

Telekommunikation und Hochfrequenztechnik – Telefonie (TKHF)

Schule: HTBLuVA St. Pölten
Abteilung / Zweig: Elektronik / Technische Informatik
Lehrperson: Prof. Dipl.-Ing. Josef Radlbauer
Jahrgang: 2006 / 07
Klasse: 5AHELI

1 Anmerkung

Als Unterrichtsbuch wurde verwendet: Ulrich Freyer, Nachrichten-Übertragungstechnik, 2002 Carl Hanser Verlag München Wien, 5. Auflage, ISBN:3-446-22087-9

Weitere verwendete Unterlagen: Auszüge aus Herter-Lörcher, Nachrichtentechnik

| Beispiele sind mit einem Strich auf der Seite gekennzeichnet.

2 Inhaltsverzeichnis

1	Anmerkung.....	2
2	Inhaltsverzeichnis.....	2
3	Mobilfunksysteme.....	4
3.1	Funkdienste	4
3.2	Funkausbreitung.....	5
3.3	Fehlerkorrektur.....	7
3.4	Multiplextechniken.....	9
3.4.1	Reines Zeitduplex (Time Division Duplex, TDD).....	10
3.4.2	Frequenzduplex (Frequency Division Duplex, FDD) mit Zeitversatz.....	10
3.4.3	Vorteile von TDM gegenüber FDM.....	10
3.4.4	Frequenzmultiplex (Frequency Division Multiplex, FDM).....	11
3.4.5	Zeitmultiplex (Time Division Multiplex, TDM).....	13
3.4.6	Codemultiplex (Code Division Multiplexing, CDM)	13
3.4.7	Raummultiplex	15
3.5	GSM (Global System for Mobile Communications)	16
3.5.1	Funkkanäle im GSM-System	16
3.5.2	Architektur des GSM-Systems.....	18
3.5.3	Wichtige Prozeduren und Algorithmen.....	19
3.6	BT-Produkt (Bandbreite-Zeit-Produkt).....	21
3.7	Gauß-Filter	22
3.8	Timing Advance.....	23
3.9	Modulation und Demodulation digitaler Signale	24
3.9.1	Spektren.....	24
3.9.2	Minimum Shift Keying (MSK).....	26
3.9.3	Phase Shift Keying (PSK)	31
3.9.4	Spectral Efficiency	32
3.9.5	Spektrum eines Pulses.....	33
3.9.6	Laborübung	34
4	Filter	37
4.1	Idealer Tiefpass	37
4.2	Spezifikation eines Filters	40
4.3	LC-Kettenleiterfilter.....	41
4.4	Dimensionierung LC-Filter, Typ „Coupled Resonators“	43
4.4.1	TP	43
4.4.2	BP	44
4.5	Betriebsdämpfung	45
4.6	Aktive Filter	46

4.7	Mechanische Filter	46
4.7.1	Quarzfilter	46
4.8	SAW-Filter	47
4.9	Frequenzbereiche von Filtern	47
5	Empfängermessungen am Beispiel CT1	48
5.1	Empfindlichkeitsmessung	48
5.2	Demodulatorkennlinie	49
5.2.1	Kompayer	49
5.3	Frequenzgang	50
5.4	Nebenempfangsdämpfung	50
5.5	Mathlab Beispiel	52
6	Signal- und Systemtheorie	52
6.1	Fourierreihe	52
6.2	Fouriertransformation	54
6.2.1	Impulsantwort	55
6.3	Faltung	56
7	Telefonie	59
7.1	Bisheriges Telefonnetz	60
7.1.1	Vier- und Zweidrahtbetrieb	60
7.1.2	Rückhördämpfung	60
7.1.3	Gabelschaltung	60
7.1.4	Zweidrahtverstärker	61
7.1.5	Vermittlung	61
7.1.6	TAE	62
7.2	Vermittlung und Übertragung im Schmalband-ISDN	63
7.2.1	Möglichkeiten beim Telefonieren mit ISDN	64
7.2.2	S ₀ -Bus	64
7.2.3	Primärmultiplexanschluss	64
7.3	PCM30	65
7.3.1	Blockschaltbild PCM30 Modulierung	66
7.3.2	Kompayer	67
7.3.3	Synchronisationskanal	68
7.3.4	Zeichengabekanal und Überrahmenstruktur	68

3 Mobilfunksysteme

3.1 Funkdienste

Ziele:

- hohe Nutzdatenrate
- hohe Störfestigkeit (kleine Bitfehlerrate)
- auf einem möglichst kleinen Frequenzband

Funkdienste lassen sich nach folgenden Kriterien einteilen:

- Angebotene Dienste (Sprache, Video, Daten, ...)
- Kommunikationsrichtung (Simplex, Duplex, ...)
- Zugänglichkeit
 - öffentliche Netze
 - private Netze (Firmen, Bahnfunk)

Mobilfunk-system	Erläuterung/ Anwendungsgebiete	Dienste	Kommun.-richtung	Personenkreis	Mobilität	Beispiele
Öffentlicher zellularer Mobilfunk	Fernsprechdienst für mobile Teilnehmer	Sprache Daten Kurzmeldungen	Duplex	öffentlich	national international	C-Netz GSM UMTS
Schnurlose Telefone	Kabel vom Gerät zum Hörer als Funkstrecke	Sprache Daten	Duplex	privat öffentlich	Heimlokal	CT1+ DECT
Drahtlose LANs	mobiles Computernetzwerk	Breitband-Mulitmedia	Duplex	privat	Heimlokal	HiperLAN IEEE 802.11
Betriebs- und Bündelfunk	für Außendienstmitarbeiter (Taxifunk)	Sprache Daten	Halbduplex Duplex	privat	regional national	MPT-1327 TETRA
Datenfunk-systeme	Flottenmanagement Telemetrie	Paketdaten	Duplex	öffentlich	regional national	MODACOM
Funkruf-systeme	preisgünstiger Fernsprechdienst	Kurzmeldungen	Simplex	öffentlich privat	regional national	City-Ruf ERMES
Satelliten-Mobilfunk	globaler Einsatz Luftfahrt	Sprache Daten	Duplex	privat öffentlich	global	INMARSAT IRIDIUM

...Überblick über verschiedene Arten von Mobilfunksystemen

DECT Digital Enhanced Cordless Telephone

MODACOM..... MObile DAta COMmunication

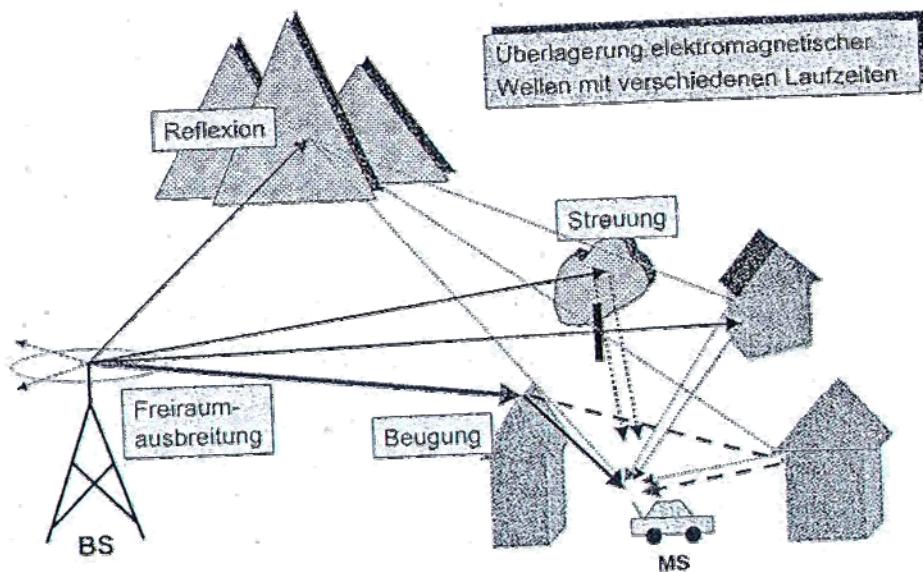
ERMES..... Enhanced Radio Message Service

INMARSAT INternational MARitime SATellite

IRIDIUM Satellitensystem für Telefonie, benannt nach dem Element Iridium (Die Ordnungszahl 77 von Iridium entspricht der geplanten Anzahl an Satelliten)

Die Entwicklung geht in die Richtung globaler Netze und Universalität (Telefonieren, Internet surfen, Fernsehen, etc.) in einem Netz.

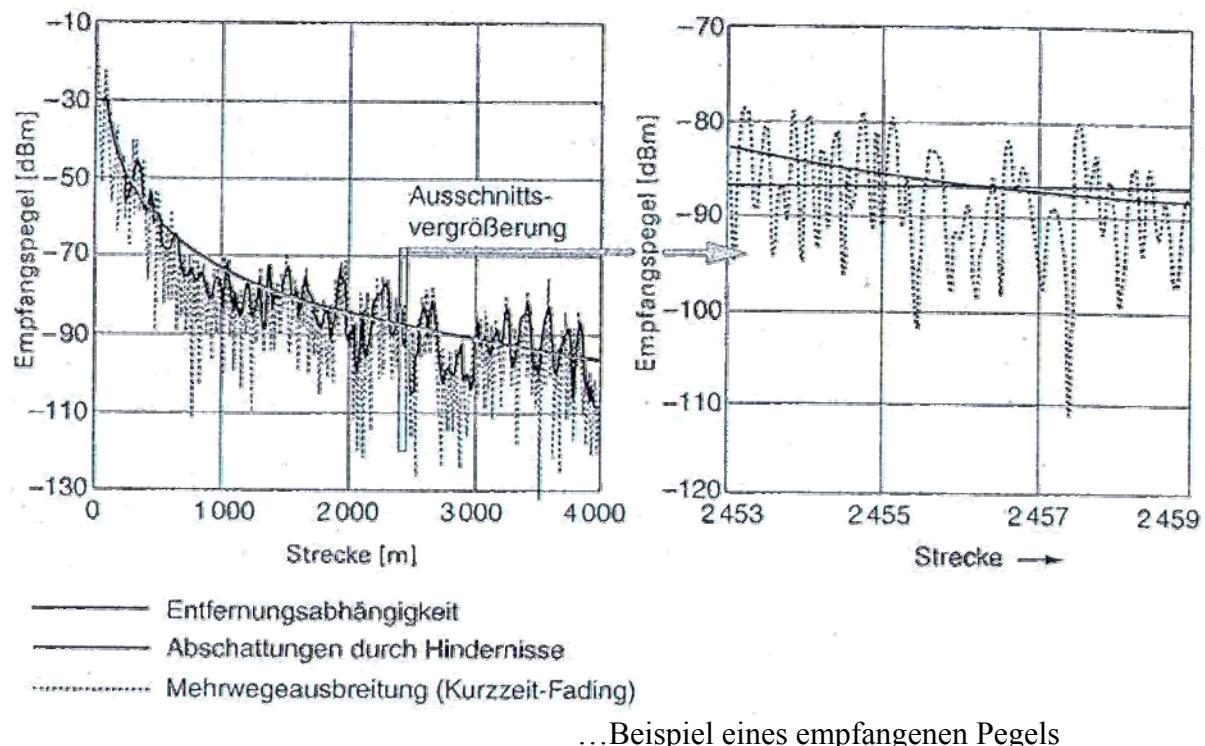
3.2 Funkausbreitung



Auf Grund von Hindernissen treten Streuung, Reflexion und Überlagerung auf.

Problematisch bei der Übertragung von Funkwellen ist die Überlagerung.

Auf Grund der Auslöschung können Signale oftmals nicht richtig empfangen werden:



long term fading... Das Funksignal wird über lange Strecken immer schwächer.

short term fading... Das Funksignal wird in kleinen Bereichen durch Auslöschung schwächer.
Der Abstand der Pegeleinbrüche beim short term fading beträgt ungefähr $\frac{\lambda}{2}$.

Die Bitfehlerrate für Sprache darf 10^{-2} sein, für Datenübertragung 10^{-6} (von einem Textdokument darf ein Bit falsch sein).

Dadurch, dass die Pegeleinbrüche $\frac{\lambda}{4}$ lang auftreten, ist es vorteilhaft, sich schnell zu bewegen (so durchwandert man eine tote Zone schneller). Bei früheren Mobilfunksystemen war es schlecht, wenn sich die Mobilstationen bewegten.

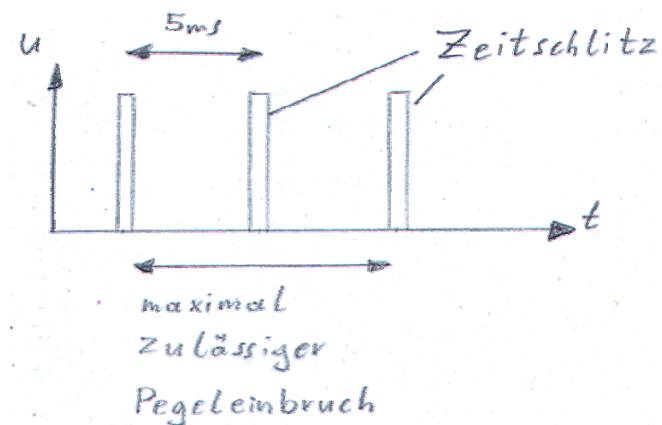
Geg.: GSM-1800

Annahme „Fadinglochbreite“ $\frac{\lambda}{5}$

Ges.: V_{\min} damit nicht mehr als zwei Zeitschlitzte einer Verbindung vom Pegeleinbruch betroffen sind.

Zwei Zeitschlitzte einer Verbindung sind 5ms getrennt.

→ Zeit um $\frac{\lambda}{5}$ zu durchschreiten < 10ms



$$V_{\min} = \frac{\frac{\lambda}{5}}{9ms}$$

3.3 Fehlerkorrektur

Um die Datenübertragung weniger fehleranfällig zu machen, überträgt man zusätzlich zu den Nutzdaten Redundanzbits.

Das Verhältnis von Nutzbits zu Redundanzbits nennt man Code-Rate.

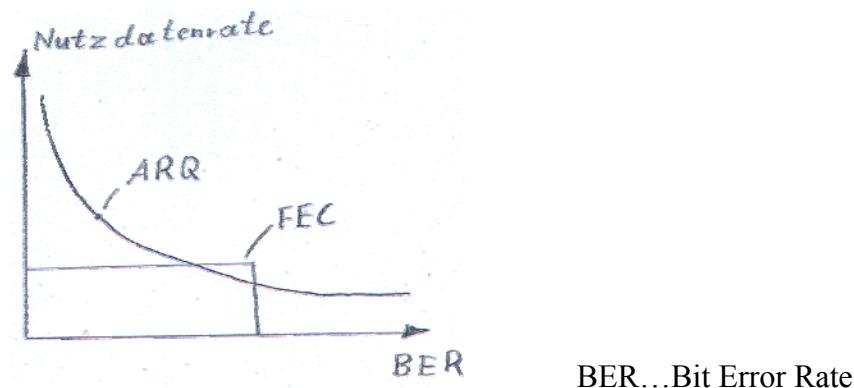
Es werden 2 Fehlerkorrekturmaßnahmen verwendet:

ARQ...Automatic Repeat Request

FEC...Forward Error Correction

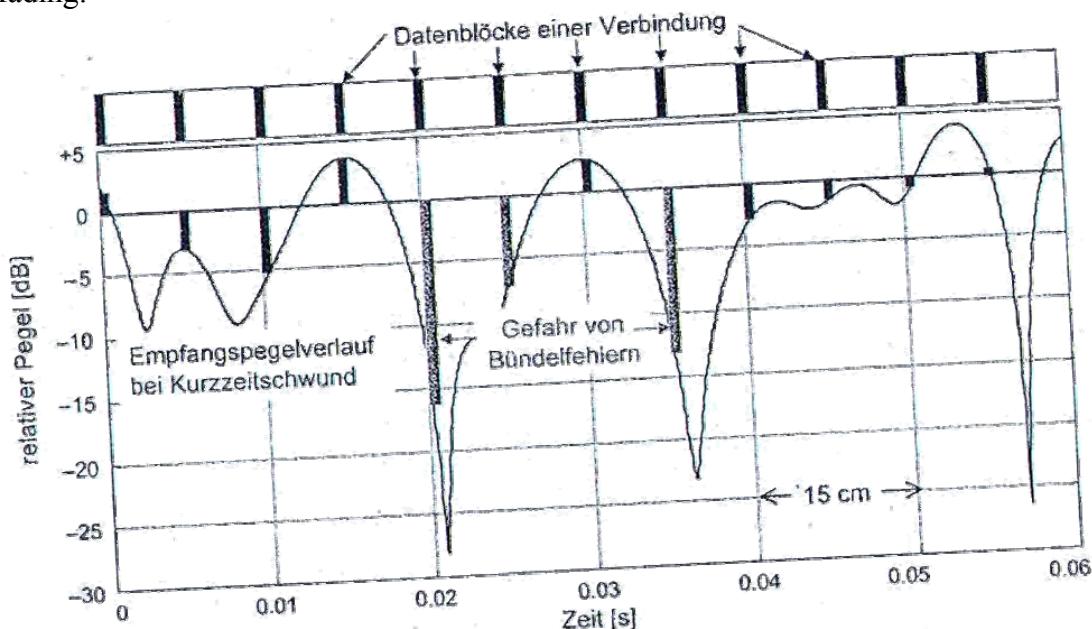
ARQ scheidet bei unidirektionalen Verfahren aus (Fernsehen, CD-ROM), schlecht für Echtzeitverfahren (die Verzögerung ist nicht definiert – es kann vorkommen, dass öfter nachgefragt werden muss).

Es gibt auch Mischformen aus den beiden Techniken, sog. hybride ARQ-Verfahren.

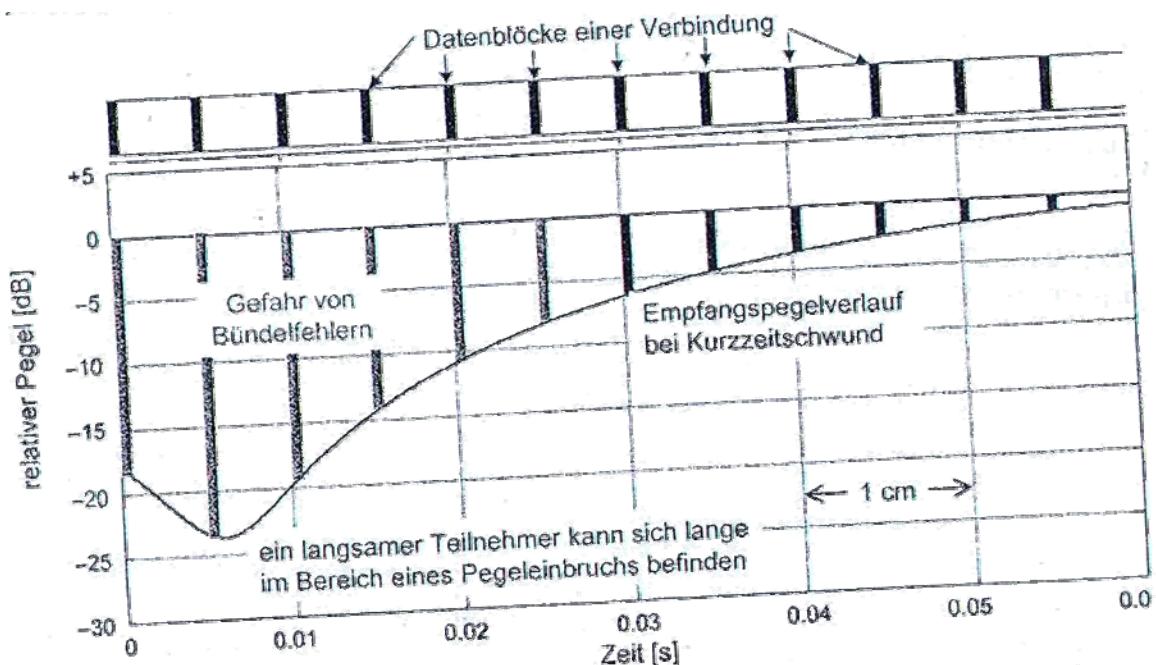


Im Mobilfunk treten meist Bündelfehler auf, d.h. nicht einzelne Bits kippen, sondern Blöcke von Bits.

