mit einer festen Datenrate. 1997 wurde ein neues adaptives Sprachcodierverfahren für Mobilfunksysteme entwickelt und kurz darauf durch das *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) nach Vorschlägen der Firmen Ericsson, Nokia und Siemens standardisiert. Bei den Forschungsarbeiten zum Systemvorschlag der Siemens AG war der Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der TU München, der dieses Lerntutorial *LNTwww* zur Verfügung stellt, entscheidend beteiligt. Näheres hierzu finden Sie unter **[Hin02]**.

Der **Adaptive Multi-Rate Codec** – abgekürzt AMR – hat folgende Eigenschaften:

- Er passt sich flexibel an die aktuellen Kanalgegebenheiten und an die Netzauslastung an, indem er entweder im Vollraten-Modus (höhere Sprachqualität) oder im Halbraten-Modus (geringere Datenrate) arbeitet. Daneben gibt es noch etliche Zwischenstufen.
- Er bietet sowohl beim Vollraten- als auch beim Halbratenverkehrskanal eine verbesserte Sprachqualität, was auf die flexibel handhabbare Aufteilung der zur Verfügung stehenden Brutto-Kanalrate zwischen Sprach- und Kanalcodierung zurückzuführen ist.
- Er besitzt eine größere Robustheit gegenüber Kanalfehlern als die Codex aus der Frühzeit der Mobilfunktechnik. Dies gilt besonders beim Einsatz im Vollraten-Verkehrskanal.

Der AMR-Codex stellt **acht verschiedene Modi** mit Datenraten zwischen 12.2 kbit/s (244 Bit pro Rahmen von 20 ms) und 4.75 kbit/s (95 Bit pro Rahmen) zur Verfügung.

Drei Modi spielen eine herausgehobene Rolle, nämlich

- 12.2 kbit/s – der verbesserte GSM-Vollraten-Codex (EFR-Codex),
- 7.4 kbit/s – die Sprachkompression gemäß dem US-amerikanischen Standard IS-641, und
- 6.7 kbit/s – die EFR-Sprachübertragung des japanischen PDC-Mobilfunkstandards.

Die nachfolgenden Beschreibungen beziehen sich meist auf den Modus mit 12.2 kbit/s.

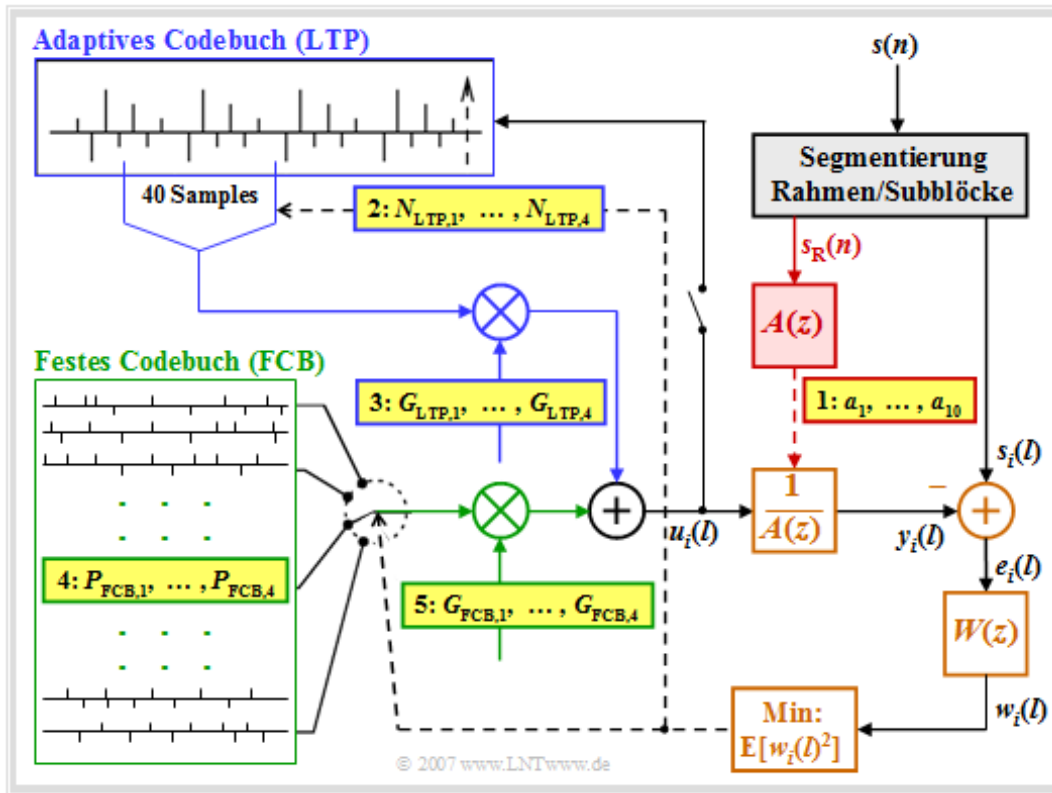
Alle Vorgänger-Verfahren des AMR basieren auf der Minimierung des Prädiktionsfehlersignals durch eine Vorwärtsprädiktion in den festen Teilschritten LPC, LTP und RPE. Im Gegensatz dazu verwendet der AMR-Codex eine Rückwärtsprädiktion gemäß dem Prinzip „Analyse durch Synthese“. Dieses Codierungsprinzip bezeichnet man auch als **Algebraic Code Excited Linear Prediction** (ACELP).

In der Tabelle sind die Parameter des Adaptive Multi-Rate Codex zusammengestellt, die mit 244 Bit pro 20 ms (Modus 12.2 kbit/s) bzw. 95 Bit (Modus 4.75 kbit/s) codiert werden.

AMR-Parameter	Bezeichnung	Modus 12.2 kbit/s	Modus 4.75 kbit/s
LPC-Filterkoeffizienten	a_1, \dots, a_{10}	38	23 Bit
LTP-Verzögerung	$N_{LTP,1}, \dots, N_{LTP,4}$	$9 + 6 + 9 + 6 = 30$	$8 + 4 + 4 + 4 = 20$
LTP-Verstärkung	$G_{LTP,1}, \dots, G_{LTP,4}$	$4 - 4 = 16$	in (*) enthalten
FCB-Puls Kennzeichnung	$P_{FCB,1}, \dots, P_{FCB,4}$	$4 - 5 - 7 = 140$	$4 - 9 = 36$
FCB-Verstärkung	$G_{FCB,1}, \dots, G_{FCB,4}$	$4 - 5 = 20$	16 (*)
Gesamt	© 2007 www.LNTwww.de	244 Bit	95 Bit

Algebraic Code Excited Linear Prediction (1)

Die Grafik zeigt den auf **ACELP** basierenden **AMR-Codec**. Eine detaillierte Beschreibung finden Sie zum Beispiel in **[Kai05]**.



Hier eine kurze Beschreibung des AMR-Prinzips:

- Das Sprachsignal $s(n)$, wie beim GSM-Vollraten-Sprachcodec mit 8 kHz abgetastet und mit 13 Bit quantisiert, wird vor der weiteren Verarbeitung in Rahmen $s_R(n)$ mit $n = 1, \dots, 160$ bzw. in Subblöcke $s_i(l)$ mit $i = 1, 2, 3, 4$ und $l = 1, \dots, 40$ segmentiert.
- Die Berechnung der LPC-Koeffizienten erfolgt im rot hinterlegten Block rahmenweise alle 20 ms entsprechend 160 Abtastwerten, da innerhalb dieser kurzen Zeitspanne die spektrale Einhüllende des Sprachsignal $s_R(n)$ als konstant angesehen werden kann.
- Zur LPC-Analyse wird meist ein Filter $A(z)$ der Ordnung 10 gewählt. Beim höchstratigen Modus mit 12.2 kbit/s werden die aktuellen **Filterkoeffizienten** a_k ($k = 1, \dots, 10$) der Kurzzeitprädiktion alle 10 ms quantisiert, codiert und beim gelb hinterlegten Punkt 1 zur Übertragung bereitgestellt.
- Die weiteren Schritte des AMR werden alle 5 ms entsprechend den 40 Abtastwerten der Signale $s_i(l)$ durchgeführt. Die Langzeitprädiktion (LTP) – im Bild blau umrandet – ist hier als adaptives Codebuch realisiert, in dem die Abtastwerte der vorangegangenen Subblöcke eingetragen sind.