Die beiden folgenden Grafiken verdeutlichen die auftretenden Bündelfehler durch short term fading.

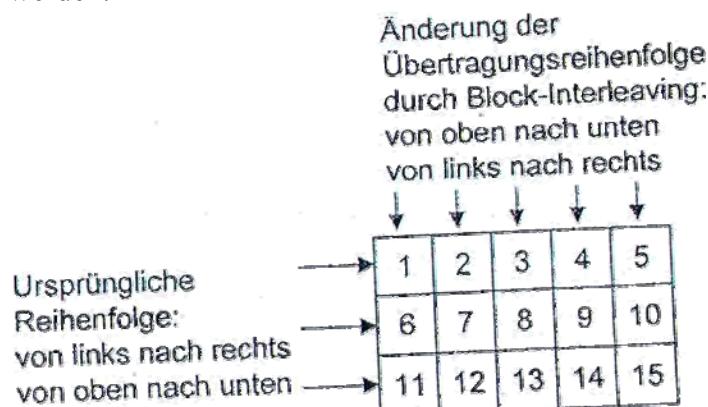


a) Geschwindigkeit $v = 54 \text{ km/h} = 15 \text{ m/s}$, Frequenz $f = 2 \text{ GHz}$, Wellenlänge $\lambda = 15 \text{ cm}$

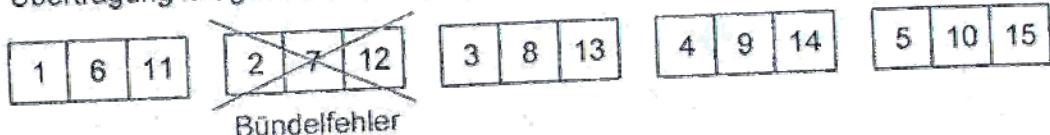


b) Geschwindigkeit $v = 3,6 \text{ km/h} = 1 \text{ m/s}$, Frequenz $f = 2 \text{ GHz}$, Wellenlänge $\lambda = 15 \text{ cm}$

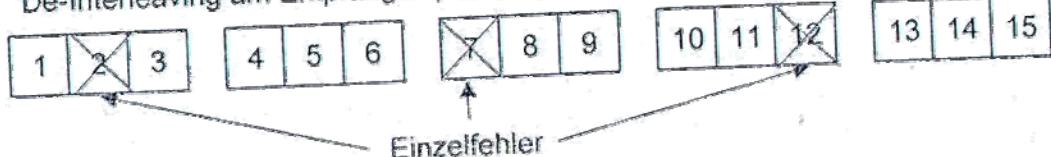
Damit Bündelfehler nicht so viel Schaden anrichten können, vermischt man die Pakete und teilt so die Bündelfehler in Einzelfehler auf, diese können mit Redundanzbits korrigiert werden.



Übertragung mit geänderter Reihenfolge:



De-Interleaving am Empfänger (Herstellen der ursprünglichen Reihenfolge):

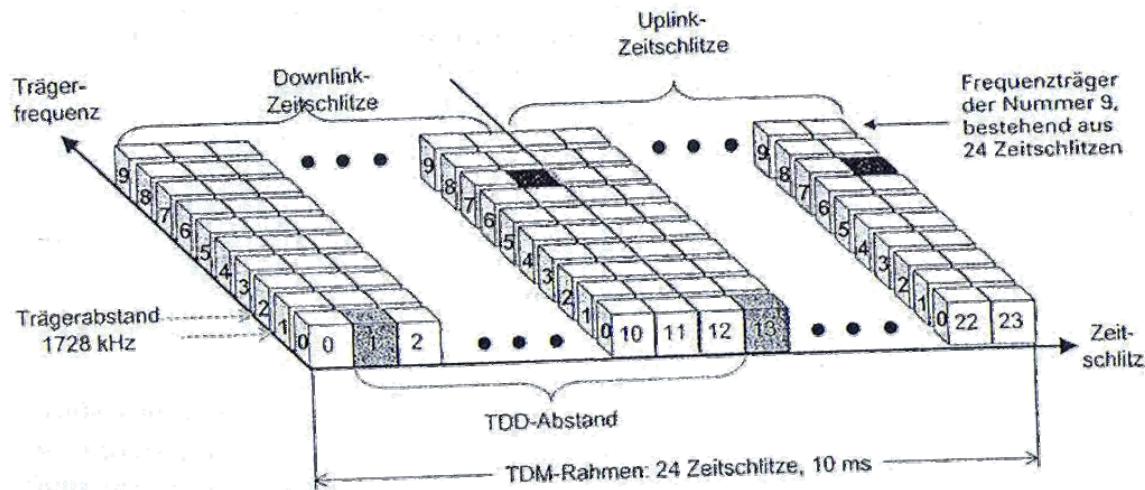


Interleaving und Frequency Hopping werden verwendet, um Bündelfehler unwirksam zu machen. (Beim Frequency Hopping springt auch λ mit – das Signal springt aus dem short term fading heraus)

3.4 Multiplextechniken

Da die Frequenzbereiche für Mobilfunksysteme von den Regulierungsbehörden stark begrenzt wird, will man möglichst viele Gespräche in einem kleinen Frequenzband unterbringen. Deshalb teilt man diesen Frequenzbereich in Funkkanäle ein.
logischer Kanal = Funkkanal !!!

Heutzutage werden Zeit- und Frequenzmultiplex gemeinsam verwendet (z.B. GSM).



2 Beispiele für Duplex-Kanäle sind markiert (rot und schwarz): Zusammengehörige Kanäle liegen auf verschiedenen Frequenzen im Abstand von 45 MHz und sind um 3 Zeitschlitte versetzt.

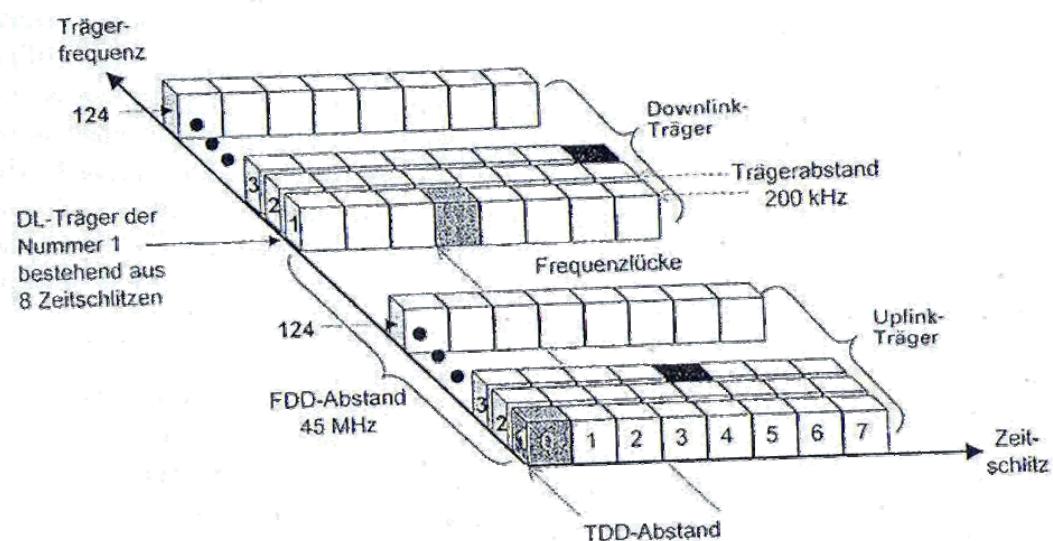


Bild 17.10 Kombination aus FDM und TDM

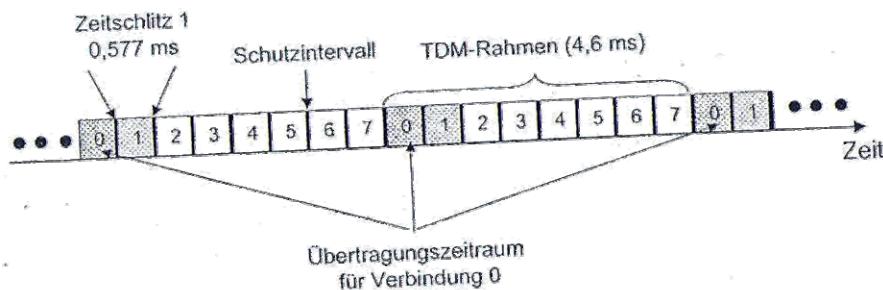
- a) bei DECT
- b) bei GSM

3.4.1 Reines Zeitduplex (Time Division Duplex, TDD)

Ein Frequenzband wird in mehrere Zeitschlüsse unterteilt, von denen jeder für eine unabhängige Datenübertragung verwendet werden kann.

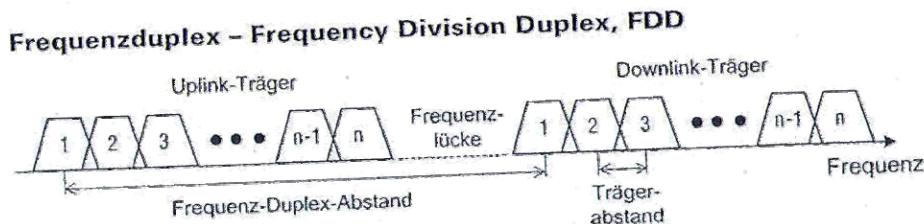
Die Zeitschlüsse werden in 2 Teile unterteilt – einen für Uplink und einen für Downlink (Siehe obere Abbildung).

Der Vorteil liegt darin, dass man bei unterschiedlich starker Nutzung von Up- und Downlink die Zeitschlüsse unterschiedlich aufteilen kann. → Das Internet wird z.B. mehr für Downloads benutzt, als zum uploaden.



3.4.2 Frequenzduplex (Frequency Division Duplex, FDD) mit Zeitversatz

Up- und Downlink sind um einige MHz voneinander getrennt.



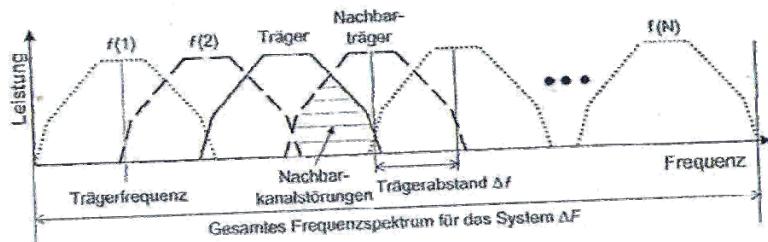
3.4.3 Vorteile von TDM gegenüber FDM

Beim Zeitmultiplex kann die Mobilstation (Handy) über eine einzige Antenne senden und empfangen – und das ohne Duplexfilter.

Außerdem ist die Signalverarbeitung bei der Basisstation einfacher und dadurch billiger.

Unterschied Duplex – Multiplex: Beim Duplex spricht man von der Übertragung eines Empfangs- und eines Sendekanals. Von Multiplex spricht man, wenn man mehrere Daten gleichzeitig in eine Richtung überträgt.

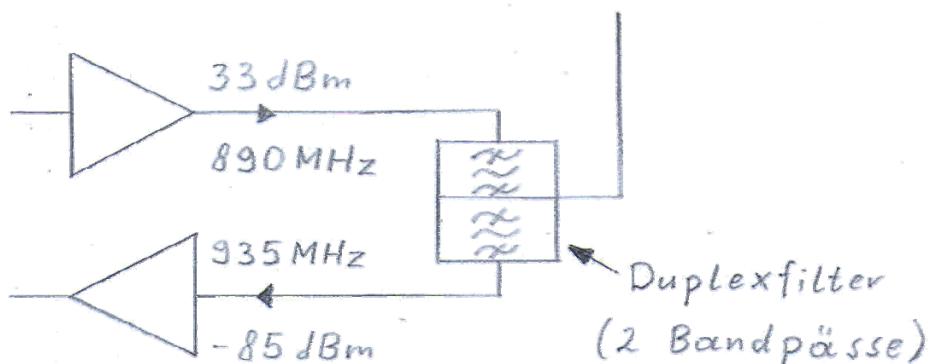
3.4.4 Frequenzmultiplex (Frequency Division Multiplex, FDM)



Um das nutzbare Frequenzband effizient nutzen zu können, werden die Verbindungen (Gespräche) auf verschiedene Frequenzbänder aufgeteilt. Um Störungen zu verhindern, müssen sie einen Mindestabstand von Δf haben.

Bei einem reinen Frequenzduplex (FDD) werden für Uplink und Downlink zwei dieser Frequenzbänder zugewiesen – ihr Abstand (in Hz) wird als Duplexabstand bezeichnet.

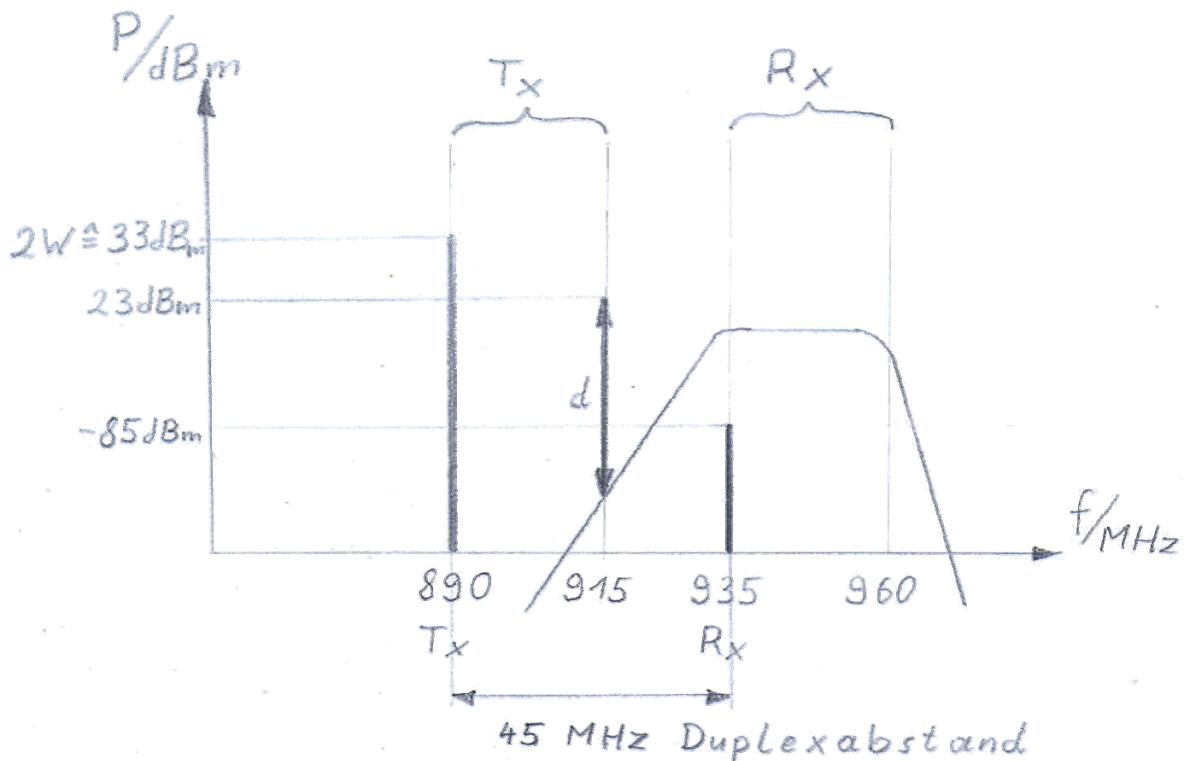
3.4.4.1 Beispiel für Duplexfilter bei FDM



Ein GSM-Handy sendet maximal mit 33 dBm .

Die 33 dBm werden zur Antenne gesendet. Da diese nicht optimal angepasst ist, werden 30% reflektiert (Die 30% wurden für dieses Beispiel angenommen).

$$30\% = -10 \text{ dB} \rightarrow 33 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} = 23 \text{ dBm}$$



d...Dämpfung des Empfangsfilters an der Bandgrenze des Senders: 115dB (Annahme für fiktives Filter)

→ Pegel des reflektierten Signals beim Empfänger $P_{Tx,r} = 23\text{dBm} - 115\text{dB} = -92\text{dBm}$
 (Erklärung: Die 30% des reflektierten Signals werden durch den Empfangsfilter des Handys um 115dB abgeschwächt.)

$P_{Tx,r} \dots P$ (Leistung), T_x (die gesendete Leistung), r (reflektiert)

Für die Dämpfung muss der Worst Case herangezogen werden.