Die Beschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

Algebraic Code Excited Linear Prediction (2)

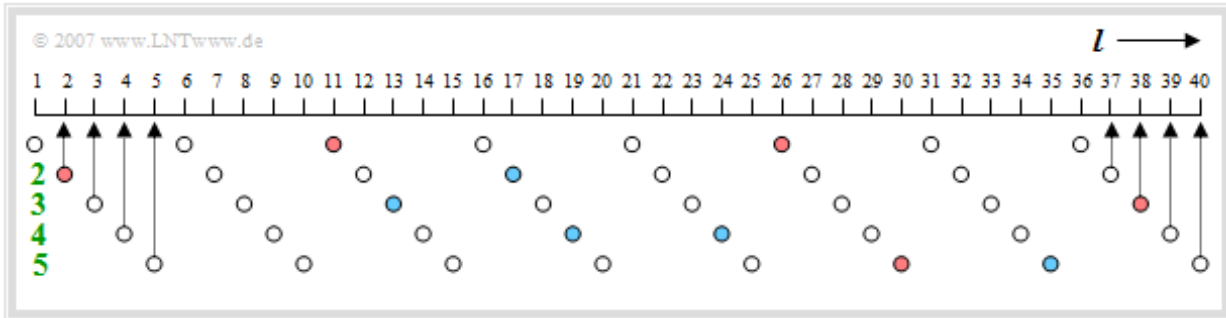
Fortsetzung der Beschreibung des **AMR-Codecs** entsprechend der letzten Seite:

- Für die Langzeitprädiktion (LTP) wird zunächst die FCB-Verstärkung G_{FCB} zu Null gesetzt, so dass eine Folge von 40 Samples des adaptiven Codebuchs am Eingang $u_i(l)$ des durch die LPC festgelegten Sprachtraktfilters $A(z)^{-1}$ anliegen. Der Index i bezeichnet den betrachteten Subblock.
- Durch Variation der beiden LTP-Parameter $N_{\text{LTP},i}$ und $G_{\text{LTP},i}$ soll für diesen i -ten Subblock erreicht werden, dass der quadratische Mittelwert – also die mittlere Leistung – des gewichteten Fehlersignals $w_i(l)$ minimal wird.
- Das Fehlersignal $w_i(l)$ ist gleich der Differenz zwischen dem aktuellen Sprachrahmen $s_i(l)$ und dem Ausgangssignal $y_i(l)$ des sog. Sprachtraktfilters bei Anregung mit $u_i(l)$, unter Berücksichtigung des Wichtungsfilters $W(z)$ zur Anpassung an die Spektraleigenschaften des menschlichen Gehörs.
- In anderen Worten: $W(z)$ entfernt solche spektralen Anteile im Signal $e_i(l)$, die von einem „durchschnittlichen“ Ohr nicht wahrgenommen werden. Beim Modus für 12.2 kbit/s verwendet man $W(z) = A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$ mit konstanten Faktoren $\gamma_1 = 0.9$ und $\gamma_2 = 0.6$.
- Für jeden Subblock kennzeichnet $N_{\text{LTP},i}$ die bestmögliche **LTP-Verzögerung**, die zusammen mit der **LTP-Verstärkung** $G_{\text{LTP},i}$ nach Mittelung bezüglich $l = 1, \dots, 40$ den quadratischen Fehler $E[w_i(l)^2]$ minimiert. Gestrichelte Linien kennzeichnen Steuerleitungen zur iterativen Optimierung.
- Man bezeichnet die beschriebene Vorgehensweise als **Analyse durch Synthese**. Nach einer ausreichend großen Anzahl an Iterationen wird der Subblock $u_i(l)$ in das adaptive Codebuch aufgenommen. Die ermittelten LTP-Parameter $N_{\text{LTP},i}$ und $G_{\text{LTP},i}$ werden codiert und zur Übertragung bereitgestellt.

Die Beschreibung hinsichtlich des grün umrandeten festen Codebuchs (*Fixed Code Book*, FCB) erfolgt auf der nächsten Seite.

Algebraic Code Excited Linear Prediction (3)

Nach der Ermittlung der besten adaptiven Anregung erfolgt die Suche nach dem besten Eintrag im festen Codebuch (*Fixed Code Book*, FCB). Dieser liefert die wichtigste Information über das Sprachsignal. Zum Beispiel werden beim 12.2 kbit/s-Modus hieraus pro Subblock 40 Bit abgeleitet, so dass in jedem Rahmen von 20 Millisekunden $160/244 \approx 65\%$ der Codierung auf den im Bild auf der letzten Seite grün umrandeten Block zurückgehen.

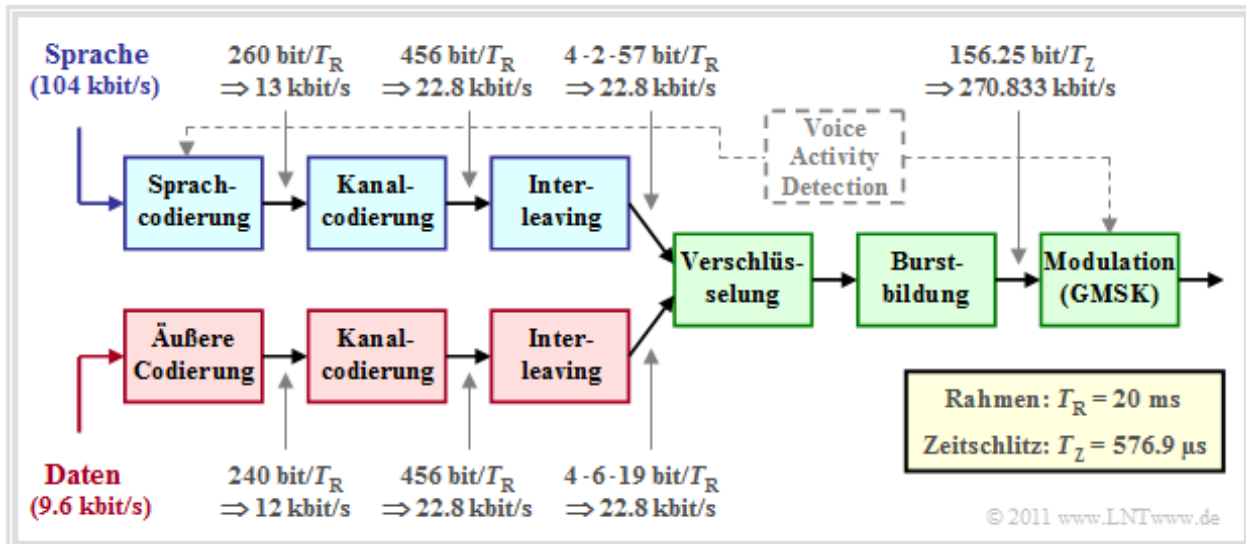


Das Prinzip lässt sich anhand obiger Grafik in wenigen Stichpunkten wie folgt beschreiben:

- Im festen Codebuch kennzeichnet jeder Eintrag einen Puls, bei dem genau 10 der 40 Positionen mit +1 bzw. -1 belegt sind. Erreicht wird dies gemäß der Grafik durch fünf Spuren mit jeweils 8 Positionen, von denen genau zwei die Werte ± 1 aufweisen und alle anderen 0 sind.
- Ein roter Kreis in obiger Grafik (an den Positionen 2, 11, 26, 30, 38) kennzeichnet eine +1, ein blauer eine -1 (im Beispiel bei 13, 17, 19, 24, 35). In jeder Spur werden die beiden belegten Positionen mit lediglich je 3 Bit codiert (da es nur 8 mögliche Positionen gibt).
- Für das Vorzeichen wird ein weiteres Bit verwendet, welches das Vorzeichen des erstgenannten Impulses definiert. Ist die Pulsposition des zweiten Impulses größer als die des ersten, so hat der zweite Impuls das gleiche Vorzeichen wie der erste, ansonsten das entgegengesetzte.
- In der ersten Spur des obigen Beispiels gibt es positive Pulse auf Position 2 (010) und Position 5 (101), wobei die Positionszählung bei 0 beginnt. Diese Spur ist also gekennzeichnet durch die Positionen „010“ und „101“ sowie das Vorzeichen „1“ (positiv).
- Die Kennzeichnung für die Spur 2 lautet: Positionen 011 und 000, Vorzeichen 0. Da hier die Pulse an Position 0 und 3 unterschiedliche Vorzeichen haben, steht „011“ vor „000“. Das Vorzeichen „0“ \Rightarrow negativ bezieht sich auf den Puls an der erstgenannten Position 3.
- Ein jeder Puls – bestehend aus 40 Impulsen, von denen allerdings 30 das Gewicht 0 besitzen – ergibt ein stochastisches, rauschähnliches Akustiksignal, das nach Verstärkung mit $G_{FCB,i}$ und Formung durch das LPC-Sprachtraktfilter $A(z)^{-1}$ den aktuellen Sprachrahmen $s_i(l)$ approximiert.

Komponenten der Sprach- und Datenübertragung (1)

Nachfolgend sehen Sie das Blockschaltbild des sendeseitigen GSM-Übertragungssystems, das sowohl für digitalisierte Sprachsignale (Abtastrate: 8 kHz, Quantisierung: 13 Bit \Rightarrow Datenrate: 104 kbit/s) als auch für 9.6 kbit/s-Datensignale geeignet ist. Die Komponenten für die Sprachübertragung sind blau, die für Daten rot und gemeinsame Blöcke grün dargestellt.

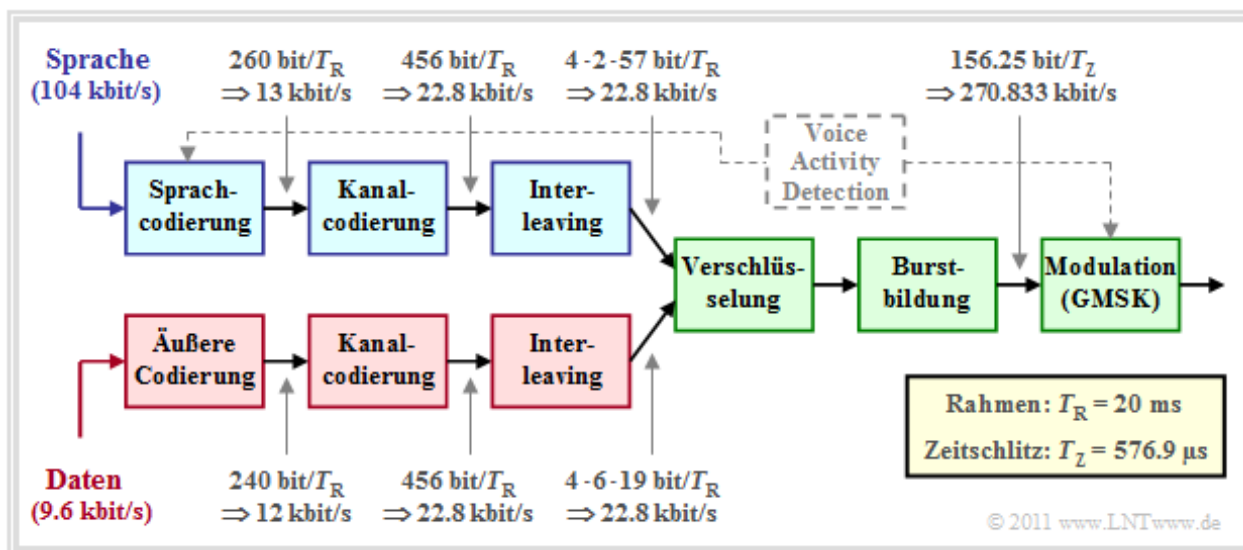


Hier eine kurze Beschreibung der einzelnen Komponenten:

- Sprachsignale werden durch die **Sprachcodierung** von 104 kbit/s auf 13 kbit/s – also um den Faktor 8 – komprimiert. Die in der Grafik angegebene Bitrate gilt für den Vollraten-Codec, der pro Sprachrahmen (Dauer $T_R = 20$ ms) genau 260 Bit liefert.
- Der **AMR-Codec** liefert im höchsten Modus 12.2 kbit/s (244 Bit pro Sprachrahmen). Der Sprachcodec muss aber zusätzlich auch Informationen hinsichtlich des aktuellen Modus übertragen, so dass die Datenrate vor der Kanalcodierung ebenfalls 13 kbit/s beträgt.
- Aufgabe der gestrichelt eingezeichneten **Voice Activity Detection** ist es zu entscheiden, ob der aktuelle Sprachrahmen tatsächlich ein Sprachsignal enthält oder nur eine Sprachpause, während der die Leistung des Sendeverstärkers heruntergefahren wird.
- Durch die **Kanalcodierung** wird wieder Redundanz hinzugefügt, um Fehlerkorrektur beim Empfänger zu ermöglichen. Pro Sprachrahmen gibt der Kanalcoder 456 Bit ab, woraus sich die Datenrate 22.8 kbit/s ergibt. Die wichtigeren Bits werden besonders geschützt.
- Der **Interleaver** verwürfelt die entstehende Bitfolge, um den Einfluss von Bündelfehlern zu vermindern. Die 456 Eingangsbit werden auf vier Zeiträumen zu je 114 Bit aufgeteilt. Zwei aufeinander folgende Bits werden somit immer in zwei verschiedenen Bursts übertragen.
- Ein **Datenkanal** – im Bild rot markiert – unterscheidet sich von einem Sprachkanal (blau gekennzeichnet) nur durch die unterschiedliche Eingangsrate (9.6 kbit/s statt 104 kbit/s) und die Verwendung eines zweiten, äußeren Kanalcoders anstelle des Sprachcodierers.

Auf der nächsten Seite werden die Aufgaben der grün hinterlegten Blöcke beschrieben.

Komponenten der Sprach- und Datenübertragung (2)



Die grün hinterlegten Komponenten gelten für die Sprach- und Datenübertragung gleichermaßen:

Die erste gemeinsame Systemkomponente für Sprach- und Datenübertragung im Blockschaltbild des GSM-Senders auf der ersten Seite dieses Abschnitts ist die **Verschlüsselung**, die verhindern soll, dass Unbefugte Zugriff auf die Daten erhalten.

Dabei gibt es zwei grundsätzlich unterschiedliche Verschlüsselungsverfahren:

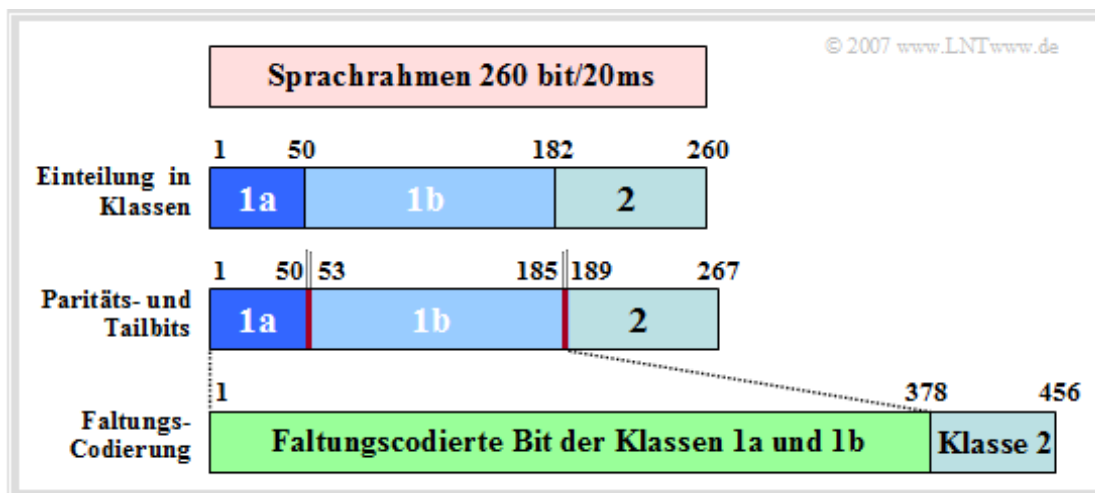
- **Symmetrische Verschlüsselung:** Diese kennt nur einen einzigen geheimen Schlüssel, der sowohl zur Verschlüsselung und Chiffrierung der Nachrichten im Sender als auch zur Entschlüsselung und Dechiffrierung im Empfänger benutzt wird. Der Schlüssel muss vor der Kommunikation erzeugt und zwischen den Kommunikationspartnern über einen sicheren Kanal ausgetauscht werden. Der Vorteil dieses im herkömmlichen GSM angewendeten Verschlüsselungsverfahrens ist, dass es sehr schnell arbeitet.
- **Asymmetrische Verschlüsselung:** Dieses Verfahren benutzt zwei unabhängige, aber zueinander passende asymmetrische Schlüssel. Es ist nicht möglich, mit einem Schlüssel den anderen zu berechnen. Der „Public Key“ ist öffentlich zugänglich und dient der Verschlüsselung. Der „Private Key“ ist geheim und wird bei der Entschlüsselung verwendet. Im Gegensatz zu den symmetrischen Verschlüsselungsverfahren sind die asymmetrischen Methoden wesentlich langsamer, bieten dafür aber auch eine höhere Sicherheit.

Der zweite grüne Block ist die **Burstbildung**, wobei es verschiedene Burstarten gibt. Beim *Normal Burst* werden die 114 codierten, verwürfelten und verschlüsselten Bits durch Hinzufügen von *Guard Period*, Signalisierungsbits, etc. auf 156.25 Bit abgebildet. Diese werden innerhalb eines Zeitschlitzes der Dauer $T_Z = 576.9 \mu\text{s}$ übertragen. Daraus ergibt sich die Brutto-Datenrate 270.833 kbit/s, die mittels des **Modulationsverfahrens** GMSK übertragen wird.

Beim Empfänger gibt es in umgekehrter Reihenfolge die Blöcke Demodulation, Burstzerlegung, Entschlüsselung, De-Interleaving, Kanal- und Sprachdecodierung. Auf den nächsten Seiten werden alle Blöcke von obigem Übertragungsschema im Detail vorgestellt.

Codierung bei Sprachsignalen

Uncodierte Funkdatenübertragung führt zu Bitfehlerraten im Prozentbereich. Durch Anwendung von **Kanalcodierung** (englisch: *Channel Coding*) können aber manche Übertragungsfehler beim Empfänger erkannt oder sogar korrigiert werden. Die Bitfehlerrate lässt sich so auf Werte von 10^{-5} bis 10^{-6} reduzieren.