Da das Filter auf der rechten Seite des T_x -Bandes weniger Dämpft als am rechten Rand, muss dieser Wert für die Rechnung benutzt werden.

$$\rightarrow \text{SNR}_{\min} = -85\text{dBm} - (-92\text{dBm}) = 7\text{dB}$$

SNR...Signal Noise Ratio

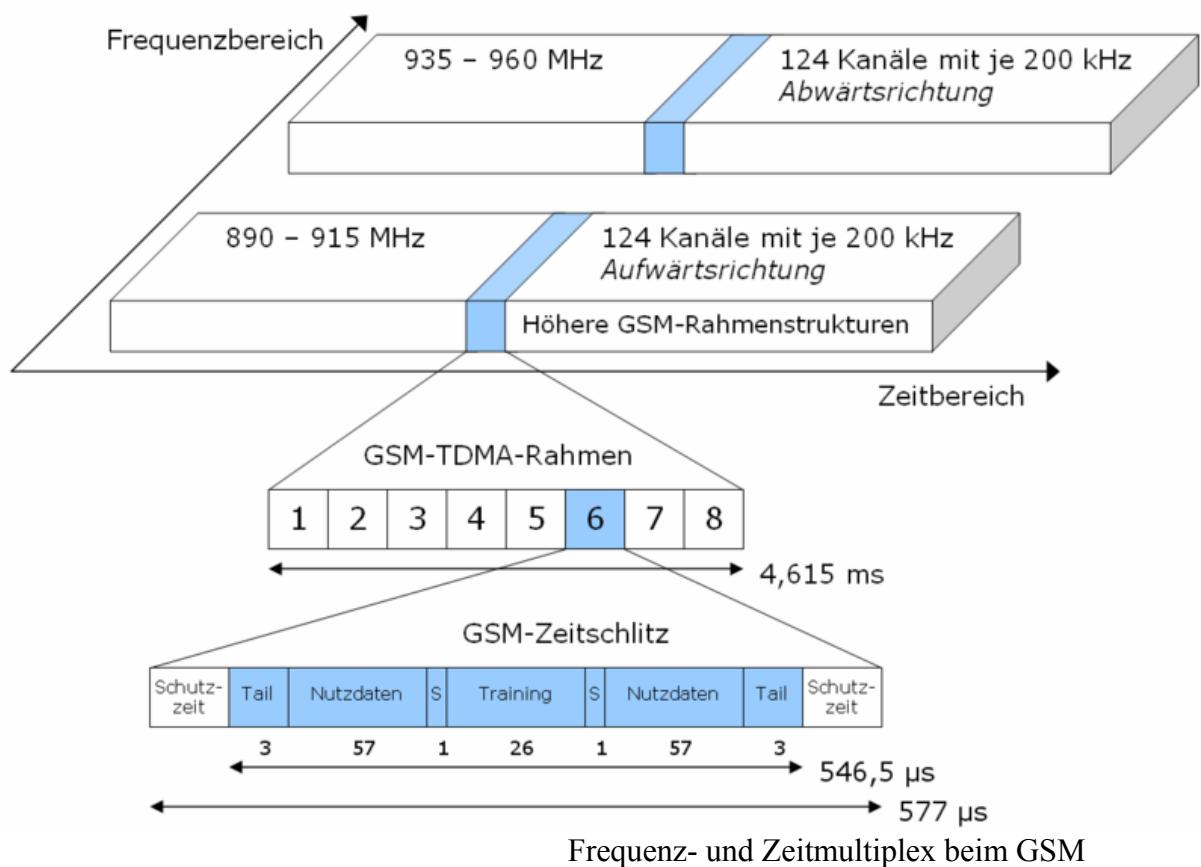
Der Abstand von Nutzsignal zu Rauschen beträgt also 7dB. Ist dies für den Demodulator nicht ausreichend, muss das Filter „steiler“ gebaut werden.

Wäre $\text{SNR}_{\text{soll}} > 10\text{dB}$, würde das Signal wegen zu starkem Rauschen nicht mehr demoduliert werden können → Filterdämpfung zu gering, Handy funktioniert nicht mehr.

3.4.5 Zeitmultiplex (Time Division Multiplex, TDM)

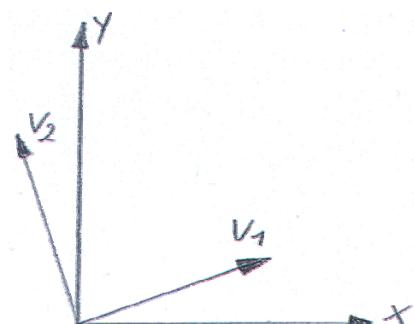
Nur bei digitalen Systemen!

Die Datenbitströme werden beim Zeitmultiplex in bestimmten zeitlichen Abständen aufmoduliert und übertragen. Der Frequenzträger wird also auf N Zeitschlüsse (GSM: N = 8) unterteilt. Die Daten für eine Verbindung werden also jeweils nach einer Dauer von N Zeitschlüßen gesendet.



3.4.6 Codemultiplex (Code Division Multiplexing, CDM)

Orthogonalität:



$$v_1 = \begin{pmatrix} 3 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$v_2 = \begin{pmatrix} -1 \\ 3 \end{pmatrix}$$

$$v_1 * v_2 = \begin{pmatrix} 3 \\ 1 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} -1 \\ 3 \end{pmatrix} = 3 * (-1) + 1 * 3 = 0$$

Orthogonale Vektoren stehen im Rechten Winkel zueinander. Ihr Produkt ist 0.

Orthogonale Signale:

$$\int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_1(t) * s_2(t) dt = 0$$

Beim Codemultiplex wird das Signal mit einem Codesignal multipliziert und dadurch im Frequenzbereich gespreizt.

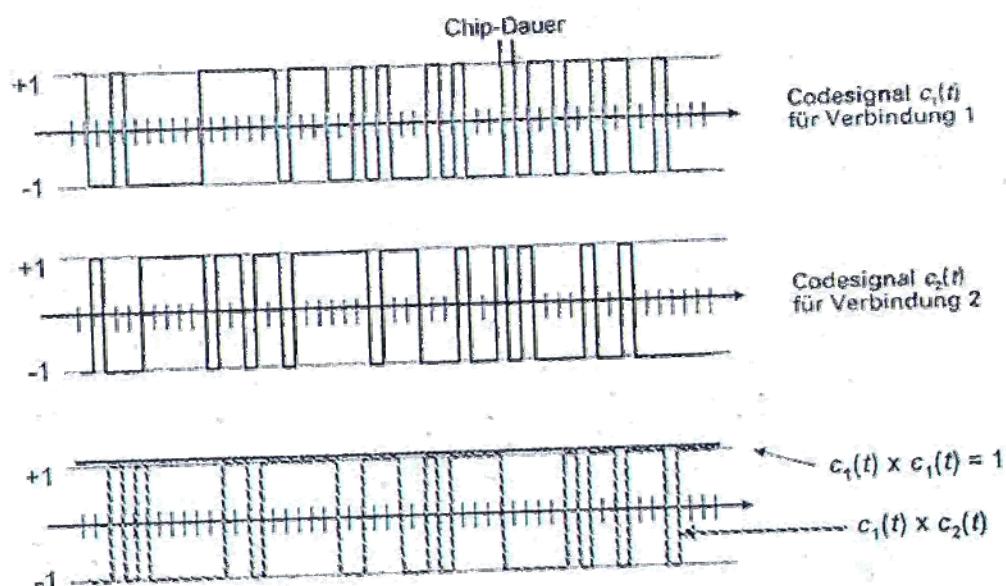
Zur Rückgewinnung des Signales multipliziert man es mit dem Orthogonalcode. Eine Multiplikation mit einem beliebigen anderen Code ergibt gemittelt 0.

UMTS verwendet Codemultiplex mit 3,85 Mchip/s und einem Trägerabstand von 5MHz. Es kombiniert FDM, TDM und CDM.

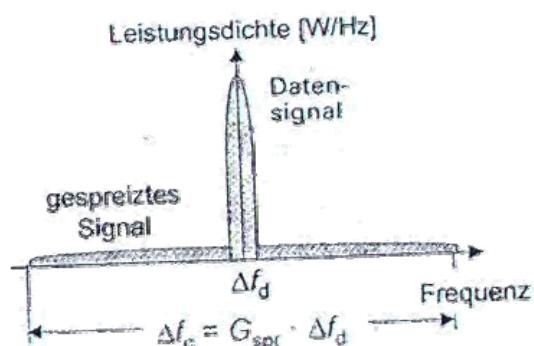
Der Nachteil von CDM ist, dass alle Sender mit der gleichen Leistung senden müssen, da sonst die Signale in den Störungen untergehen.

Wichtig:

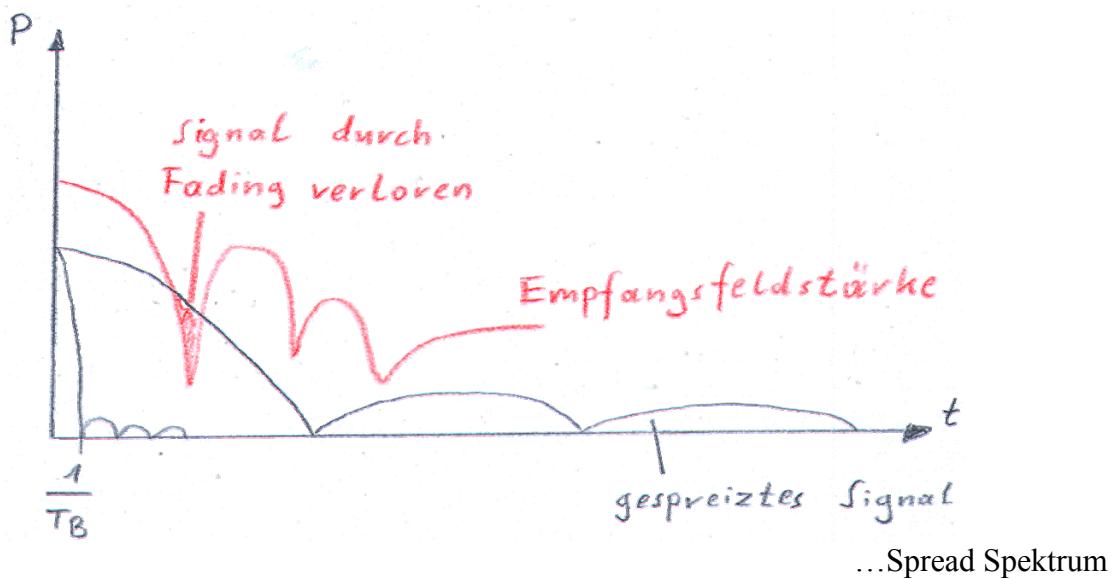
Haben alle Kanäle den gleichen Pegel, kann man sie mit Codemultiplex trotzdem trennen, da dieses Verfahren lediglich die Codierung beachtet.



$$\text{Spreizgewinn: } G_{spr} = \frac{B_c}{B_s} = \frac{r_c}{r_B}$$



Δf_d : Bandbreite des Datensignals
 Δf_c : Bandbreite des gespreizten Signals
 G_{spr} : Spreizungsgewinn



Durch das CDM wird das immun gegen Fadingeinbrüche.

3.4.7 Raummultiplex

Kurz erklärt handelt es sich beim Raummultiplex darum, dass ein Mobilnetz in verschiedene Sektoren unterteilt ist und die Teilnehmer auf verschiedene Basisstationen zugreifen. Es wird ein System entwickelt, dass mit Antennen mit sehr schmalen Antennenkeulen arbeitet. Dadurch wäre es möglich einzelnen Mobilstationen zu folgen und so einen eigenen Kanal für sie bereitzustellen.

3.5 GSM (Global System for Mobile Communications)

Das GSM wurde ursprünglich als Mobiles ISDN System konzipiert.
Heute ist GSM ein universell einsetzbares System, dass unter anderem auch für das Internetsurfen und die Bedienung technischer Anlagen benutzt wird.

GSM bietet folgende Dienste an:

- Sprachdienst
 - als Notruf und gewöhnlicher Fernsprechdienst (13 kBit/s)
Allerdings lässt sich durch Codierung (Half Rate Code) die Sprachbitrate auf 5,6 kBit/s steigern → 2 Sprachkanäle in einem Zeitschlitz übertragbar
- Datendienste
 - z.B. Short Message Service (SMS)
Datendienste die derzeit realisiert werden sind: HSCSD (High Speed Circuit Switched Data, 64 kBit/s), GPRS (General Packet Radio Service, 170 kBit/s) und EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution, 384 kBit/s).
- Zusatzdienste
 - z.B. Rufumleitung, Makeln (zwischen Anrufern umschalten), Rückruf bei besetzt, etc.
- Positionsbezogene Dienste
 - Die Position des Mobiltelefons wird ausgewertet.
 - Positionserkennung bei Notruf
 - Ortsabhängige Gebühren
 - Ortsabhängige Hinweise (Hotels, Sehenswürdigkeiten)

3.5.1 Funkkanäle im GSM-System

Kürzel / Frequenzbereich	GSM/900	DCS/1800	PCS/1900
Name	Global System for Mobile Communications	Digital Communication System	Personal Communication System
Frequenzen	890...915 MHz (UL) 935...960 MHz (DL)	1710...1785 MHz (UL) 1805...1880 MHz (DL)	1850...1910 MHz (UL) 1930...1990 MHz (DL)
Beispiele	D-Netze	E-Netze	Netze in Amerika

Aus der Tabelle sind der Duplexabstand (Abstand zwischen UL und DL) von 45 MHz gut ersichtlich.

Die Frequenzbänder sind in Träger im Abstand von 200kHz unterteilt (Frequenzmultiplex) in denen sich je 8 Zeitschlüsse befinden (Zeitmultiplex). Für jeden Zeitschlitz steht eine Datenrate von 34 kBit/s zur Verfügung.

Auf Grund von Codierung und Trainingssequenzen ergeben sich folgende Nutzdaten:

- Sprachübertragung 13kBit/s
- leitungsvermittelte Datenübertragung 2,4kBit/s, 4,8kBit/s, 9,6kBit/s, 14,4 kBit/s
- paketvermittelte Datenübertragung 9,0kBit/s, 13,4kBit/s, 15,6kBit/s, 21,4kBit/s

Bei einer Zunahme der Nutzdatenrate sinkt der Fehlerschutz (Redundanz). Außerdem sinkt die Nutzdatenrate durch fehlerhaft übertragene Pakete.

Außer für Nutzdaten benötigt man auch Zeitschlitz für die Steuerung – man unterscheidet:

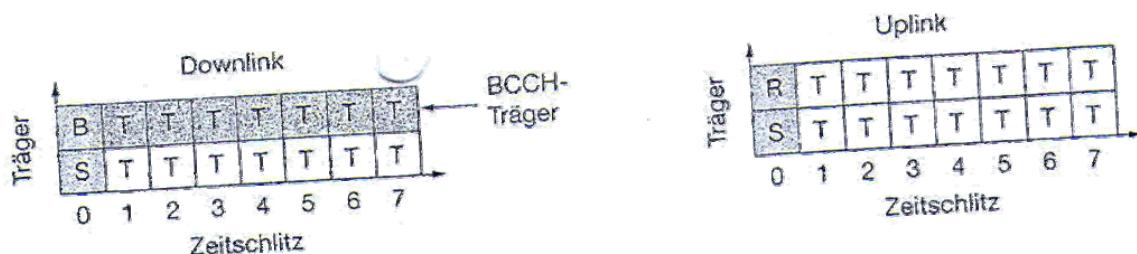
- Nutzkanäle (Traffic Channel, TCH)
- Steuerungskanäle (Control Channel, CCH)

Typischerweise sind 5-10% aller Zeitschlitz zur Steuerung.

Wichtig ist der Broadcast Common Control Channel (BCCH). Dieser liegt auf dem Zeitschlitz 0 des BCCH-Trägers. Über den BCCH werden übertragen:

- Zell- und Netzkennung
- Kanalkonfiguration der Funkzelle
- Parameter für den Verbindungsauflaufbau
- Frequenznummern der BCCH-Träger der Nachbarzellen

Die Abbildung zeigt eine Kanalkonfiguration mit 2 Trägern und 16 Zeitschlitz (2 davon sind Steuerungskanäle).



B	AGCH	Access Grant Channel	Zuteilung eines Signalisierungs kanals, z.B. für Gesprächsaufbau
	BCCH	Broadcast Common Control Channel	Systeminformationen (z.B. Zellkennung, Kanalkonfiguration)
	PCH	Paging Channel	Kanal für Suchmeldung bei Ruf für Mobilteilnehmer
R	RACH	Random Access Channel	Kanal für den ersten Zugriff durch die Mobilstation
S	SDCCH	Stand Alone Dedicated Control Channel	Signalisierungs kanal, z.B. für Verbindungsauflaufbau
T	TCH	Traffic Channel	Nutzkanal für Sprach- und Datenübertragung

Der Rest des BCCH-Träger kann mit Nutzdaten belegt werden.

Der gesamte BCCH-Träger muss mit maximaler Sendeleistung abgestrahlt werden, so können Mobilstationen die Empfangsqualität der Nachbarzellen messen und notfalls den Sender wechseln.

Alle anderen Träger senden mit geringerer Leistung (Akku sparen und Störungen vermeiden).

3.5.1.1 Berechnung der Kanalnummer

Beispiel für 1754,6MHz

Die Frequenz liegt im Bereich von DCS/1800 (1710 bis 1785MHz UL).

$$1754,6 - 1710 = 44,6$$

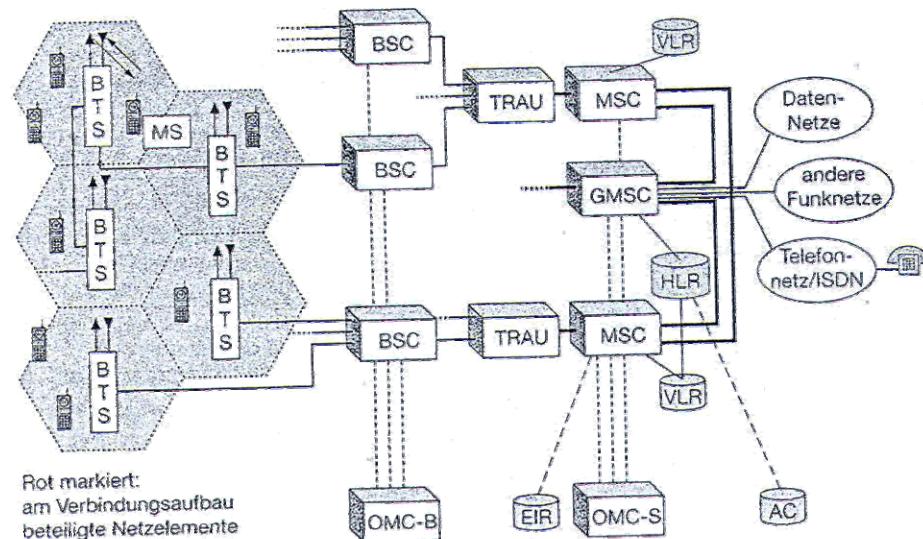
Ergibt den Frequenzabstand vom Anfang des DCS/1800 Bereiches.

$$44,6 / 0,2 = 223$$

Kanalbreite von 200kHz (GSM) → Breite aller Kanäle dividiert durch Breite eines Kanals ergibt die Anzahl der Kanäle

→ Es handelt sich um den 223. Kanal

3.5.2 Architektur des GSM-Systems



Abk.	Name	Erläuterung
AC	Authentication Centre	Zugangsberechtigungsprüfung
BSC	Base Station Controller	Steuert mehrere Basisstationen
BS	Base Station	Kurzbeschreibung für BTS
BTS	Base Transceiver Station	Funkfeststation, versorgt eine Funkzelle
EIR	Equipment Identification Register	Registrierung der MS-Geräteerkennungen
GMSC	Gateway-MSC	Übergangsvermittlungsstelle zum Festnetz
HLR	Home Location Register	Heimatdatei mit „Nachsendeantrag“
MS	Mobile Station	Mobiles Endgerät
MSC	Mobile Switching Centre	Vermittlungsstelle im Mobilfunknetz
OMC	Operation & Maintenance Centre	Betriebs- und Wartungszentrale
SIM	Subscriber Identification Module	Zugangsberechtigungskarte für den Teilnehmer
TRAU	Transcoding & Rate Adaption Unit	Einheit zur Umsetzung von Datenraten
VLR	Visitor Location Register	

3.5.2.1 Mobile Switching Centre (MSC)

Das MSC stellt eine Verbindung zwischen zwei Mobilfunkteilnehmern her. Auch wenn sich zwei Teilnehmer in derselben Zelle befinden, läuft die Verbindung über ein MSC und nicht direkt zwischen den MSs.

GMSCs (Gateway-MSC) haben die Aufgabe, eine Verbindung zwischen dem Mobilfunknetz und anderen Netzen (Festnetz, anderer Anbieter) herzustellen.

3.5.2.2 Home Location Register (HLR)

Das HLR ist eine Datenbank, wo die Informationen über die Teilnehmer (z.B. abonnierte Dienste) gespeichert sind. Außerdem ist die Kennziffer des zuständigen MSC gespeichert, um die MS finden zu können (Roaming).

3.5.2.3 Visitor Location Register (VLR)

Das VLR ist eine lokale Kopie des HLR, das MSC, welches die Daten benötigt, holt sich die Daten aus dem HLR.

3.5.2.4 Transcoding and Rate Adaption Unit (TRAU)

Die TRAU wandelt das GSM-Signal (13kBit/s) auf die ISDN-Codierung (64kBit/s) um.

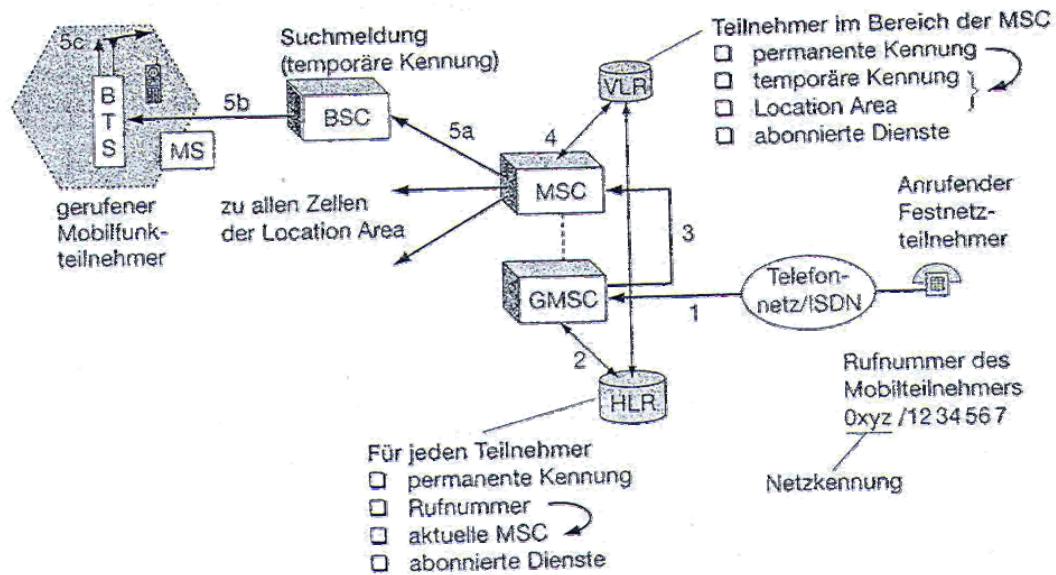
3.5.3 Wichtige Prozeduren und Algorithmen

Um eine MS im Mobilfunknetz zu finden, werden 3 Kennziffern benutzt:

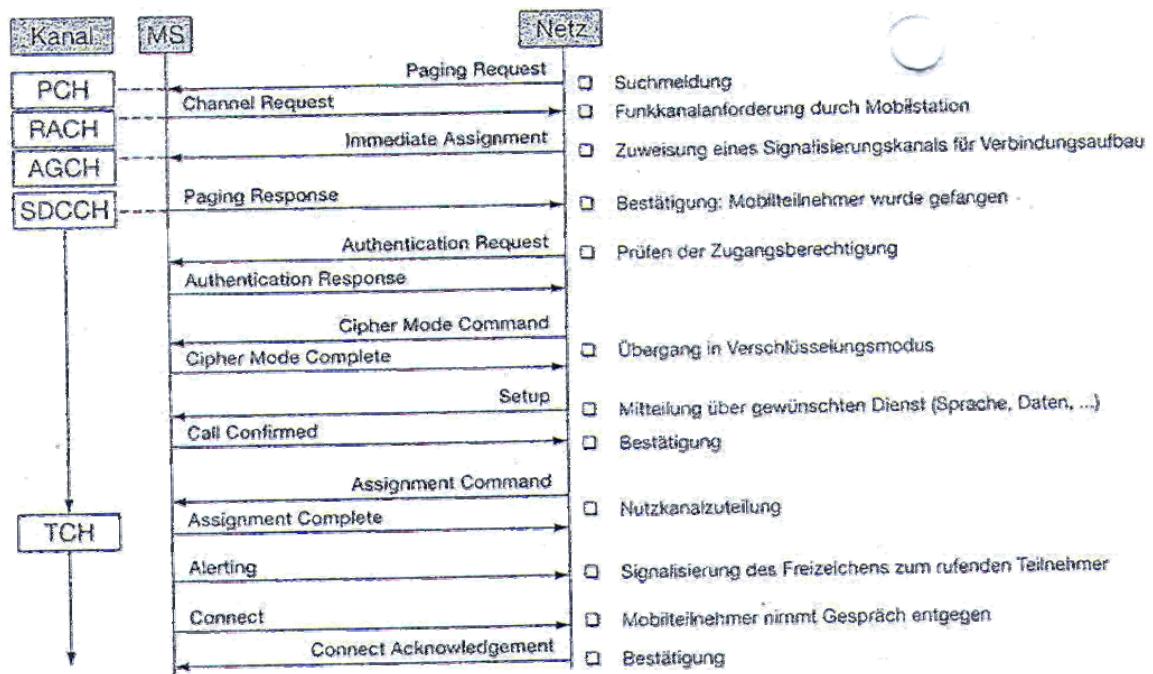
- Rufnummer (z.B. 0676 / ...)
- nicht öffentliche permanente Teilnehmerkennung (IMSI, International Subscriber Identity)
- nicht öffentliche temporäre Teilnehmerkennung (TIMSI, Temporary IMSI)

Die TIMSI ändert sich von Zeit zu Zeit und soll so die Erstellung von Bewegungsprofilen verhindern und zu mehr Anonymität beitragen.

3.5.3.1 Prozeduren beim Verbindungsauftbau



Der Anruf aus dem Festnetz trifft zuerst auf ein GMSC. Dieses liest aus dem HLR mit Hilfe der Rufnummer (beim Anruf angegeben, öffentlich) das zuständige MSC aus und gibt den Anruf an dieses weiter. Das MSC liest aus dem VLR mit Hilfe der permanenten Kennung die temporäre Kennung aus und sendet die Information an alle BSCs. Die BSCs stellen über die temporäre Kennung eine Verbindung mit der angewählten MS her.



...Erfolgreicher Verbindungsauftbau auf dem Funkweg

3.5.3.2 Prozeduren zur Verbindungssteuerung

Folgende **Messungen** werden durchgeführt:

- Empfangsqualität messen (anhand der Bitfehlerrate)
- Empfangspegel der Verbindung
- Signallaufzeit (und daraus den Abstand) – nur von BTS gemessen
- Empfangspegel der BCCH-Frequenzen der Nachbarzellen – nur von MS gemessen

Handover:

Als Handover wird das Weiterreichen einer bestehenden Verbindung von einer Zelle zur nächsten bezeichnet.

Gründe für ein Handover:

- zwingende Gründe (große Bitfehlerrate, kleiner Empfangspegel, Abstand MS-BTS)
- netzplanerische Gründe (Zelle überfüllt)

Wie viele Teilnehmer pro Zelle?

GSM-Band: 25MHz (= 125 Frequenzbänder @ 200 kHz) → 1000 Zeitschlitzte (8 Zeitschlitzte je Kanal)

→ 1000 Leute bei GSM 900

Bei der Belegung aller Kanäle (GSM/900, DCS/1800, PCS/1900) würden ungefähr 7000 Menschen gleichzeitig telefonieren können. Allerdings sind diese auf verschiedene Betreiber aufgeteilt bzw. sollen benachbarte Zellen verschiedene Frequenzen haben. Das ergibt ungefähr eine Anzahl von ~2000 Menschen pro Zelle.

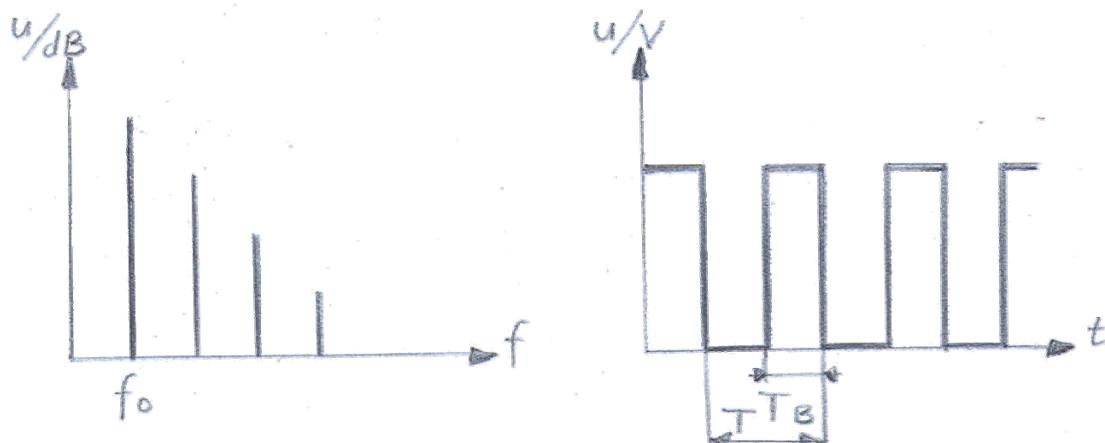
3.6 BT-Produkt (Bandbreite-Zeit-Produkt)

B... Bandbreite des Basisbandfilters

T... Bitdauer

Das Signal muss gefiltert werden, da es sonst ein unendlich breites Spektrum (Rechteck) hätte.

Bei GSM wird ein Gauß-Filter benutzt.

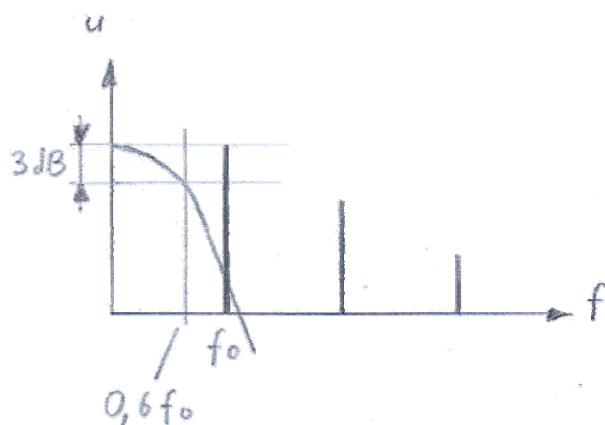


T... Periodendauer des schnellstmöglichen Rechtecksignals

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{2T_B} \dots \text{charakteristische Frequenz}$$

GSM: $BT_B = 0,3$

$$B = \frac{1}{1f_0} \rightarrow B = 0,6f_0 \text{ (GSM)}$$

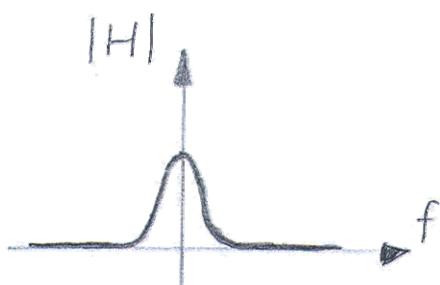


Das Basisband wird bereits um 3dB gedämpft.
→ GSM ist extrem schmalbandig.

Es gibt auch noch kleinere BT-Produkte → Dabei muss bei der Codierung darauf geachtet werden, möglichst wenige 0-1-Übergänge zu erzeugen.

3.7 Gauß-Filter

$$H(j\omega) \sim e^{-x^2}$$

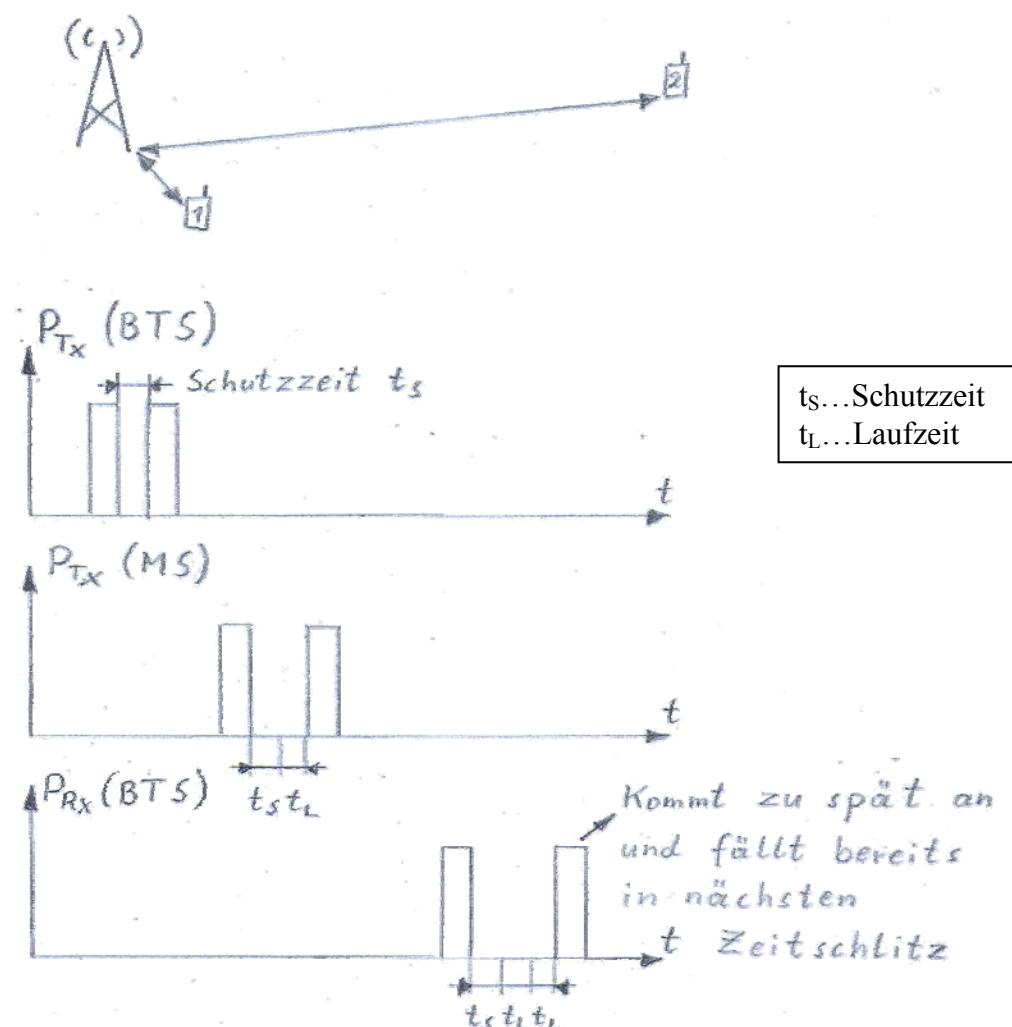


In der Statistik ergibt sich stets eine Gauß-Verteilung (je genauer, je mehr Zahlen).
Gauß-Filter werden z.B. beim GMSK-Modulationsverfahren (Gaußfilter Minimum Shift Keying) verwendet.

Die Fouriertransformierte der Gauß-Funktion ist wieder eine Gaußfunktion.

3.8 Timing Advance

Von Timing Advance spricht man, wenn sich Zeitschlüsse auf Grund von langen Sendewegen überlagern und deshalb Fehler verursachen.



3.9 Modulation und Demodulation digitaler Signale

Freyer S. 200

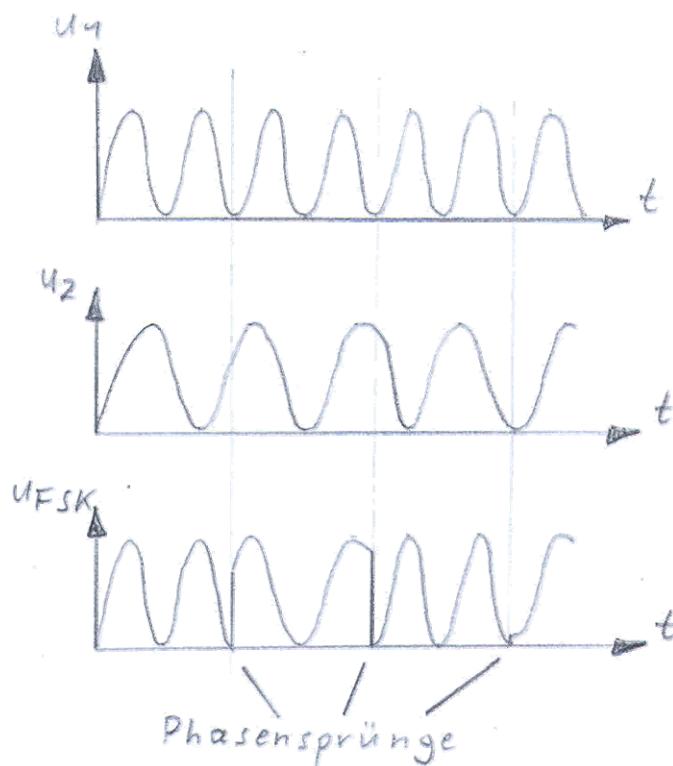
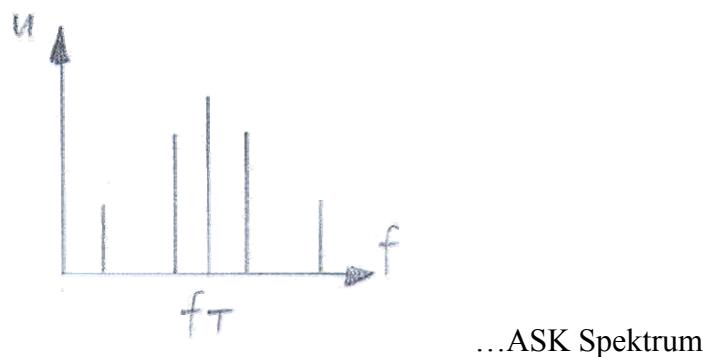
Basisband: Das Basisband ist das Nutzsignal, welches auf einen Träger aufmoduliert wird.