Zunächst betrachten wir die GSM-Kanalcodierung für die Sprachkanäle, wobei als Sprachcoder der **Vollraten-Codec** vorausgesetzt wird. Die Kanalcodierung eines Sprachrahmens der Dauer 20 ms erfolgt in vier aufeinander folgenden Schritten entsprechend obiger Grafik:

- Aus der Beschreibung in **Kapitel 3.3** ist zu ersehen, dass nicht alle 260 Bits den gleichen Einfluss auf die subjektiv empfundene Sprachqualität haben. Deshalb werden die Daten entsprechend ihrer Wichtigkeit in drei Klassen aufgeteilt: Die 50 wichtigsten Bits bilden die **Klasse 1a**, weitere 132 werden der **Klasse 1b** zugeteilt. Die restlichen 78 Bits ergeben die eher unwichtige **Klasse 2**.
- Im nächsten Schritt wird für die 50 besonders wichtigen Bits der Klasse 1a mit einem rückgekoppelten Schieberegister eine drei Bit lange **Cyclic Redundancy Check (CRC)**-Prüfsumme berechnet. Das Generatorpolynom für diese CRC-Überprüfung lautet:

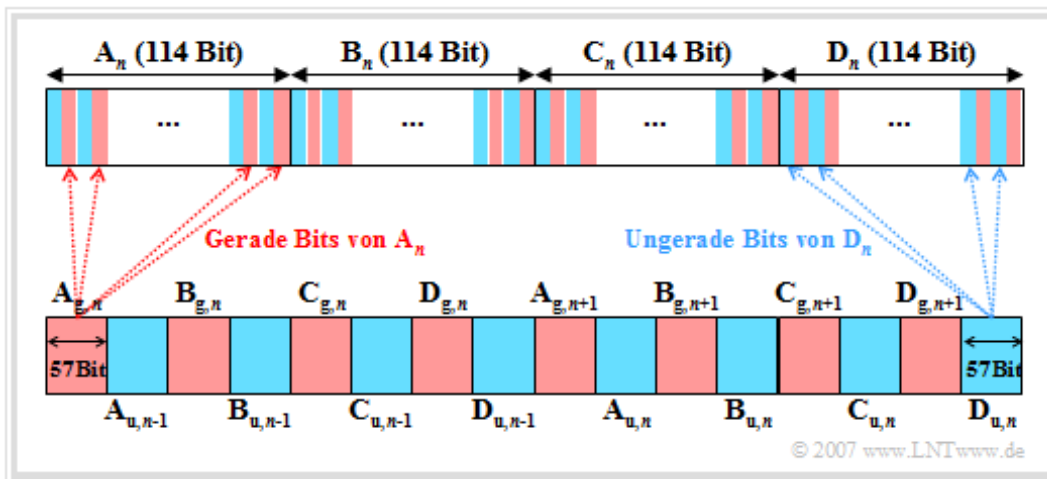
$$G_{CRC}(D) = D^3 + D + 1.$$

- Anschließend werden den insgesamt 185 Bits der Klasse 1a und 1b inklusive den drei (rot eingezeichneten) CRC-Paritätsbits noch vier (gelbe) **Tailbits** „0000“ angehängt. Diese vier Bits initialisieren die vier Speicherregister des nachfolgenden Faltungscoders jeweils mit 0, so dass für jeden Sprachrahmen von einem definierten Status ausgegangen werden kann.
- Der **Faltungscod** mit der Coderate $R_C = 1/2$ verdoppelt diese 189 wichtigsten Bits auf 378 Bits und schützt diese somit signifikant gegen Übertragungsfehler. Anschließend werden noch die 78 Bits der unwichtigeren Klasse 2 ungeschützt angehängt.
- Auf diese Weise ergeben sich nach der Kanalcodierung pro 20 ms-Sprachrahmen genau 456 Bits. Dies entspricht einer (codierten) Datenrate von 22.8 kbit/s gegenüber 13 kbit/s nach der Sprachcodierung. Die effektive Kanalcodierungsrate beträgt somit $260/456 = 0.57$.

Interleaving bei Sprachsignalen

Das Ergebnis der Faltungsdecodierung hängt nicht nur von der Häufigkeit der Übertragungsfehler ab, sondern auch von deren Verteilung. Um gute Korrekturergebnisse zu erzielen, sollte der Kanal kein Gedächtnis besitzen, sondern möglichst statistisch unabhängige Bitfehler liefern.

Bei Mobilfunksystemen treten Übertragungsfehler aber meist in Blöcken (*Error Bursts*) auf. Durch den Einsatz der Interleaving-Technik werden solche Bündelfehler über mehrere Bursts gleichmäßig verteilt und so deren Auswirkungen abgeschwächt.



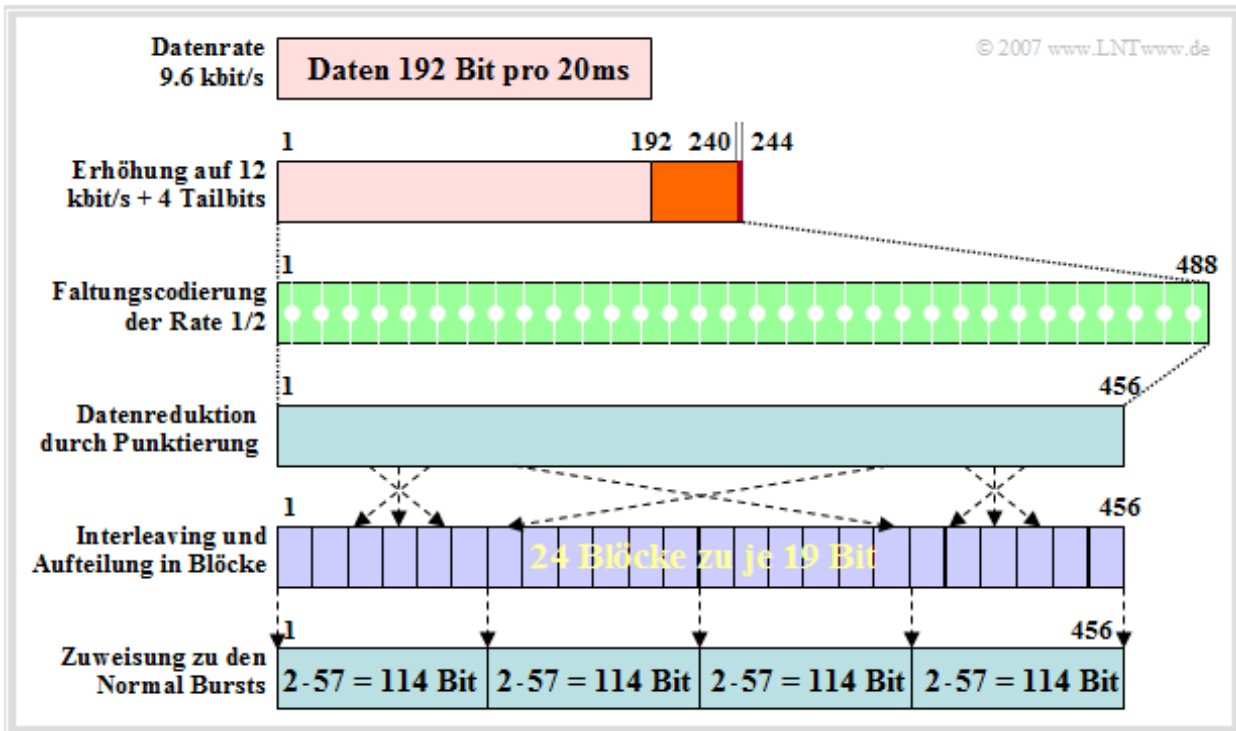
Bei einem Sprachkanal arbeitet der Interleaver in folgender Weise:

- Die 456 Eingangsbit pro Sprachrahmen werden nach einem festen Algorithmus auf vier Blöcke zu je 114 Bit aufgeteilt. Im Folgenden werden diese für den n -ten Sprachrahmen mit A_n, B_n, C_n und D_n bezeichnet. Der Index $n-1$ bezeichnet den vorhergehenden Rahmen, $n+1$ den nachfolgenden.
- Der Block A_n wird weiterhin in zwei Unterblöcke $A_{g,n}$ und $A_{u,n}$ zu je 57 Bit unterteilt, wobei $A_{g,n}$ nur die geraden Bitpositionen und $A_{u,n}$ die ungeraden Bitpositionen von A_n bezeichnet. In der Grafik sind $A_{g,n}$ und $A_{u,n}$ an der roten bzw. blauen Hinterlegung zu erkennen.
- Der Unterblock $A_{g,n}$ des n -ten Sprachrahmens wird mit dem Block $A_{u,n-1}$ des vorangegangenen Rahmens zusammengefügt und ergibt die 114 Bit Nutzdaten eines *Normal Bursts* mit 156.25 Bit: $(A_{g,n}, A_{u,n-1})$. Gleiches gilt entsprechend der Skizze für die drei nächsten Bursts: $(B_{g,n}, B_{u,n-1}), (C_{g,n}, C_{u,n-1}), (D_{g,n}, D_{u,n-1})$.
- In gleicher Weise werden die ungeraden Unterblöcke des n -ten Sprachrahmens mit den geraden Unterblöcken des nachfolgenden Rahmens verschachtelt: $(A_{g,n+1}, A_{u,n}), \dots, (D_{g,n+1}, D_{u,n})$.
- Diese Verwürfelungsart wird **block-diagonales Interleaving** genannt, hier speziell vom Grad 8. Es vermindert die Störanfälligkeit gegenüber Bündelfehlern. So werden niemals zwei aufeinander folgende Bits eines Datenblocks direkt hintereinander gesendet. Mehrbitfehler treten nach dem De-Interleaver isoliert auf und können so wirkungsvoller korrigiert werden.

Codierung und Interleaving bei Datensignalen (1)

Für die GSM-Datenübertragung steht jedem Teilnehmer lediglich eine Nettodatenrate von 9.6 kbit/s zur Verfügung. Zur Fehlersicherung werden zwei Verfahren eingesetzt:

- **Forward Error Correction** (FEC, deutsch: Vorwärtsfehlerkorrektur) wird auf der physikalischen Schicht durch Anwendung von Faltungscodes realisiert.
- **Automatic Repeat Request** (ARQ); dabei werden auf der Sicherungsschicht defekte und nicht korrigierbare Pakete neu angefordert.



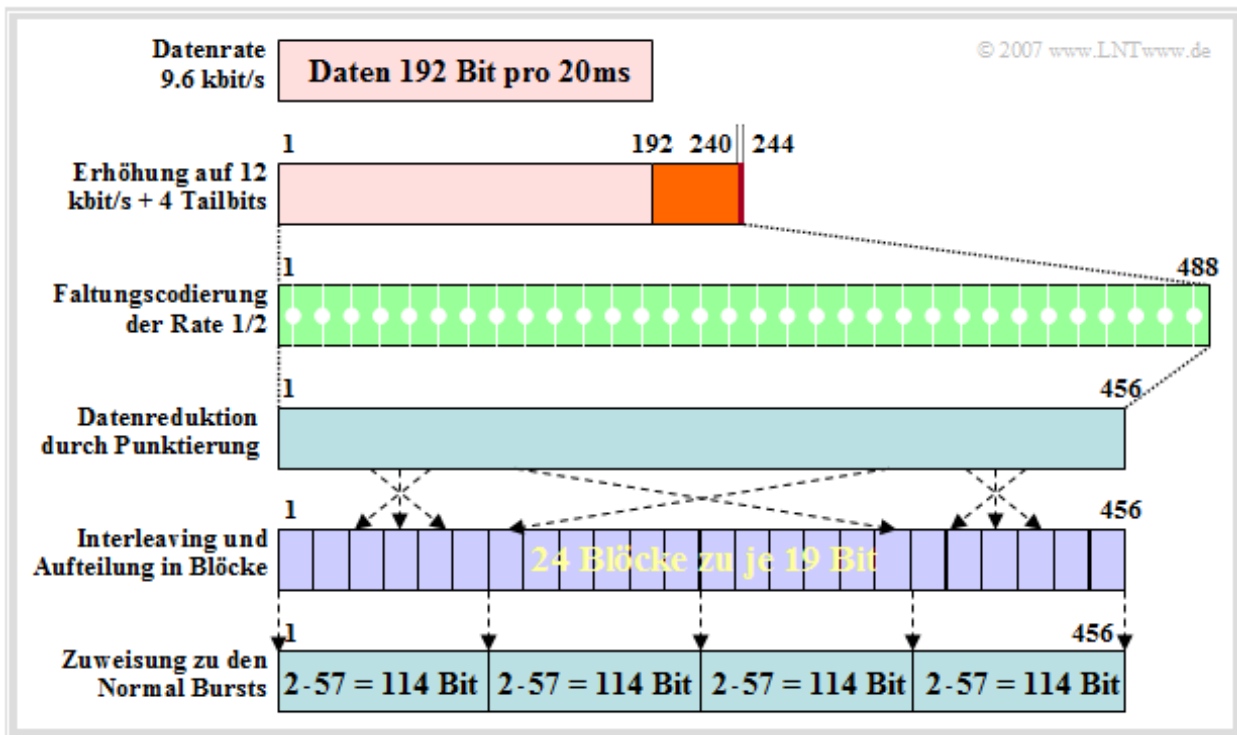
Die Grafik verdeutlicht Kanalcodierung und Interleaving für den Datenkanal mit 9.6 kbit/s, die im Gegensatz zur Kanalcodierung des Sprachkanals (mit Bitfehlerrate $10^{-5} \dots 10^{-6}$) eine nahezu fehlerfreie Rekonstruktion der Daten erlaubt.

Aus den beiden oberen Skizzen dieser Grafik erkennt man:

- Die Datenbitrate von 9.6 kbit/s wird zuerst im *Terminal Equipment* der Mobilstation durch eine nicht GSM-spezifische Kanalcodierung um 25% auf 12 kbit/s erhöht, um eine Fehlererkennung in leitungsvermittelten Netzen zu ermöglichen.
- Bei der Datenübertragung sind alle Bit gleichwertig, so dass es im Gegensatz zur Codierung des Sprachkanals keine Klassen gibt. Die 240 Bit pro 20 ms-Zeitrahmen werden zusammen mit vier Tailbits „0000“ zu einem einzigen Datenrahmen zusammengefasst.

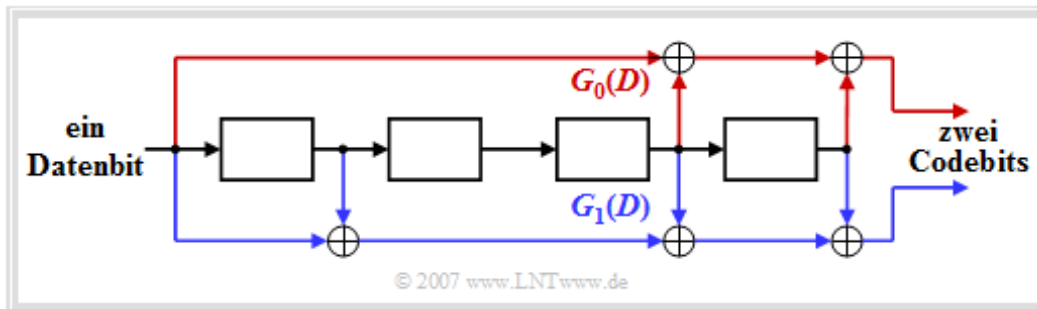
Die weitere Beschreibung folgt auf der nächsten Seite.

Codierung und Interleaving bei Datensignalen (2)



Aus den Skizzen 3 – 6 der obigen Grafik erkennt man:

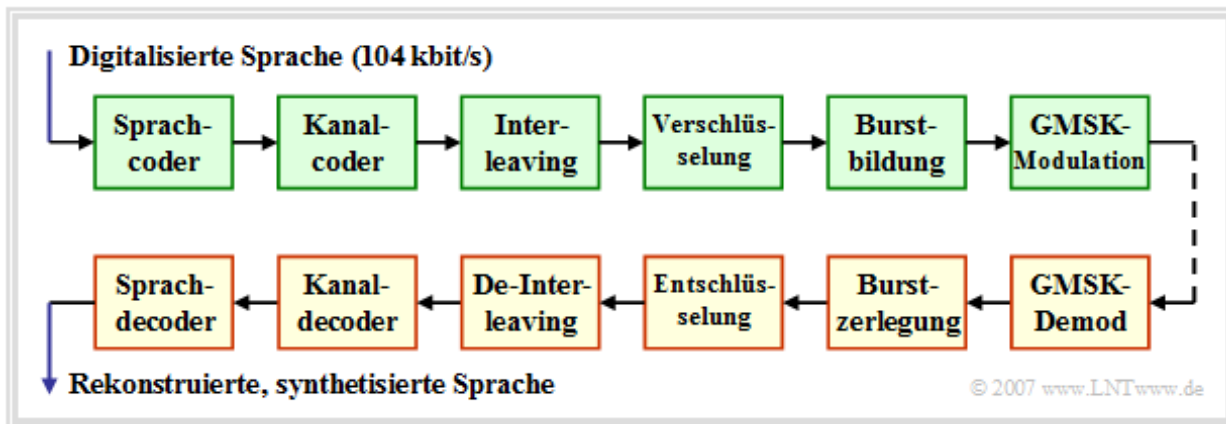
- Diese 244 Bit werden wie bei Sprachkanälen durch einen Faltungscoder der Rate 1/2 auf 488 Bit verdoppelt. Pro einlaufendem Bit werden zwei Codesymbole erzeugt, zum Beispiel gemäß den Generatorpolynomen $G_0(D) = 1 + D^3 + D^4$ und $G_1(D) = 1 + D + D^3 + D^4$:



- Der nachfolgende Interleaver erwartet – ebenso wie ein „Sprach-Interleaver“ – als Eingabe nur 456 Bit pro Rahmen (20 ms). Deshalb werden von den 488 Bits am Ausgang des Faltungscoders noch 32 Bits an den Positionen $15 \cdot j - 4$ ($j = 1, \dots, 32$) entfernt („Punktierung“).
- Da die Datenübertragung weniger zeitkritisch ist als die Sprachübertragung, wird hier ein höherer Interleaving-Grad gewählt. Die 456 Bit werden auf bis zu 24 Interleaver-Blöcke zu je 19 Bit verteilt, was bei Sprachdiensten aus Gründen der Echtzeitübertragung nicht möglich wäre.
- Danach werden sie auf vier aufeinander folgende *Normal Bursts* ($4 \cdot 2 \cdot 57$ Bit) aufgeteilt und versandt. Beim Einpacken in die Bursts werden wieder Gruppierungen gerader und ungerader Bits gebildet, ähnlich dem Interleaving im Sprachkanal.

Empfängerseite Decodierung

Der GSM-Empfänger (gelb hinterlegt) beinhaltet die GSMK-Demodulation, die Burstzerlegung, die Entschlüsselung, das De-Interleaving sowie die Kanal- und Sprachdecodierung.