3.9.1 Spektren

ASK...Amplitude Shift Keying

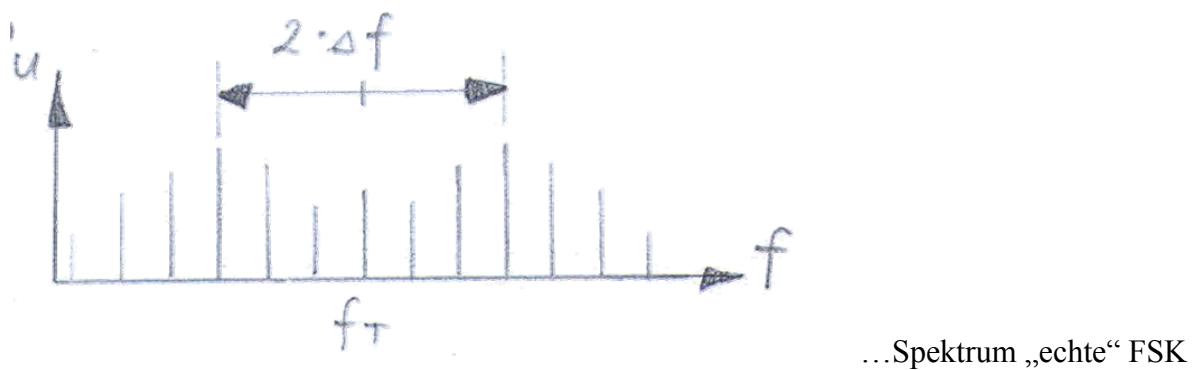
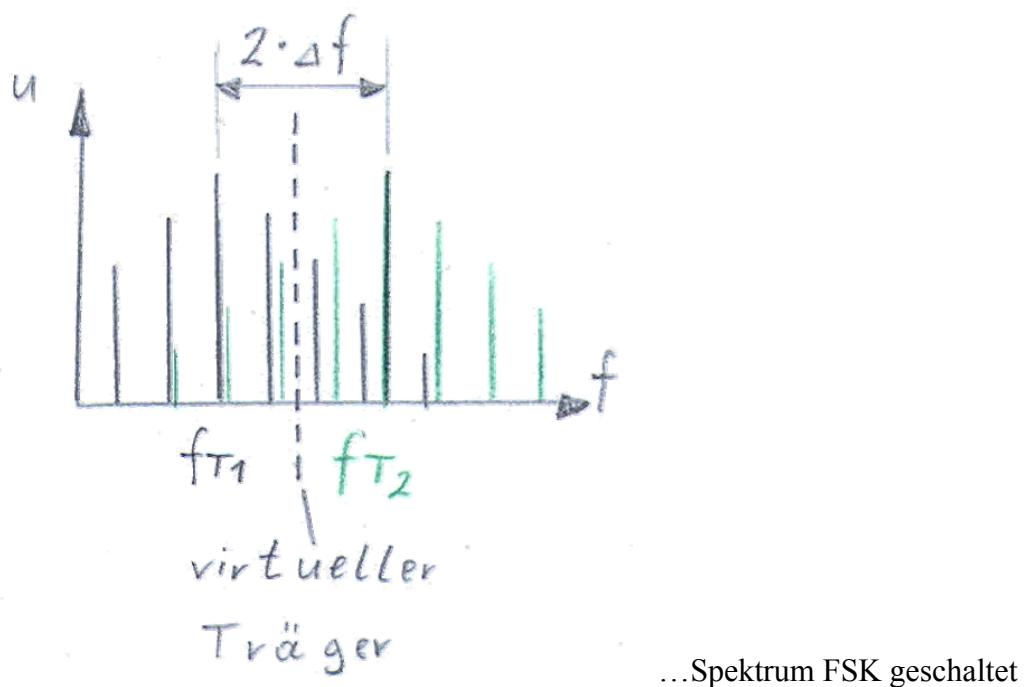
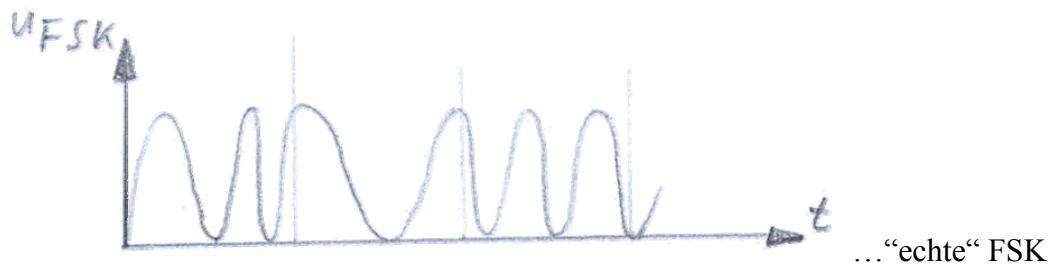
FSK...Frequency Shift Keying

PSK...Phase Shift Keying



...Entstehung des FSK Spektrums (geschaltete FSK)

Die Phasensprünge sind schlecht für das Spektrum (unendlich ausgedehnt).

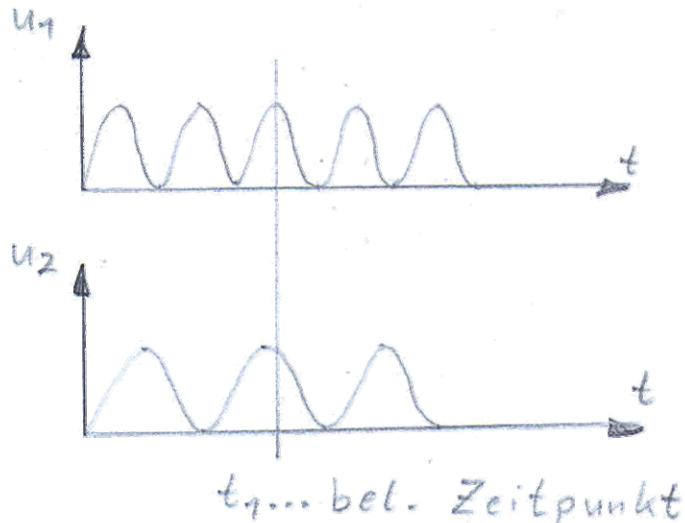


Das Spektrum des „echten“ FSK ist bei hohem Modulationsindex M ähnlich dem des geschalteten FSK.

$$M = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Beim GSM wird eine Art des FSK benutzt, welche als MSK (Minimum Shift Keying bezeichnet wird).

3.9.2 Minimum Shift Keying (MSK)



...bei Signale unterschiedlicher Frequenz entsteht zwangsweise eine Phasenverschiebung

$$\varphi_1 = \omega_1 * t_1 = 900^\circ$$

$$\varphi_2 = \omega_2 * t_1 = 630^\circ$$

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \Delta\varphi = (\omega_2 - \omega_1)t_1 = -270^\circ$$

$$\Delta\omega * T_B = \frac{\pi}{2}$$

$$2\pi\Delta f * T_B = \frac{\pi}{2}$$

$T = 2T_B$ (\rightarrow Siehe 3.6, BT-Produkt (Bandbreite-Zeit-Produkt), Seite 21)

$$\frac{1}{T} = f_0 = \frac{1}{2T_B}$$

$$\Delta f = \frac{1}{4T_B} = \frac{1}{2}f_0$$

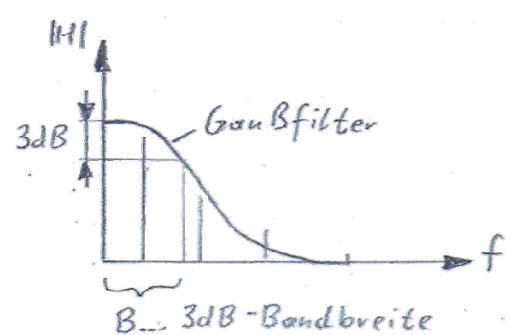
Bei MSK wählt man Δf so, dass die Phasenverschiebung innerhalb T_{Bit} gleich 90° ist. (Ein kleinerer Frequenzshift kann nicht mehr gut detektiert werden.)

GMSK...Gauß Minimum Shift Keying

Bei GMSK wird über das Basisband ein Gaußfilter gelegt \rightarrow Da das Gaußfilter im Frequenz- und Zeitbereich gleich ist, wird auch das Signal im Zeit- und Frequenzbereich gleich gefiltert.

Bandbreite-Zeitprodukt: BT (Bandbreite des Filters mal Bitdauer)

GSM: $BT_B = 0,3$ (bei 0,3 wird bereits die Grundwelle gedämpft)
DECT: $BT_B = 0,5$ (Digital Enhanced Cordless Telecommunications)



Bsp.: geschaltete FSK

$$f_1 = 401,990 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 401,980 \text{ MHz}$$

$$T_B = 1 \text{ ms}$$

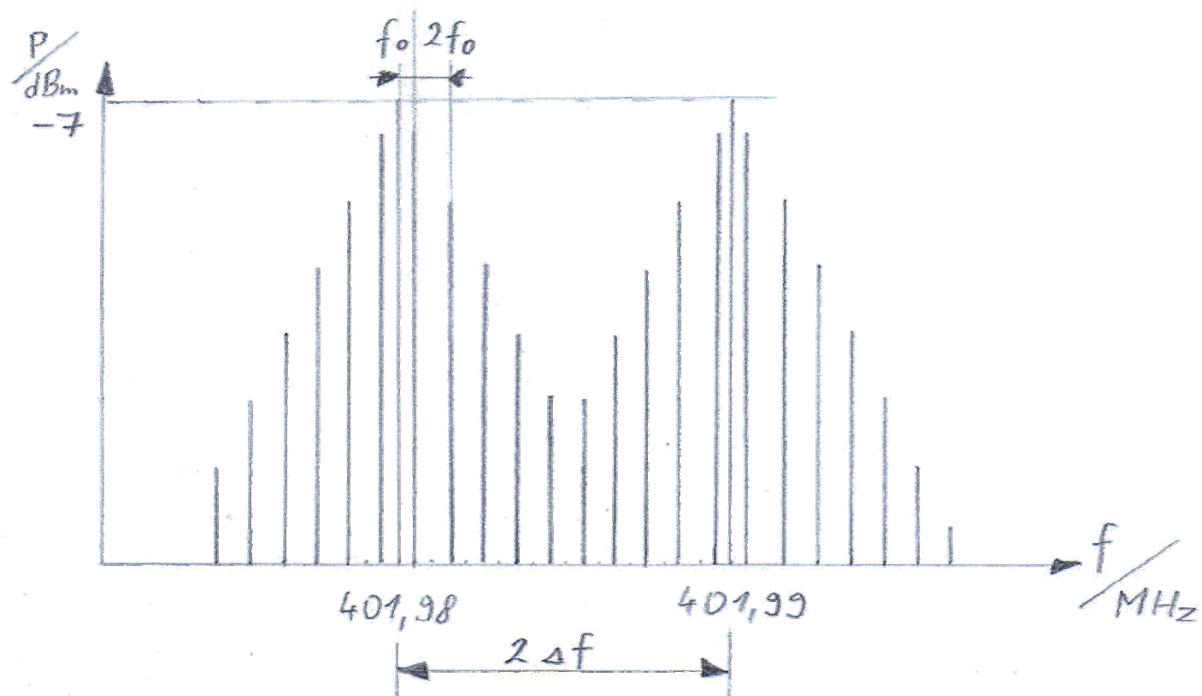
$$U_1 = U_2 = 100 \text{ mV}$$

$$R = 50\Omega$$

Ges.: Spektrum

$$f_0 = 500 \text{ Hz} = \frac{1}{2T_B}$$

$$P = \frac{U^2}{R} = -7 \text{ dBm}$$



$$M = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Bsp.: GSM – Spektrum zweier benachbarter Träger

$$r = 270 \text{ kBit/s}$$

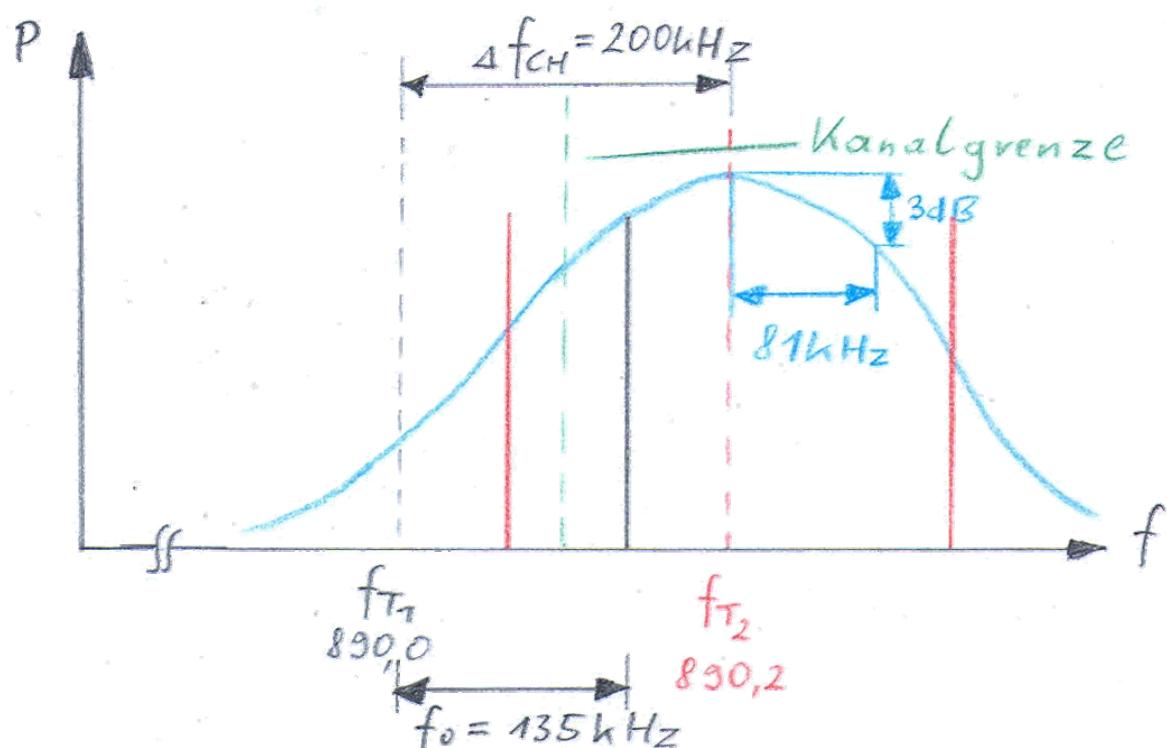
$$\Delta f_{\text{CH}} = 200 \text{ kHz}$$

f_{T1} bzw. f_{T2} kann angenommen werden

Ges.: Spektrum

$$T_B = \frac{1}{r} = 3,703 \mu s$$

$$f_0 = \frac{1}{2T_B} = \frac{r}{2} = 135 \text{ kHz}$$



Das GSM-Gaußfilter für f_{T2} wurde blau skizziert.

$$f_0 \dots 135 \text{ kHz}$$

Die 1. Harmonischen von f_{T1} und f_{T2}

Man sieht, die erste Harmonische liegt bereits im Nachbarkanal. Deshalb ist so eine schmalbandige Filterung ($BT = 0,3$) notwendig, so kann man bereits die erste harmonische genug dämpfen.

Das Gaußfilter (3dB Grenzfrequenz) liegt bei $0,6 f_0 = 0,6 * 135 \text{ kHz} = 81 \text{ kHz} (\pm f_{\text{Tx}})$.

Bsp.: DECT

$$r = 1,152 \text{ MBit/s}$$

$$\Delta f_{CH} = 1728 \text{ kHz}$$

$$f_{T1} = 1880 \text{ MHz}$$

$$BT_B = 0,5$$

Ges.: Spektrum, Filter

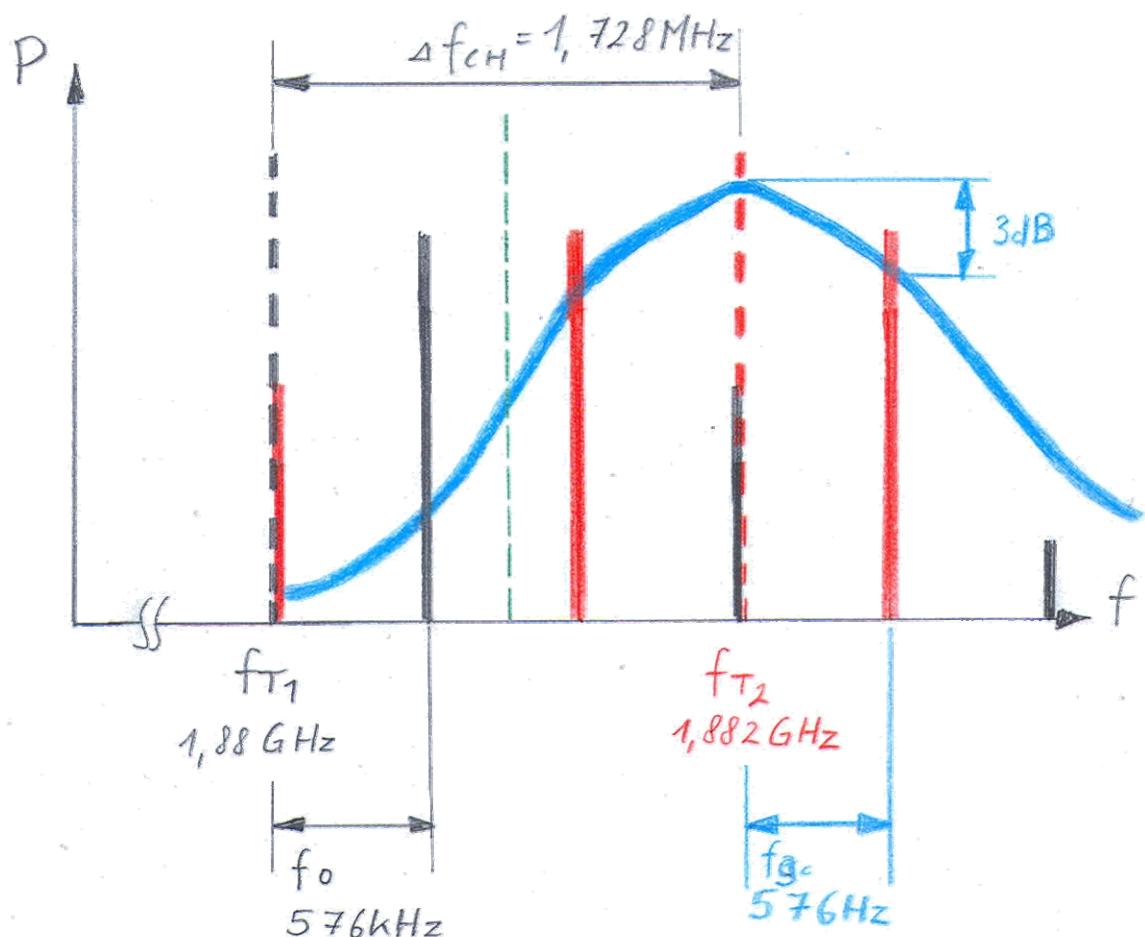
$$T_B = \frac{1}{r} = 868,06 \text{ ns}$$

$$f_0 = \frac{1}{2T_B} = \frac{r}{2} = 576 \text{ kHz}$$

$$BT_B = 0,5$$

$$BT = 2 * BT_B = 1$$

3dB Grenzfrequenz des Gaußfilters $f_g = BT * f_0 = 1 * 576 \text{ kHz} = 576 \text{ kHz}$



f_g des Gaußfilters und f_0 der Kanäle sind bei diesem Beispiel gleich.

Bsp.: MSK

$$\Delta\varphi = \Delta\omega * T_B = 90^\circ = \frac{\pi}{2} \rightarrow \Delta\omega \rightarrow \Delta f$$

r = 1,152 MBit/s

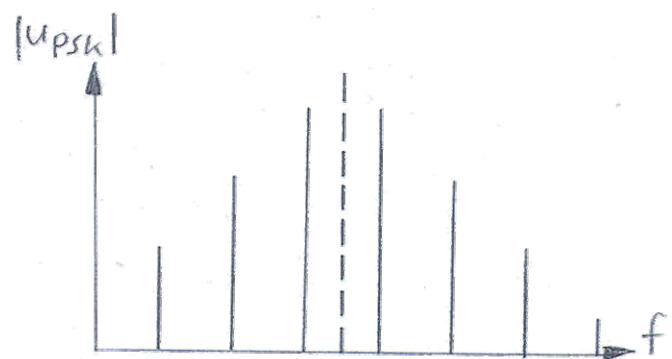
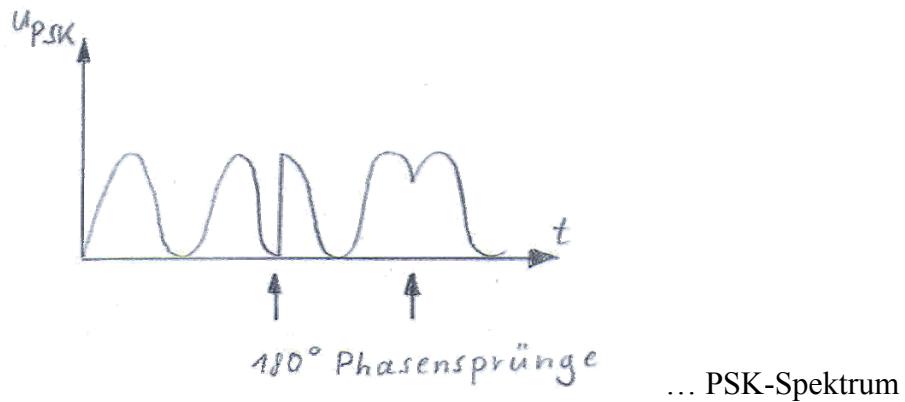
$$\rightarrow \Delta f = \frac{1}{4T_B} = \frac{1}{2} * \frac{1}{2T_B} = \frac{f_0}{2}$$

$$T_B = \frac{1}{r} = \frac{1}{1,152 \text{MHz}} = 868 \text{ns}$$

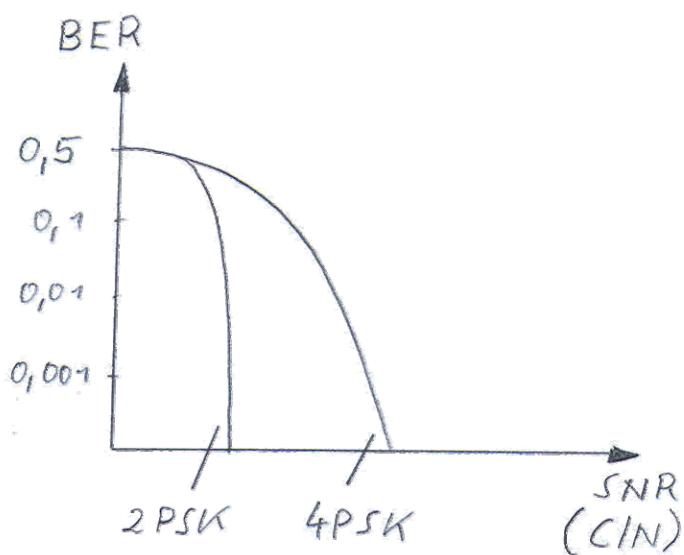
$$\Delta f = \frac{1}{4 * 868 \text{ns}} = 288 \text{MHz}$$

$$Frequenzhub = \frac{\Delta f}{2} = 144 \text{MHz}$$

3.9.3 Phase Shift Keying (PSK)



Das PSK-Spektrum ist gleich dem ASK-Spektrum, allerdings ist bei PSK kein Träger vorhanden.

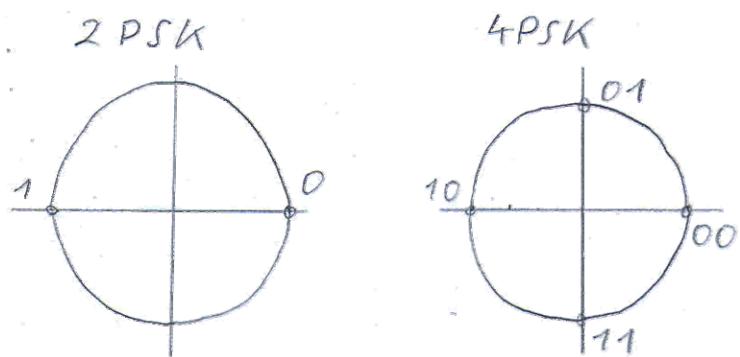


BER...Bit Error Rate (Bitfehlerrate)

SNR...Signal Noise Ratio (Signal zu Rausch Abstand)

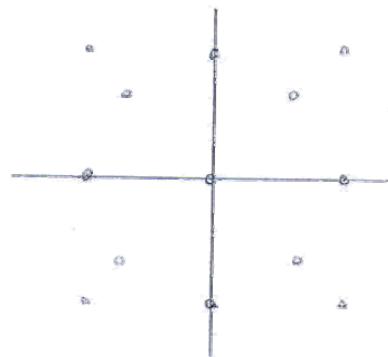
C/N...Carrier to Noise Ratio (verdeutlicht, dass das modulierte Signal gemeint ist)

Die maximale BER ist 0,5 – wäre der Fehler größer, könnte man alle Bits invertieren, um ihn kleiner zu machen.



Der Grund, warum man nicht viel mehr Bits auf einmal überträgt ist, dass dadurch der SNR sehr groß sein müsste. → Siehe Ulrich Freyer Seite 205

Man kann aber bei der Modulation nicht nur die Phase, sondern auch die Amplitude verändern. → QAM



Das digitale Fernsehen per Kabel verwendet 256 QAM.

QAM...Quadrature Amplitude Modulation

3.9.4 Spectral Efficiency

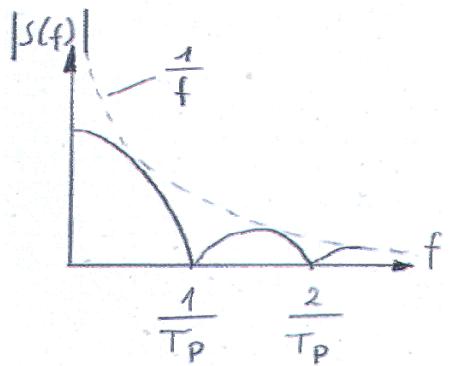
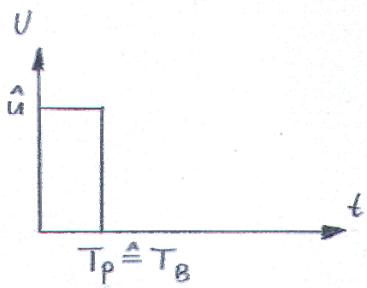
Die Spectral Efficiency gibt an, wie viele Daten bei möglichst kleiner Bandbreite übertragen werden können.

Spectral Efficiency bei GSM:

$$B = 200\text{kHz}$$

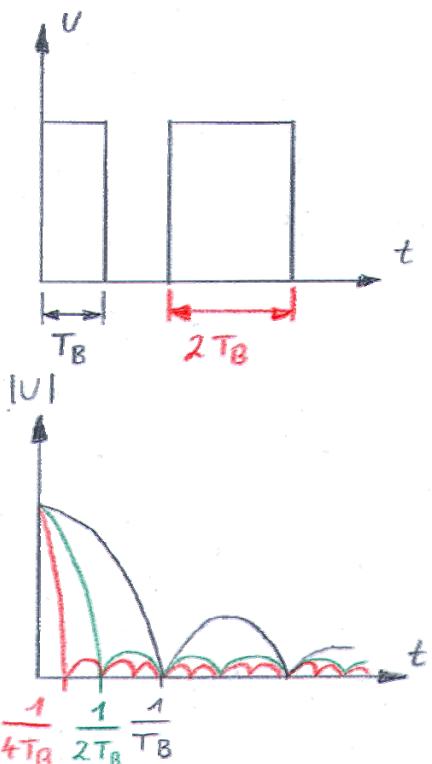
$$270\text{kBit/s} \quad \varepsilon = \frac{270\text{kBit/s}}{200\text{kHz}} = 1,35\text{Bit/s/Hz}$$

3.9.5 Spektrum eines Pulses

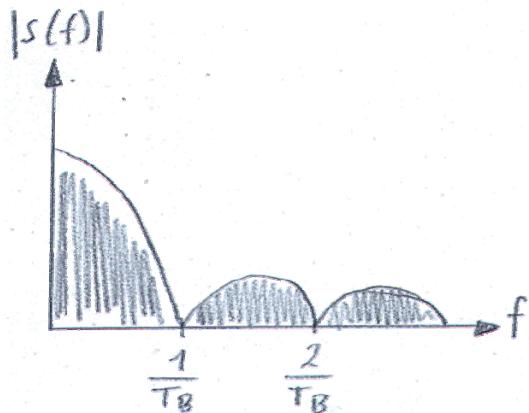


$$S(f) \approx \frac{\sin f}{f}$$

Spektrum bei gleicher Bitfolge (z.B. 2 „high“ Pegel hintereinander)

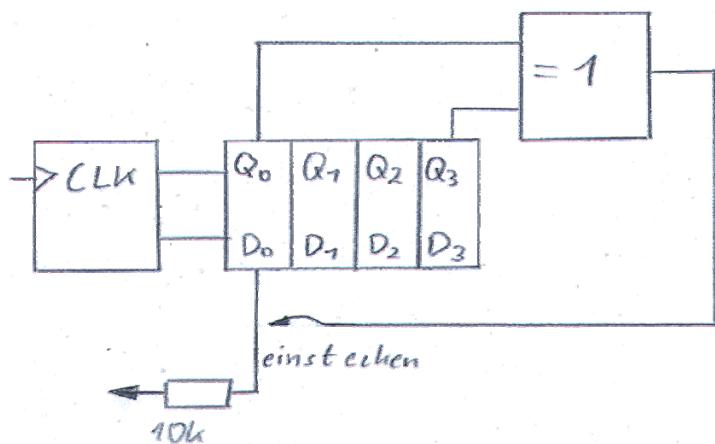


Wäre die Bitfolge zufällig, würde sich folgendes Spektrum ergeben:



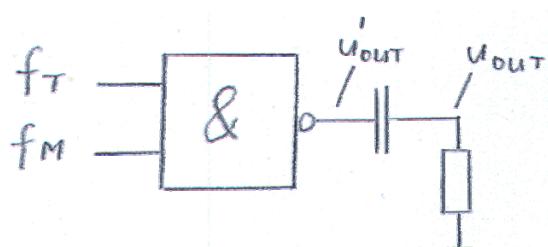
3.9.6 Laborübung

Erzeugung einer Pseudo-Zufallsfolge:



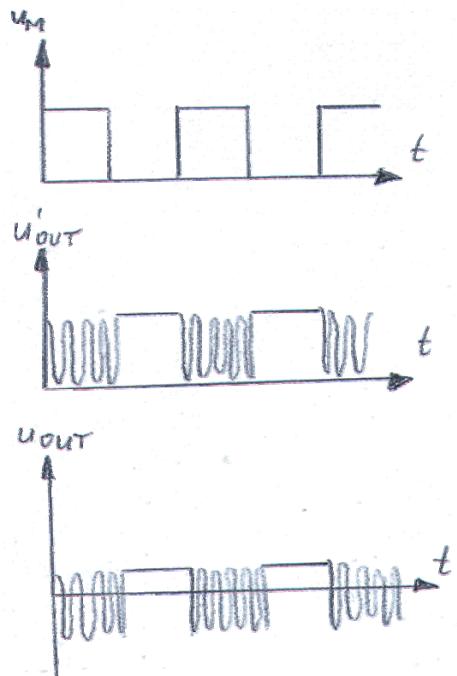
Das XOR-Gatter muss mit 1 initialisiert werden (Pull-Up Widerstand). Erst dann kann das XOR Gatter eingesteckt werden (das XOR macht aus 2 Nullen am Eingang wieder 0 → kein 1 Wert).

3.9.6.1 ASK-Modulator



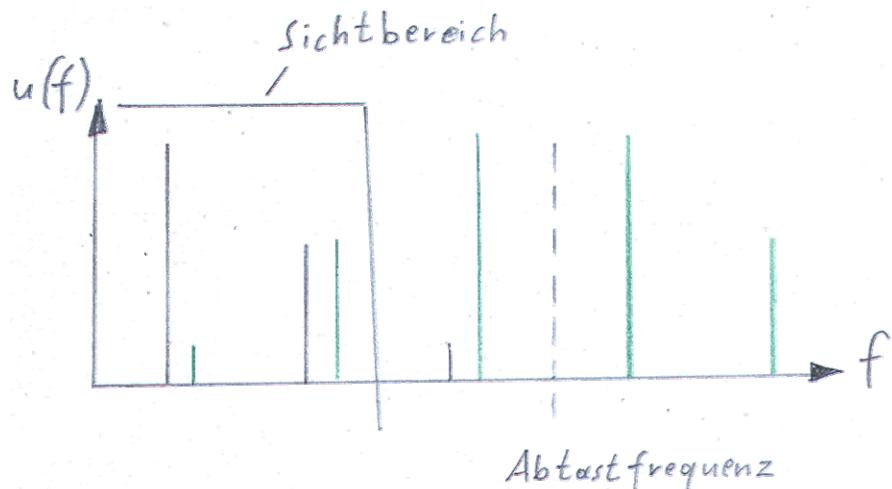
Das NAND-Gatter funktioniert als gesteuerter Schalter. Liegt f_M an, wird f_T an den Ausgang geschalten. Ist f_M low, ist das Ausgangssignal 0V.
Bei einem NAND-Gatter wird das Signal außerdem invertiert.

→ ASK mit Gleichanteil, der vernachlässigt werden kann (mit Koppelkondensator wegschneiden).



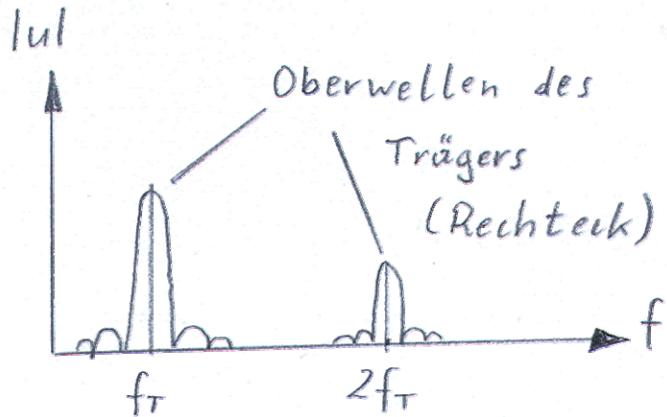
Auch ein NOR-Gatter kann als Schalter verwendet werden.

Problem der Unterabtastung:



Das Problem der Unterabtastung lässt sich lösen, indem man weniger lange zuschaut.

Da wir mit einem digitalen Träger arbeiten (NAND-Gatter), kommt das Spektrum auch bei den Oberwellen des Trägers vor → hohe Frequenzen → Das Abtast-Theorem zu erfüllen wird problematisch.

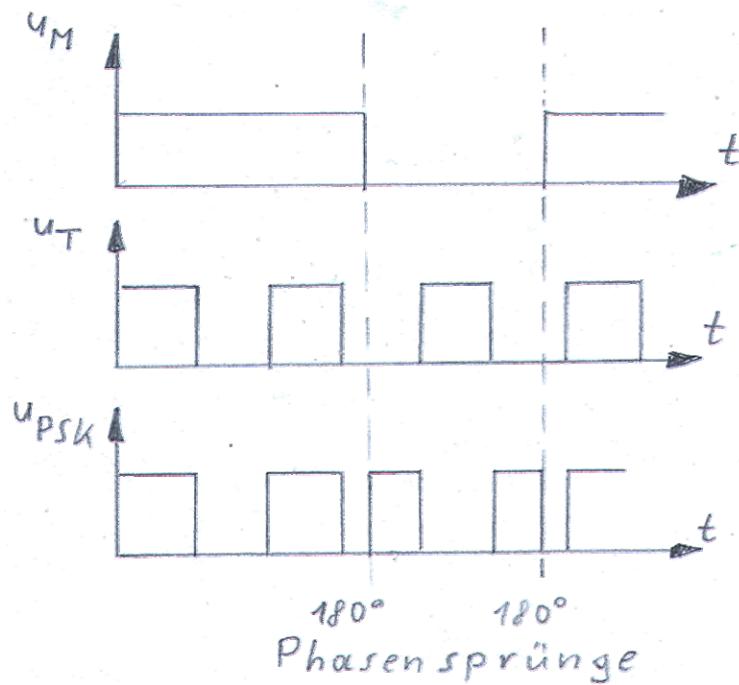


3.9.6.2 PSK-Modulation

EXOR-Gatter:

a	0011
b	0101
$a \neq b$	0110

Bei einem 0 kommt das Signal durch, bei einem 1 kommt wird das Signal invertiert (schaltbarer Inverter - 180° Phasenverschiebung)



Der Träger löscht sich aus, weil jede Bitfolge gleich lange dauert (Zufallsbitfolge) und dadurch der Träger und der „Gegenträger“ (Träger um 180° verschoben) gleich lange gesendet werden.

4 Filter

4.1 Idealer Tiefpass

...Musterfilter, Grundfilter

Umrechnung auf Hochpass, Bandpass, Bandsperre möglich.

Normierte Frequenz $p = \sigma + j\omega = j\omega$ (bei $\sigma = 0$)

$$P = j\Omega = j \frac{\omega}{\omega_g}$$

damit Hochpasstransformation: $P \rightarrow \frac{1}{P}$

Bandpasstransformation: $P \rightarrow \frac{1}{\Delta\omega} \left(P + \frac{1}{P} \right)$

Bandsperre: $P \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{P + \frac{1}{P}}$

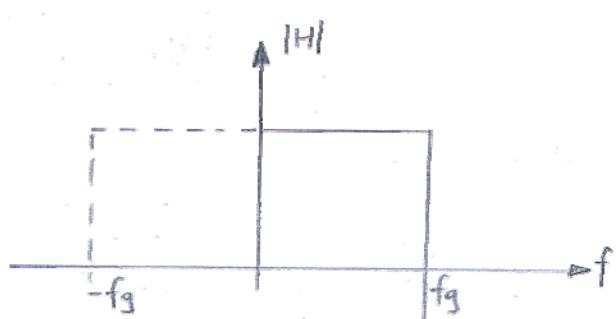
$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\Delta\Omega = \Omega_{go} - \Omega_{gu}$$

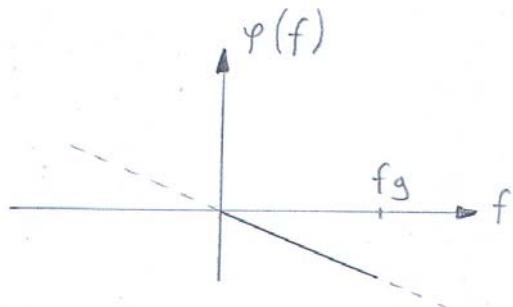
→ Es genügt, nur den Tiefpass genau abzuhandeln, alle anderen Filter lassen sich davon ableiten.