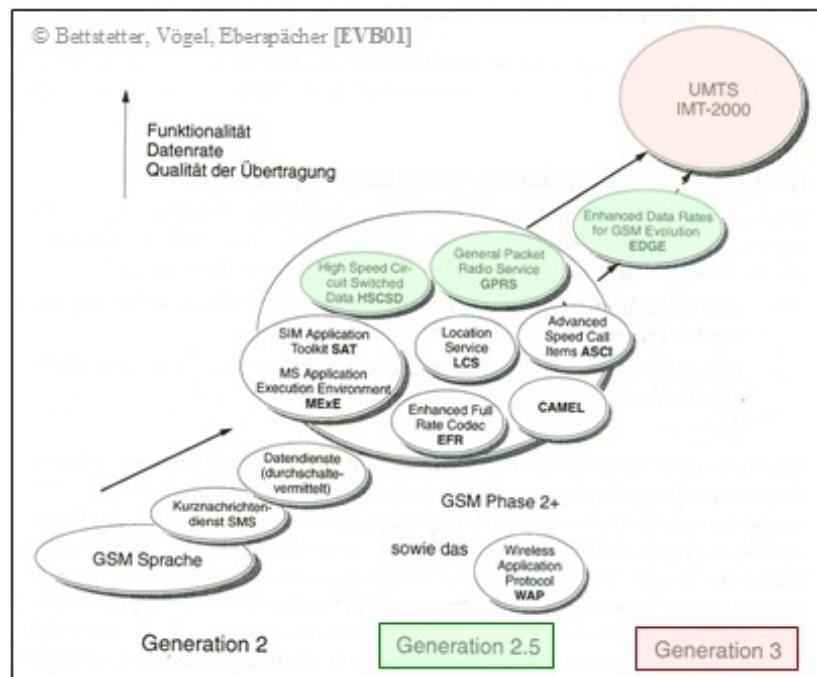
Zu den beiden letzten Blöcken in obigem Bild ist anzumerken:

- Das Decodierverfahren wird durch die GSM-Spezifikation nicht vorgeschrieben, sondern ist den einzelnen Netzbetreibern überlassen. Die Leistungsfähigkeit ist vom eingesetzten Algorithmus zur Fehlerkorrektur abhängig.
- Zum Beispiel wird beim Decodierverfahren **Maximum Likelihood Sequence Estimation** (MLSE) die wahrscheinlichste Bitsequenz unter Verwendung des Viterbi-Algorithmus oder eines MAP-Empfängers (*Maximum A-posteriori Probability*) ermittelt.
- Nach der Fehlerkorrektur wird der *Cyclic Redundancy Check* (CRC) durchgeführt, wobei beim Vollraten-Codec der Grad G des verwendeten CRC-Generatorpolynoms gleich 3 ist. Damit werden alle Fehlermuster bis zum Gewicht 3 und alle Bündelfehler bis zur Länge 4 erkannt.
- Anhand des CRC wird über die Verwendbarkeit eines jeden Sprachrahmens entschieden. Ist das Testergebnis positiv, so werden im nachfolgenden Sprachdecoder aus den Sprachparametern (260 Bit pro Rahmen) die Sprachsignale synthetisiert.
- Falls ausgefallen sind, werden die Parametersätze vorangegangener, als korrekt erkannter Rahmen zur Sprachinterpolation verwendet („*Fehlerverschleierung*“). Treten mehrere nicht korrekte Sprachrahmen in Folge auf, so wird die Leistung kontinuierlich bis hin zur Stummschaltung abgesenkt.

Die verschiedenen Generationen des GSM

GSM wurde ursprünglich als ein paneuropäisches Mobilfunknetz konzipiert und entwickelt, vor allem für Telefongespräche und Fax. Die Datenübertragung bei konstanter niedriger Datenrate war sekundär.

Der GSM-Standard wurde nach der Darstellung in verschiedenen Phasen weiter entwickelt. So wurden neue Dienste ermöglicht.



Die Grafik aus [EVB01] zeigt die Weiterentwicklungen von GSM:

- Das in den Kapiteln 3.1 bis 3.4 beschriebene GSM-System beschränkt sich auf die beiden ersten Generationen. Die **Phase 1** beinhaltet grundlegende Teledienste und einige wenige Zusatzdienste, die zur Markteinführung von GSM im Jahr 1991 verbindlich von allen damaligen Netzbetreibern angeboten werden konnten.
- Die Standardisierung der **Phase 2** in den Jahren von 1995 bis 1997 beinhaltete bereits die ersten Weiterentwicklungen des GSM-Standards. Dadurch wurden die von ISDN her bekannten Zusatzdienste für GSM schrittweise verfügbar gemacht und um einige neue Leistungsmerkmale ergänzt, so etwa Anklopfen (*Call Waiting*) oder Halten (*Hold*).
- In den Jahren 1997–2000 wurden neue Datendienste mit höherer Datenrate entwickelt, wie zum Beispiel
 - **High Speed Circuit-Switched Data** (HSCSD),
 - **General Packet Radio Service** (GPRS), und
 - **Enhanced Data Rates für GSM Evolution** (EDGE).

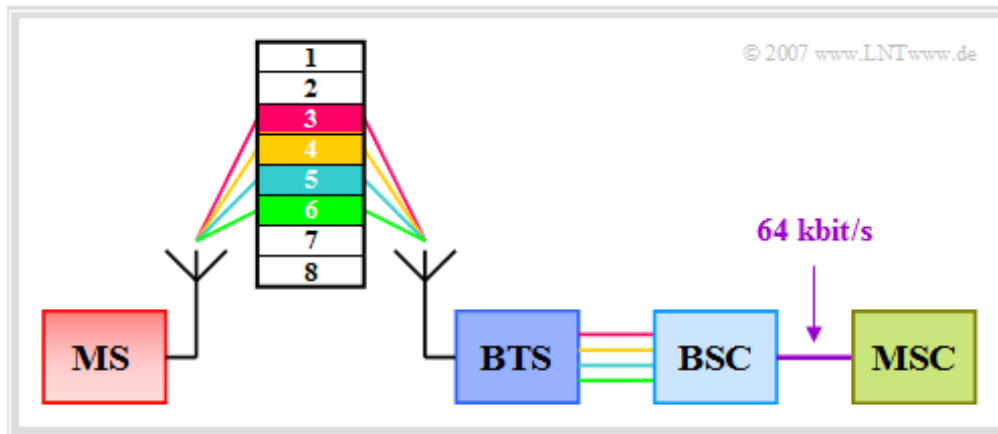
Diese neuen Datendienste werden der **Phase 2+** (oder Generation 2.5) zugerechnet und sind in der Grafik grün hinterlegt.

- Zur dritten Mobilfunkgeneration gehört **Universal Mobile Telecommunications System** (UMTS). Dieser Standard ermöglicht deutlich höhere Datenübertragungsraten, als dies mit dem GSM-Standard möglich ist. Er wird im Kapitel 4 dieses Buches eingehend behandelt. In der Grafik ist dieses System der dritten Generation rot hinterlegt.

Die Themen der Phase 2+ betreffen fast alle Aspekte von GSM, von der Funkübertragung bis hin zur Verbindungssteuerung. Die damit möglichen neuen Datendienste werden auf den folgenden Seiten näher erklärt.

High Speed Circuit-Switched Data (HSCSD)

Durch den 1999 eingeführten GSM-Datenübertragungsstandard **High Speed Circuit-Switched Data** (HSCSD) kann durch eine verbesserte Kanalcodierung die Nutzdatenrate pro Verbindung von 9.6 kbit/s auf 14.4 kbit/s erhöht werden, wenn es die Übertragungsbedingungen erlauben. Durch die Bündelung mehrerer benachbarter Zeitschlitze kann die Datenrate noch weiter gesteigert werden. Die Datenrate ist davon abhängig, wie viele Kanäle der Netzbetreiber für die Bündelung zur Verfügung stellt bzw. wie viele Kanäle das HSCSD-Handy verarbeiten kann.



Die Grafik erklärt das Prinzip der Bündelung mehrerer Zeitschlitze:

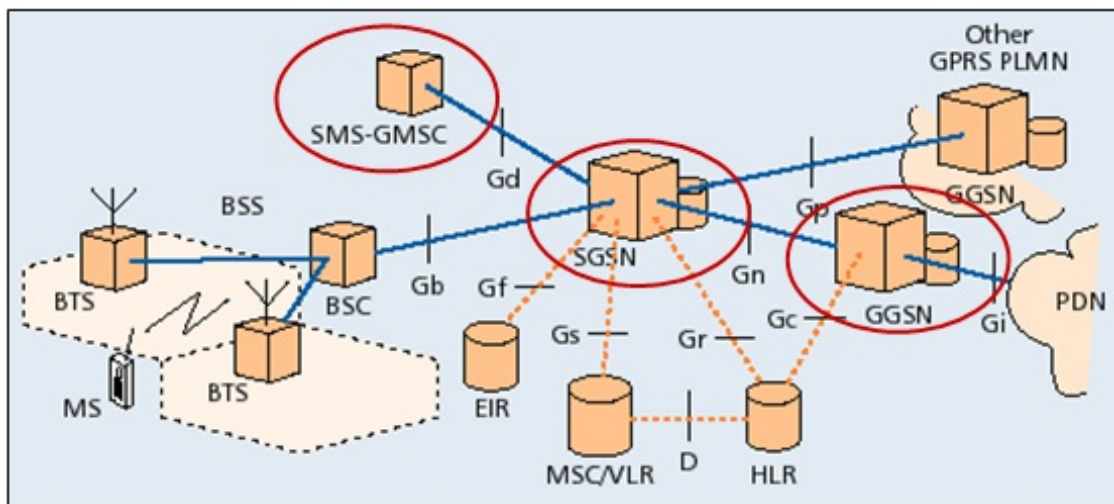
- Jeder der 8 physikalischen Kanäle (Zeitschlitze) eines Rahmens bietet maximal 14.4 kbit/s für die Datenkommunikation. HSCSD ermöglicht eine Kanalbündelung durch die Kombination mehrerer Zeitschlitze, die auch bei ISDN verwendet wird. Man spricht in diesem Zusammenhang von **Multislot Capability**.
- Durch das Zusammenschalten aller acht Kanäle ergäben sich somit $8 \cdot 14.4 \text{ kbit/s} = 115.2 \text{ kbit/s}$. Da jedoch die Verbindung zwischen dem *Base Station Controller* (BSC) und dem *Mobile Switching Center* (MSC) auf 64 kbit/s begrenzt ist, beschränkt man sich auf die Bündelung von vier Zeitschlitzen, woraus sich die maximale Übertragungsrate zu 57.6 kbit/s ergibt.
- Ein Vorteil der HSCSD-Technik gegenüber dem paketorientierten GPRS (siehe nächste Seite) ist die leitungsorientierte Datenübertragung. Dies ist insbesondere für Anwendungen von Vorteil, die gleichmäßige Bandbreiten benötigen, da der Übertragungskanal mit niemandem geteilt werden muss. Beispiele hierfür sind die Video- und die Bildübertragung.
- Nachteilig sind allerdings die höheren Übertragungskosten durch die Belegung mehrerer Kanäle. Diese Kanäle stehen somit für andere Mobilfunkteilnehmer nicht mehr zu Verfügung. In einer Funkzelle mit hoher Kanalauslastung kann es deshalb passieren, dass die Bündelung mehrerer Kanäle vom Netzbetreiber unterbunden wird.