Beschreibung durch Übertragungsfunktion $H(j\omega)$

- Amplitudenfrequenzgang $|H(f)|$



- **Phasenfrequenzgang**

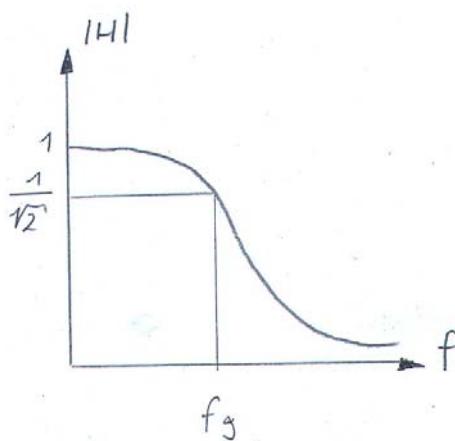


Näherungen für den idealen Tiefpass:

- **BUTTERWORTH-Filter „Potenzfilter“**
maximal flacher Amplitudengang im Durchlassbereich

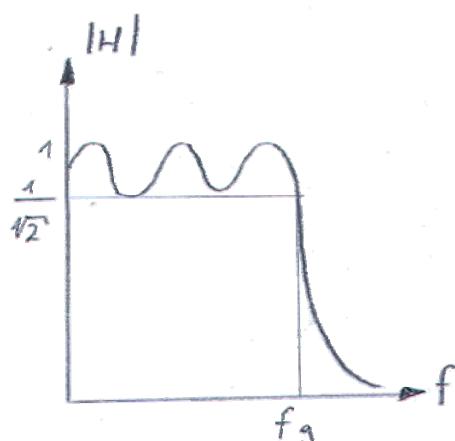
$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^{2N}}}$$

ω_g ...Grenzfrequenz
N...Filterordnung



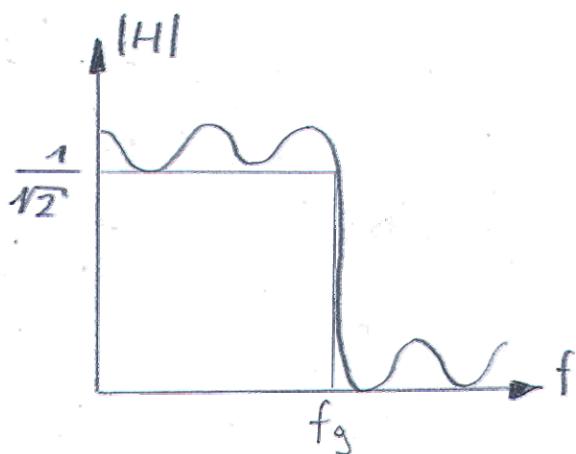
- **TSCHEBYSCHEFF-Filter**

konstante Welligkeit im Durchlassbereich, steilere Filterflanke, größere Phasenverzerrungen, stärkeres Überschwingen



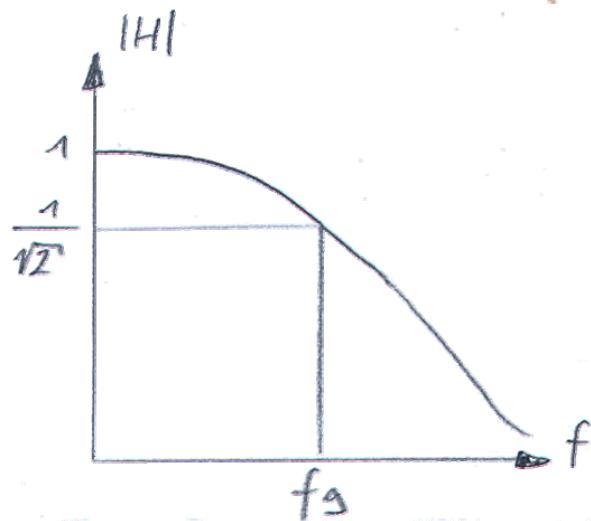
- **CAUER-Filter (elliptisches Filter)**

maximal steile Filterflanken im Übergangsbereich, Welligkeit im Durchlassbereich und im Sperrbereich, Nullstellen der Übertragungsfunktion bei endlichen Frequenzen



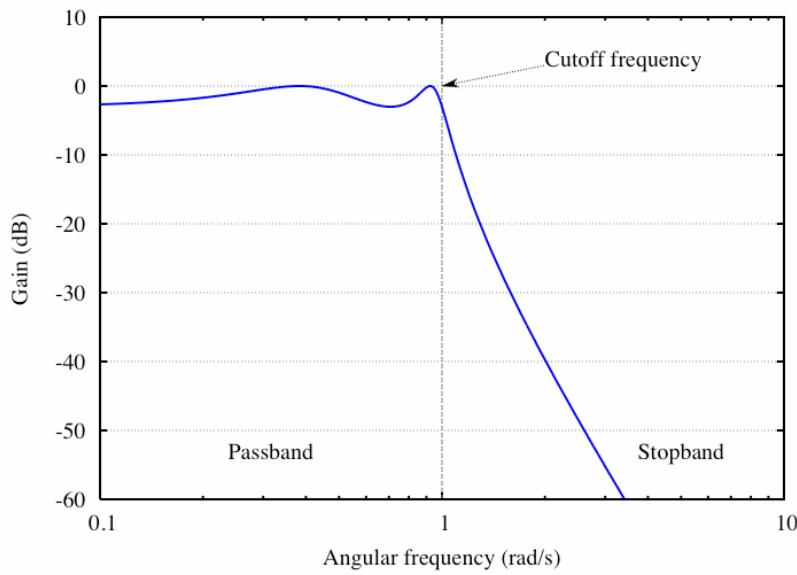
- **BESSEL-Filter**

maximal flache Gruppenlaufzeit (= minimale Phasenverzerrungen)
flache Filterflanken, geringes Überschwingen



Die Filter unterscheiden sich durch die Steilheit der Filterflanken im Übergangsbereich.
Im Sperrbereich können sich jedoch alle mit -20dB/Dek angenähert werden.

$$20 \log |H(f)| = -20 \text{dB} * N / \text{Dek}$$



...Beispiel eines Tschebyschefffilters
http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/4e/Chebyshev_response.png, 21. 11. 2006

4.2 Spezifikation eines Filters

z.B.:

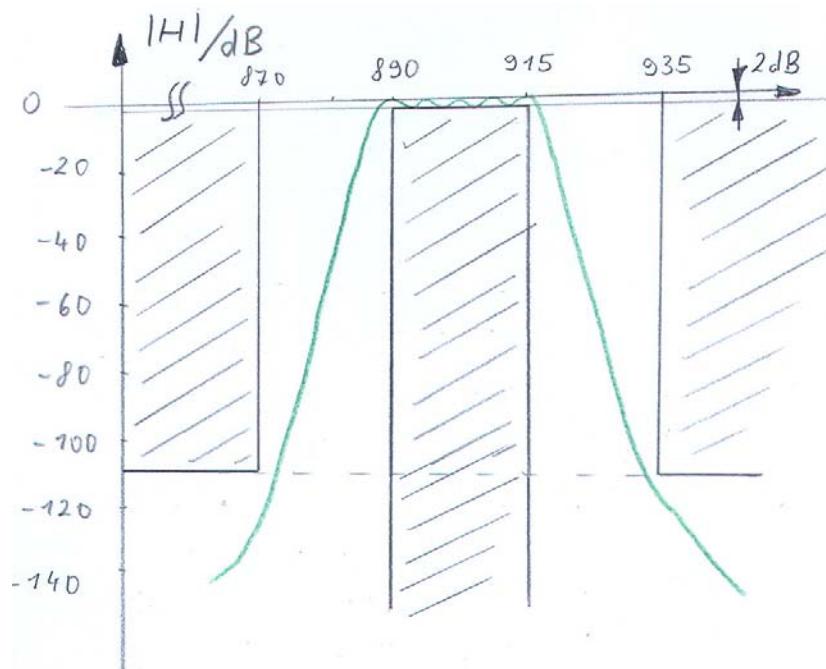
Durchlassbereich: 890-910 MHz → Bandpass

Sperrbereich: $f_{Su} = 845\text{MHz}$
 $f_{So} = 960\text{MHz}$

Sperrdämpfung: 110dB

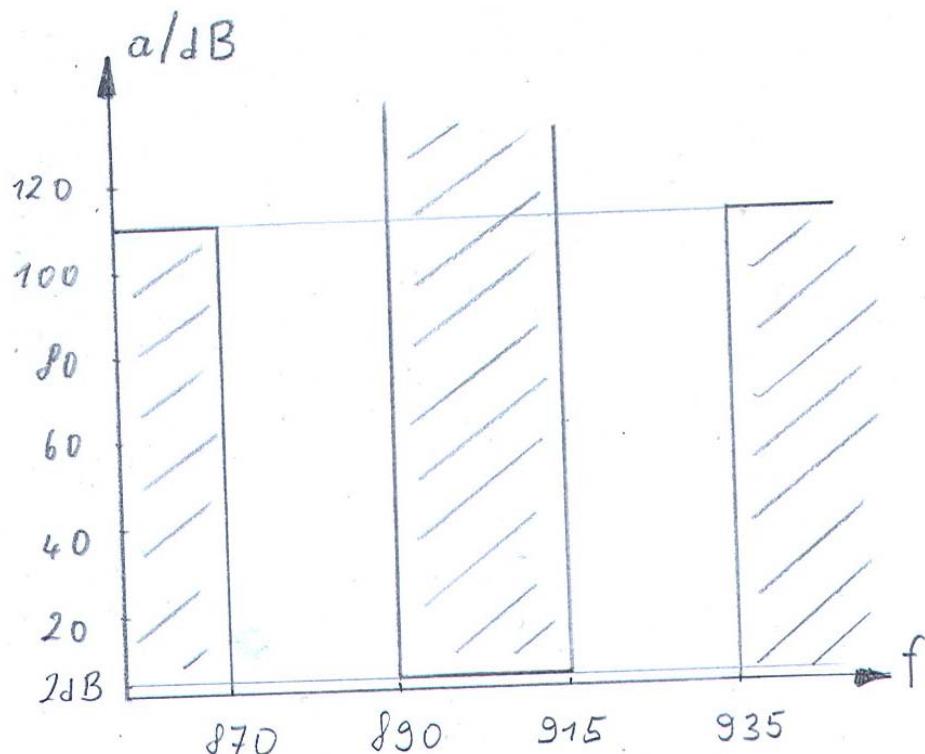
Welligkeit im Durchlassbereich: <2dB

Toleranzschema für $|H|$:



Es muss ein Filter gesucht werden, dass den Spezifikationen entspricht. Hier sind die Grenzen grafisch dargestellt, als Beispiel wurde ein Tschebyscheff-Filter eingefügt.

Toleranzschema für Dämpfung:



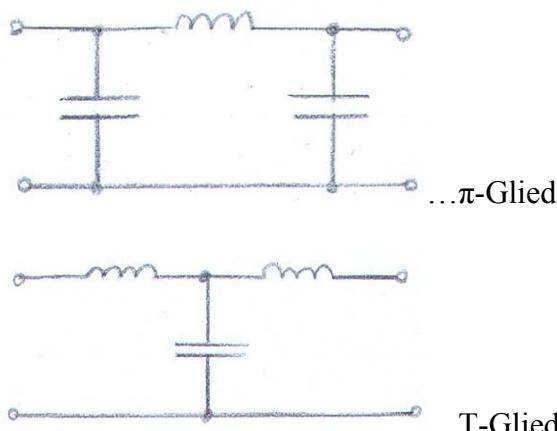
Die Spezifikationen können auch als Mindest- bzw. Maximaldämpfung des Filters angegeben werden, das Schema bleibt das gleiche.

4.3 LC-Kettenleiterfilter

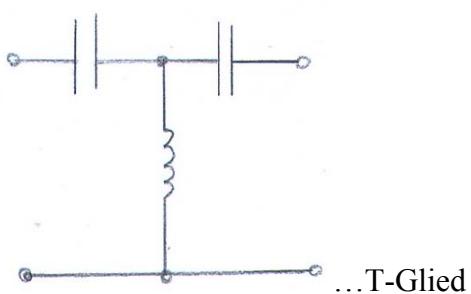
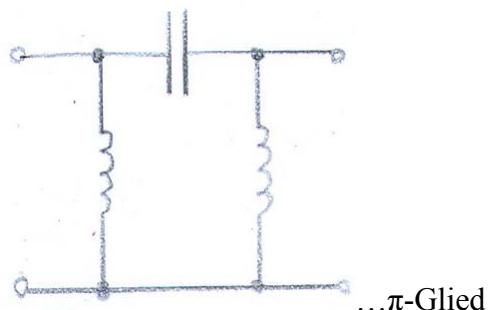
Bei Kettenfiltern wird nur ein Glied berechnet und die höhere Steilheit erhält man durch eine Kettenschaltung (hintereinander hängen) der Glieder.

Grundstrukturen:

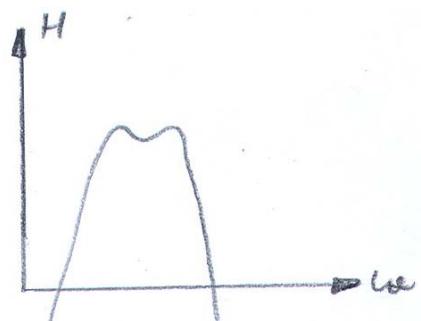
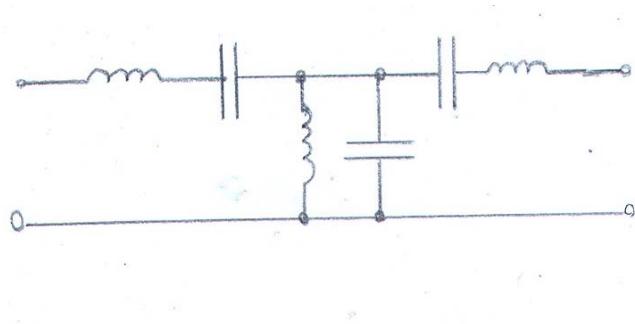
- Tiefpass



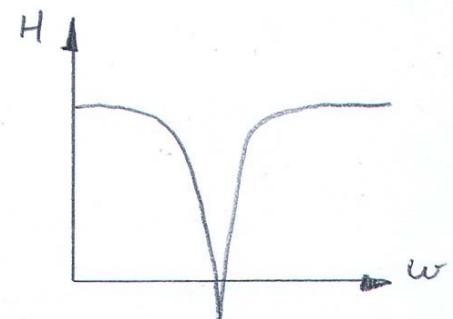
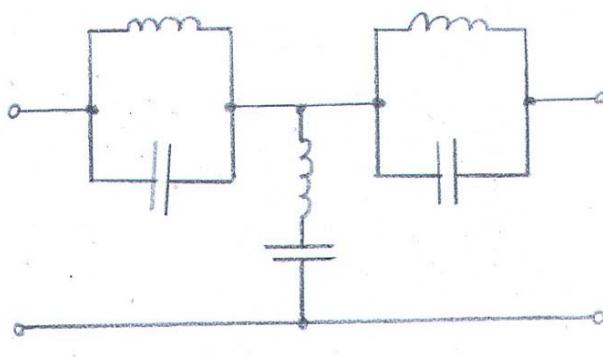
- Hochpass



- Bandpass

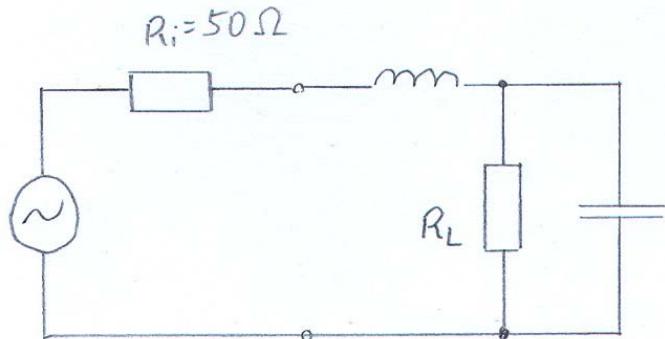


- Bandsperre



4.4 Dimensionierung LC-Filter, Typ „Coupled Resonators“

4.4.1 TP



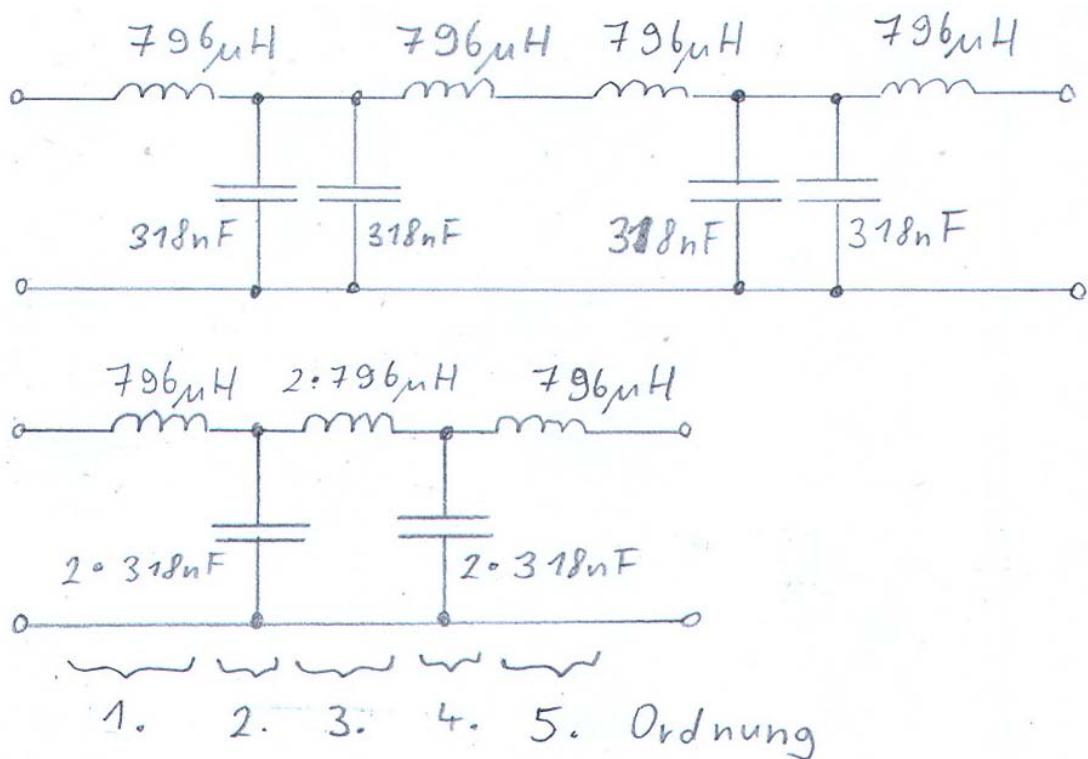
$$R_L = R_i$$

$$f_g = 10 \text{ kHz}$$

$$\omega_g L = R \rightarrow L = 769 \mu\text{H}$$

$$\frac{1}{\omega_g C} = R \rightarrow C = 318,2 \text{ nF}$$

TP 5. Ordnung:

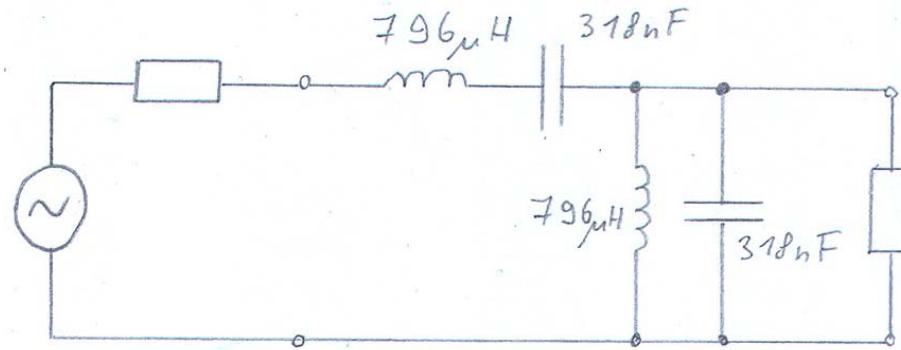


Die Dimensionierung eines Hochpasses funktioniert analog.