General Packet Radio Service (GPRS)

Mit der GSM-Erweiterung **General Packet Radio Service** (GPRS) wurde 2000 erstmals eine paketorientierte Datenübertragung ermöglicht. GPRS unterstützt sehr viele Protokolle (Internet Protocol, X.25, Datex-P, usw.) und erlaubt dem Mobilfunkteilnehmer, mit fremden Datennetzen (Internet oder firmeninternen Intranets) zu kommunizieren. GPRS war ein wichtiger Zwischenschritt in der Evolution der zellularen Mobilfunknetze in Richtung dritter Generation und mobiles Internet.

Ein GPRS-Benutzer profitiert von kürzeren Zugriffszeiten und der höheren Datenrate (bis 21.4 kbit/s) gegenüber dem herkömmlichen GSM (9.6 kbit/s) und HSCSD (14.4 kbit/s). Die Gebühren ergeben sich bei GPRS nicht aus der Verbindungsdauer, sondern aus der tatsächlich übertragenen Datenmenge. Deshalb muss nicht (wie bei HSCSD) ein Funkkanal dauerhaft für einen Benutzer reserviert werden.

Zur Einführung von GPRS waren einige Modifikationen und Ergänzungen im GSM-Netz notwendig, die in der Grafik „GPRS-Systemarchitektur“ aus [BVE99] zusammengefasst sind. Blaue Linien beschreiben Nutz- und Signalisierungsdaten und die orange-gepunkteten Verbindungen Signalisierungsdaten.



Die Grafik ist der Veröffentlichung [BVE99] entnommen, die Beschriftung wurde angepasst. Wir danken den Autoren C. Bettstetter, H.J. Vögel und J. Eberspacher für ihr Einverständnis, die Grafik verwenden zu dürfen.

Die zusätzlichen GPRS-Komponenten – durch rote Kreise hervorgehoben – werden kurz erklärt:

Zur Integration von GPRS in die bestehende GSM-Systemarchitektur wird diese um eine neue Klasse von Netzknoten erweitert. Diese **GPRS Support Nodes** (GSN) sind für die Übertragung und die Verkehrslenkung (*Routing*) der Datenpakete zwischen den Mobilstationen und den externen paketvermittelten Datennetzen verantwortlich. Hierbei unterscheidet man zwischen SGSN und GGSN, die miteinander über ein IP-basiertes GPRS-Backbone-Netz kommunizieren.

- Der **Serving GPRS Support Node** (SGSN) ist für das Mobilitätsmanagement zuständig und übernimmt für die Paketdatendienste eine ähnliche Funktion wie das *Mobile Switching Center* (MSC) für die verbindungsorientierten Sprachsignale.
- Der **Gateway GPRS Support Node** (GGSN) ist die Schnittstelle zu fremden paketorientierten Datennetzen. Er konvertiert die vom SGSN kommenden GPRS-Pakete in das entsprechende Protokoll (IP, X.25, ...) und sendet diese an das **Packet Data Network** (PDN) aus.

Gb, Gc, Gd, usw. geben Schnittstellen von GPRS an. So bezeichnet Gd die Schnittstelle zwischen SGSN und SMS-GMSC, die zum Austausch von SMS-Nachrichten erforderlich ist.

GPRS–Luftschnittstelle

Ein GPRS–Handy führt beim Einschalten als erstes die Prozedur „Cell Selection“ durch, indem es nach einem Frequenzkanal mit GPRS–Daten sucht. Wurde ein solcher Kanal gefunden, so muss je nach Handyklasse das Handy manuell auf GPRS–Dienste eingestellt werden oder es kann automatisch und dynamisch zwischen GPRS und GSM umschalten. Man unterscheidet:

- Geräte der **Klasse A** können GPRS–Datendienste und GSM–Übertragungsdienste gleichzeitig übernehmen; die Kanalressourcen werden parallel paket– und durchschaltevermittelt überwacht.
- Bei **Klasse B** werden die Signalisierungskanäle von GSM und GPRS gleichzeitig überwacht, solange kein Dienst durchgestellt ist. Der parallele GSM/GPRS–Betrieb ist aber nicht möglich.
- In der **Klasse C** muss sich der Teilnehmer vorher entscheiden, ob er das Handy für GSM oder GPRS nutzen möchte, da Signalisierungskanäle nicht mehr simultan überwacht werden können.

Um die GSM–Funkschnittstelle auf den paketorientierten GPRS–Betrieb umstellen zu können, mussten die logischen Kanäle erweitert werden. Logische GPRS–Kanäle erkennt man an einem vorangestellten „P“, das die paketorientierte Betriebsart indiziert. Fast für alle **logischen GSM–Kanäle** gibt es das entsprechende GPRS–Äquivalent:

- Der **Packet Data Traffic Channel** (PDTCH) wird bei GPRS als **Verkehrskanal** für den Nutzdatentransfer verwendet. Der entsprechende GSM–Kanal heißt TCH.
- Die **Signalisierungskanäle** werden wie bei GSM in den **Packet Broadcast Control Channel** (PBCCH), den **Packet Common Control Channel** (PCCCH) und den **Packet Dedicated Control Channel** (PDCCCH) unterteilt.

GPRS ermöglicht den Teilnehmern, Daten mit öffentlichen Datennetzen auszutauschen und verwendet dazu wie GSM die **GMSK–Modulation** und die **FDMA/TDMA–Kombination** mit acht Zeitschlitz pro TDMA–Rahmen. Es ergeben sich folgende Unterschiede:

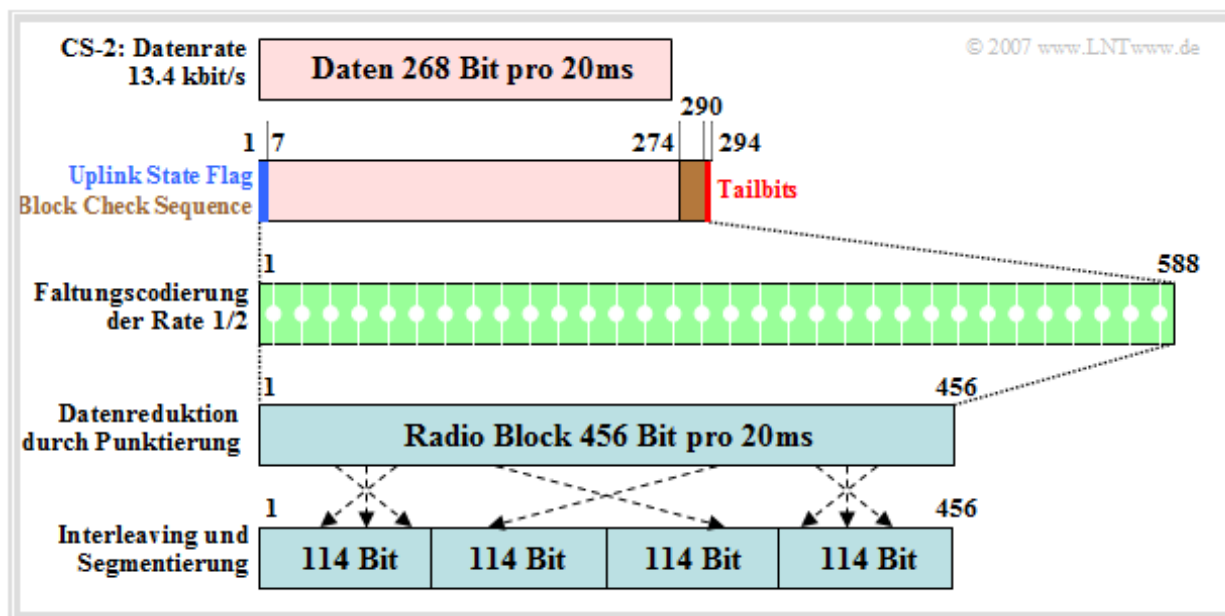
- Im GSM–Standard wird jeder aktiven Mobilstation genau ein Zeitschlitz eines TDMA–Rahmens zugewiesen. Dieser physikalische Kanal ist für die gesamte Dauer eines Rufes sowohl im Uplink als auch im Downlink für die Mobilstation reserviert.
- Bei GPRS können zur Ratensteigerung bis zu acht Zeitschlitz miteinander kombiniert werden. Außerdem werden Up– und Downlink separat zugewiesen. Die physikalischen Kanäle werden nur für die Dauer der Übertragung von Datenpaketen reserviert und anschließend wieder frei gegeben.

GPRS–Kanalcodierung

Im Gegensatz zum herkömmlichen GSM (mit der Datenrate 9.6 kbit/s) sind bei GPRS vier mögliche **Codierschemata** definiert, die je nach Empfangsqualität genutzt werden können:

- Codierschema 1 (CS–1) mit 9.05 kbit/s (181 Bit pro 20 ms),
- Codierschema 2 (CS–2) mit 13.4 kbit/s (268 Bit pro 20 ms),
- Codierschema 3 (CS–3) mit 15.6 kbit/s (312 Bit pro 20 ms),
- Codierschema 4 (CS–4) mit 21.4 kbit/s (428 Bit pro 20 ms).

Die kleinstmögliche Datenrate ist somit 9.05 kbit/s (CS–1, ein Zeitschlitz), die maximale beträgt 171.2 kbit/s (CS–4, acht Zeitschlitz). Diese theoretische Geschwindigkeit wird in der Praxis jedoch nicht erreicht, da die meisten aktuellen GPRS–Handys nur maximal eine Netto–Datenrate von 13.4 kbit/s (Codierschema 2) unterstützen. Bei der Kombination von vier Zeitschlitz, wie es in deutschen Netzen üblich ist, kommt man somit auf eine maximale Datenrate von 53.6 kbit/s.



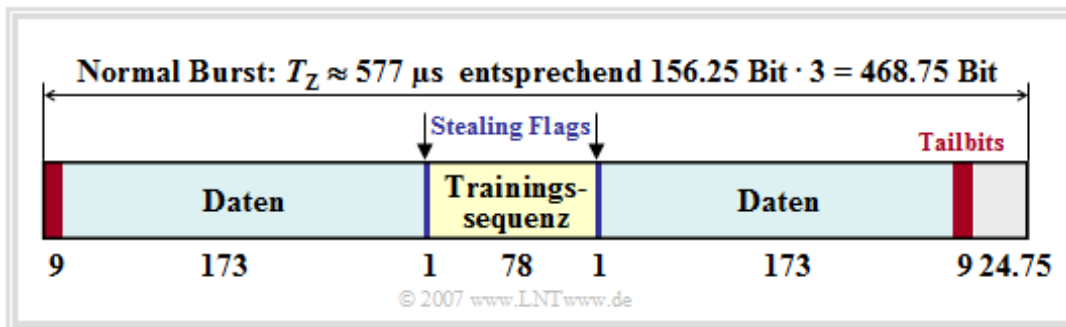
Die Grafik und die nachfolgenden Erklärungen beziehen sich auf das Codierschema 2 und damit auf die Netto–Datenrate 13.4 kbit/s.

- Die 268 Informationsbits werden zunächst durch sechs vorcodierte Bits des *Uplink State Flags* (USF), 16 Paritätsbits der so genannten *Block Check Sequence* (BCS) und vier Tailbits („0000“) ergänzt. Letztere sind für die Terminierung der Faltungscodes notwendig.
- Zur Kanalcodierung wird der von GSM bekannte Faltungscoder der Coderate $R_C = 1/2$ benutzt. Durch diesen werden die insgesamt 294 Bits auf 588 Bits verdoppelt und somit ausreichend gegen Übertragungsfehler geschützt.
- Anschließend werden 132 Bits der resultierenden 588 Bit punktiert, so dass daraus schließlich ein Codewort der Länge 456 Bit (Bitrate 22.8 kbit/s) resultiert. Damit ergibt sich eine resultierende Coderate (von Faltungscoder inklusive Punktierung) von $294/456 \approx 65\%$.
- Nach der Kanalcodierung werden die Codewörter einem Blockinterleaver der Tiefe 4 zugeführt. Das Interleavingschema ist für alle vier Codierschemata identisch.

Enhanced Data Rates for GSM Evolution – EDGE (1)

Die letzte GSM-Erweiterung **Enhanced Data Rates for GSM-Evolution** (EDGE) mit dem Ziel, die Datenübertragungsrate in GSM-Mobilfunknetzen zu erhöhen, benutzt neben *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK) als zusätzliches Modulationsverfahren **8-Phase Shift Keying** (8-PSK). Bei diesem gibt es acht verschiedene Symbole (bei GMSK nur zwei), die sich durch unterschiedliche Phasenlagen bei Vielfachen von 45° unterscheiden. Das bedeutet, dass mit jedem Symbol drei Datenbits übertragen werden können, wodurch die Datenrate im Vergleich zu GPRS um den Faktor 3 gesteigert wird.

Mit der Definition von EDGE wird HSCSD zu „*Enhanced Circuit Switched Data*“ (E-CSD) und GPRS zu „*Enhanced-GPRS*“ (E-GPRS). T-mobile ist allerdings der einzige deutsche Netzbetreiber, der derzeit (2007) EDGE in seinem Netz anbietet.



Die Grafik zeigt den *Normal Burst* von EDGE bzw. E-GPRS. Man erkennt folgende Unterschiede zum **GSM-Normal Burst**:

- Der *Normal Burst* besteht bei EDGE aus 468.75 Bit anstelle der 156.25 Bit bei GSM, woraus die Verdreifachung der Datenrate ersichtlich ist.
- Wie bei GSM gibt es zwei *Stealing Flags*. Tailbits, Trainingssequenz und *Guard Period* werden jeweils verdreifacht. Damit verbleiben für das Datenfeld $57 \cdot 3 + 2 = 173$ Bit.
- Somit werden bei E-GPRS im *Normal Burst* 346 Bit kanalcodierte Daten (Coderate 1/2) pro $576.9 \mu\text{s}$ übertragen, was einer Netto-Datenrate von ca. 60 kbit/s entspricht.

Enhanced Data Rates for GSM Evolution – EDGE (2)

Bei E-GPRS gibt es neun vom Betreiber auswählbare **Modulation and Coding Schemes** (MCS), die von den verwendeten Kanalcodier- und Modulationsverfahren abhängen.

Modulation and Coding Scheme	Datenübertragungsrate	Modulationsverfahren	resultierende Coderate
MCS-1	8.8 kbit/s	GMSK	0.53
MCS-2	11.2 kbit/s	GMSK	0.66
MCS-3	14.8 kbit/s	GMSK	0.80
MCS-4	17.6 kbit/s	GMSK	1.00
MCS-5	22.4 kbit/s	8-PSK	0.37
MCS-6	29.6 kbit/s	8-PSK	0.49
MCS-7	44.8 kbit/s	8-PSK	0.76
MCS-8	54.4 kbit/s	8-PSK	0.92
MCS-9	59.2 kbit/s	8-PSK	1.00

© 2007 www.LNTwww.de

Die Tabelle zeigt die möglichen Schemata von E-GPRS. Daraus ist zu erkennen:

- Die ersten vier Schemata verwenden wie GSM/GPRS das Modulationsverfahren GMSK mit einem bit Information pro Kanalzugriff, während bei MCS-5, ... , MCS-9 eine achtstufige Phasenmodulation (8-PSK) benutzt wird und damit 3 bit/Symbol übertragen werden.
- Je kleiner die Coderate, desto größer ist die zugesetzte Redundanz und damit die Datensicherheit. Insbesondere zwischen MCS-4 ($R_C = 1$) und MCS-5 ($R_C = 0.37$) nimmt die Coderate wegen der günstigeren Modulationsart trotz höherer Netto-Datenrate signifikant ab (siehe letzte Spalte).
- Der aufwändigste Modus MCS-9 bietet gemäß der Tabelle eine Datenrate von 59.2 kbit/s und erlaubt theoretisch die gleichzeitige Belegung von acht Zeitschlitzten, was eine maximale Netto-Datenrate von 473.6 kbit/s bedeuten würde. Allerdings ist dieser Modus (mit $R_C = 1$) nur bei extrem guten Bedingungen anwendbar und acht Zeitschlitzte stehen auch nur selten zur Verfügung.
- Mit MCS-8 und sieben Zeitschlitzten kann man immerhin schon 380.8 kbit/s erreichen und ist damit in der Größenordnung von **Universal Mobile Telecommunications System** (UMTS), dem bekanntesten Standard der dritten Mobilfunkgeneration, der 384 kbit/s anbietet.
- EDGE verwendet die gleichen Frequenzen wie GSM, weshalb diese Technik besonders für Betreiber mit bestehender GSM-Infrastruktur interessant ist, die im Jahr 2000 keine der teureren UMTS-Lizenzen erworben haben und trotzdem eine ausreichend hohe Datenrate anbieten wollen.

Das System UMTS wird im nachfolgenden Kapitel 4 eingehend beschrieben.