Bei Bandpassen bzw. -sperren ergibt sich die Ordnung aus der Anzahl der Schwingkreise.

4.4.2 BP

Halbglied:



$$R = 50\Omega$$

$$f_0 = 10\text{kHz}$$

$$\omega_0 L = R \rightarrow L = 796\mu H$$

$$\frac{1}{\omega_0 C} = R \rightarrow C = 318,3nF$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

$$Q_{PSK} = \frac{R_p}{\omega_0 L} = R_p \omega_0 C = \frac{R_p}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

$$Q_{SSK} = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C R_s} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_s}$$

Wir wollen die Güte erhöhen:

$$\frac{\omega_0}{\Delta\omega} = 5$$

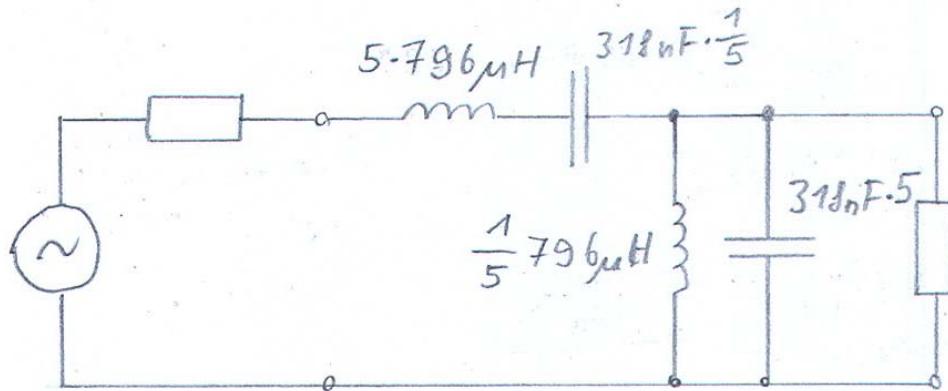
Man muss die Güte der Einzelschwingkreise um einen Faktor 5 erhöhen.

$$Q_{PSK} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \rightarrow \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{\frac{5}{5C}}}} = \frac{R * 5}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Will man die Güte erhöhen, muss man L um $1/Q$ verkleinern und C um Q vergrößern.
Die Frequenz bleibt dabei gleich:

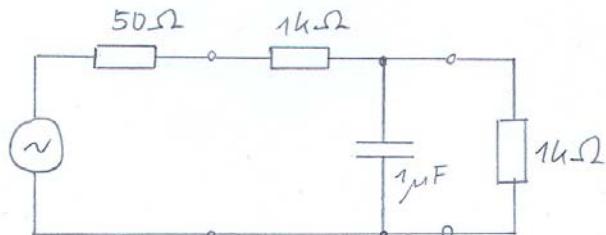
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{5} * 5C}}$$

Güte bei einem SSK erhöhen:
 L um Faktor Q größer
 C um Faktor 1/Q kleiner



4.5 Betriebsdämpfung

Ermittlung der Betriebsdämpfung Anhand eines Beispiels:



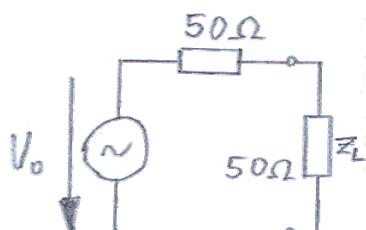
$$P_{G_{\max}} = P_{verfügbar} = \frac{U_0^2}{R} = \frac{\frac{U_0^2}{4}}{R_i}$$

Die maximale Ausgangsleistung erhält man bei Anpassung ($R_L = R_i = 50\Omega$).

$$P_L = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{\left(U_0 * \frac{1k}{1k+1k+50} \right)^2}{1k} = \frac{U_0^2 * \left(\frac{1}{2,05} \right)^2}{1k}$$

...Dies ist die tatsächliche Leistung am Ausgang.

$$D_B = \frac{P_{G_{\max}}}{P_L} = \frac{\frac{U_0^2}{4} 1k}{50\Omega * U_0^2 \left(\frac{1}{2,05} \right)^2} = \frac{1}{4} * \frac{1k(2,05)^2}{50} \approx 26dB$$



Die Betriebsdämpfung ergibt sich aus dem Verhältnis der Maximalleistung zur Ausgangsleistung.

Bei einem Filter ist die Betriebsdämpfung jene Dämpfung, die das Filter im Durchlassbereich hat.

4.6 Aktive Filter

Die Induktivität (bei tiefen Frequenzen sehr groß) wird hier durch einen Gyrator ersetzt.

Vorteil:

- keine großen Bauelemente
- Verstärkung möglich
- hohe Eingangsimpedanz

Nachteil:

- Versorgungsspannung notwendig
- Die Güte der erzeugten „Spulen“ ist meist nicht so gut.

Es müssen schnelle OPVs mit hohen Transitfrequenzen verwendet werden.

Bekannte Filterschalttypen:

- Sallen & Key
- Mehrfach-Gegenkopplung

4.7 Mechanische Filter

4.7.1 Quarzfilter

Durch Anlegen einer Spannung entsteht eine mechanische Schwingung.

Es gibt Oszillatoren für die Parallel- und die Serienresonanz des Quarzes.
Schwingquarze besitzen eine hohe Güte.

Beispiel:

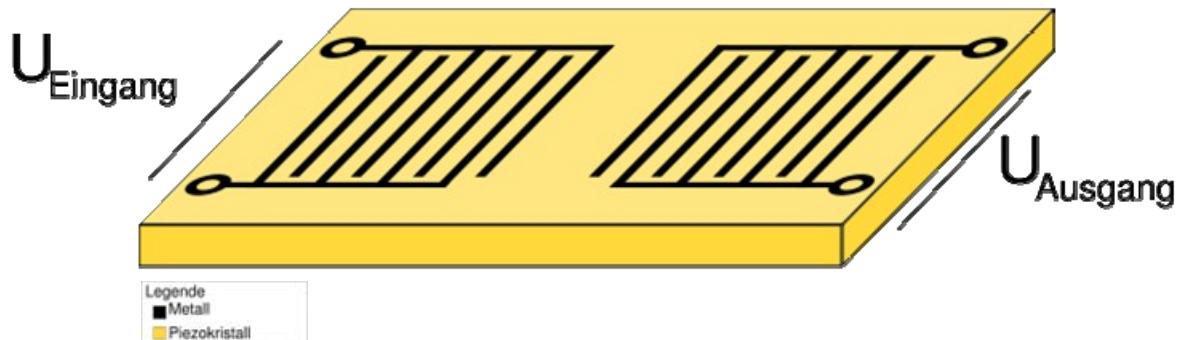
Anhand der Faustformel $f_kHz = \frac{1670}{d / mm}$ wird die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle innerhalb des Resonators berechnet.

$$v = \lambda * f = 2d * f = 2mm * 10^6 s^{-1} = 2km/s$$

Der Quarz wird hier als $\lambda/2$ -Resonator betrachtet.

4.8 SAW-Filter

SAW...Surface Acoustic Waves (Oberflächenwelle)



Quelle: Wikipedia 18.12.2006

Über einen Interdigitalwandler (IDW - im Bild oben schwarz dargestellt) wird das elektrische Signal in eine Schwingung umgewandelt. Hat sie die richtige Frequenz, breitet sie sich über den Piezokristall aus und wird vom IDW (Interdigitalwandler) auf der anderen Seite wieder in ein elektrisches Signal umgewandelt. „Falsche“ Frequenzen werden am Ende des Kristalls absorbiert.

SAW-Filter haben auf Grund der oftmaligen Umwandlung des Signals und von Reflexionen eine hohe Betriebsdämpfung (ungefähr 20dB).

4.9 Frequenzbereiche von Filtern

Nicht alle Filtertypen sind bei allen Frequenzen möglich, die folgende Grafik soll einen Überblick geben.

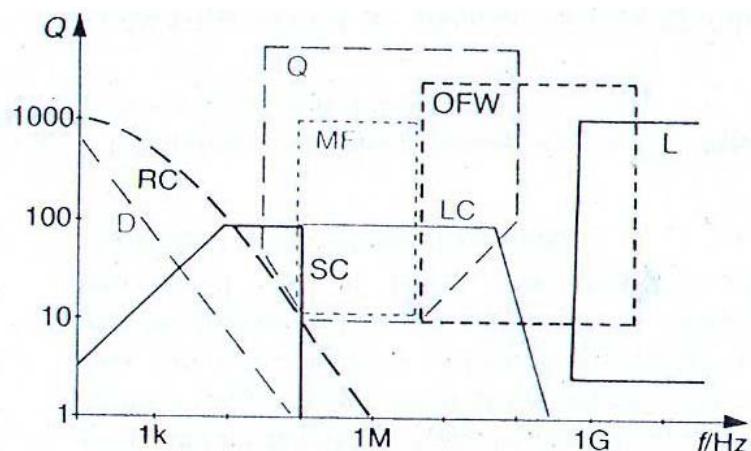


Bild 2.30 Filter-Anwendungsbereiche

L	Leitungsfilter	LC	Reaktanzfilter
OFW	Oberflächenwellenfilter	RC	aktive RC-Filter
Q	Quarzfilter	MF	mechanische Filter
SC	Schalter-Kondensator-Filter	D	Digitalfilter

5 Empfängermessungen am Beispiel CT1

CT1...Cordless Telephone System 1

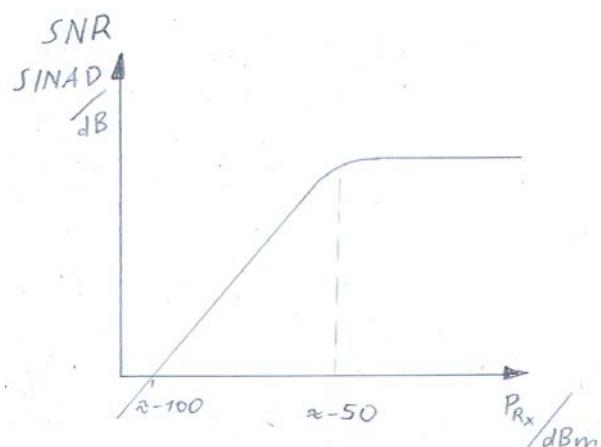
Im Labor wird ein Schnurlostelefon gemessen.

- Signale am Oszi anschauen:
a, b-Adern beobachten (bei normaler Verbindung)
Zum Telefon führt eine Zweidrahtleitung, diese werden als a, b-Adern bezeichnet.
In das Telefon wird auch eine Gleichspannung eingespeist, welche das Telefon versorgt.
- freien Kanal finden:
Die meisten Kanäle werden belegt.
Durch FM-Signal ($f_m = 25\text{kHz}$, $\Delta f \approx 500\text{kHz}$) alle Kanäle belegen. → Durch Ändern des Modulationsindex Nullstelle einer Besselllinie produzieren → 1 freier Kanal muss vom Telefon gefunden werden.

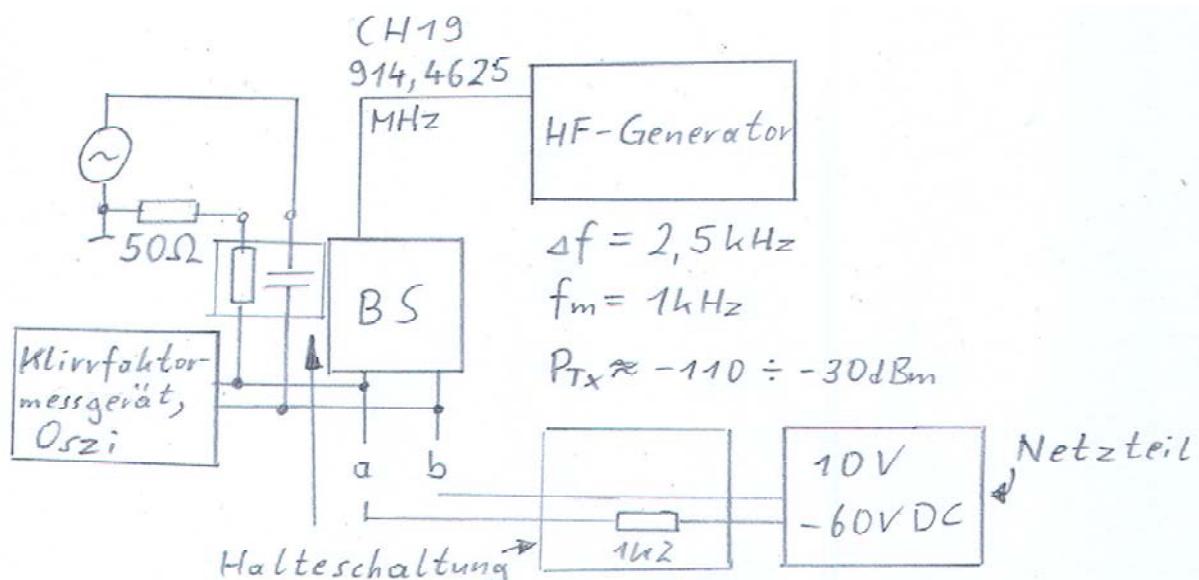
5.1 Empfindlichkeitsmessung

$$SNR = \frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}$$

$$SINAD = \frac{\text{Signal}}{\text{Noise and Distortion}}$$



Messschaltung:



Achtung: Über das Oszi werden die a, b-Adern geerdet, sie sollten aber immer ohne Bezugspotential sein.

Über eine Halteschaltung wird die Gleichspannung in das Telefon eingespeist.

Außerdem kann man noch über einen Widerstand und einen Kondensator ein Signal einspeisen. (Hier aus Platzmangel am Rand gezeichnet)

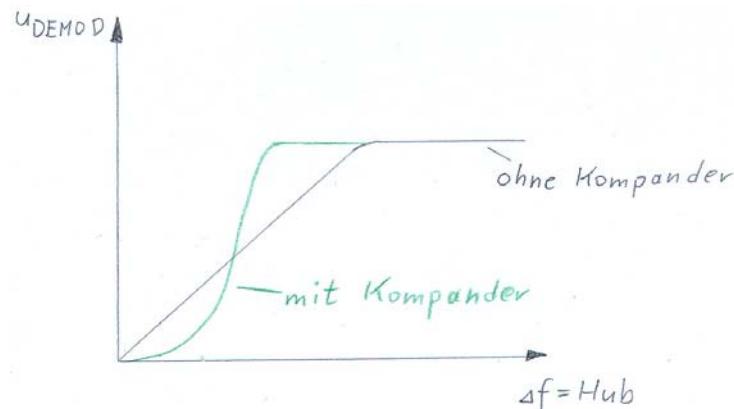
Die Halteschaltung hat folgende Aufgaben:

- Gleichstromzufuhr für a, b-Adern
- Wechselspannungsmäßige Signaleinkopplung
- Hochohmiger Abgriff der a, b-Adern

Messanleitung:

- Trägerfrequenz einstellen: z.B. Kanal 19: $f_T = 914,4625\text{kHz}$
- Modulation einstellen FM
 - $\Delta f = 2,5\text{kHz}$
 - $f_m = 1\text{kHz}$
- Klirrfaktor als Funktion des HF-Pegels (-110dBm bis -30dBm)

5.2 Demodulatorkennlinie

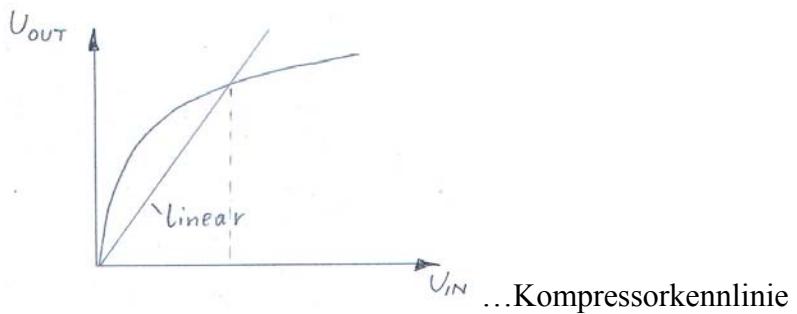


Messaufbau und Einstellungen wie bei Empfindlichkeitsmessung, jedoch wird P_{Rx} nicht variiert ($P_{Rx} \approx -50\text{dBm}$, Δf wird variiert)

5.2.1 Kompauder

Kompressor + Expander

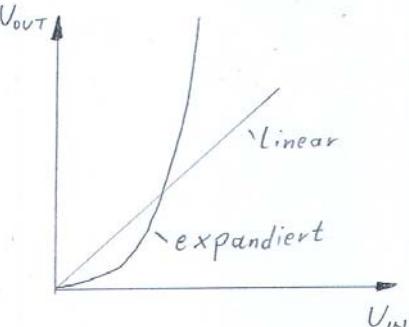
Oft kann die Dynamik nicht über ein System übertragen werden. Deshalb komprimiert man das Signal (kleine Amplituden stärken, große abschwächen), überträgt es und expandiert es am Ausgang wieder. Der Vorteil ist, dass das Signal weniger durch Rauschen beeinflusst wird, da das Rauschen auf den vergrößerten kleinen Amplituden bei der Rückgewinnung mit abgeschwächt wird. → verbesserter SNR



Vorteile:

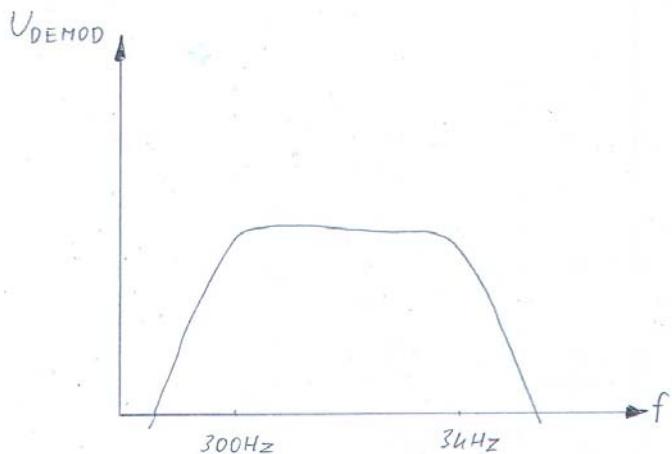
- kleine Signale werden gegenüber großen Signalen bevorzugt (weniger Rauschen)
- Dynamikbereich einschränken

Die linearen Kennlinien dienen als Vergleich zum ursprünglichen Signal.



5.3 Frequenzgang

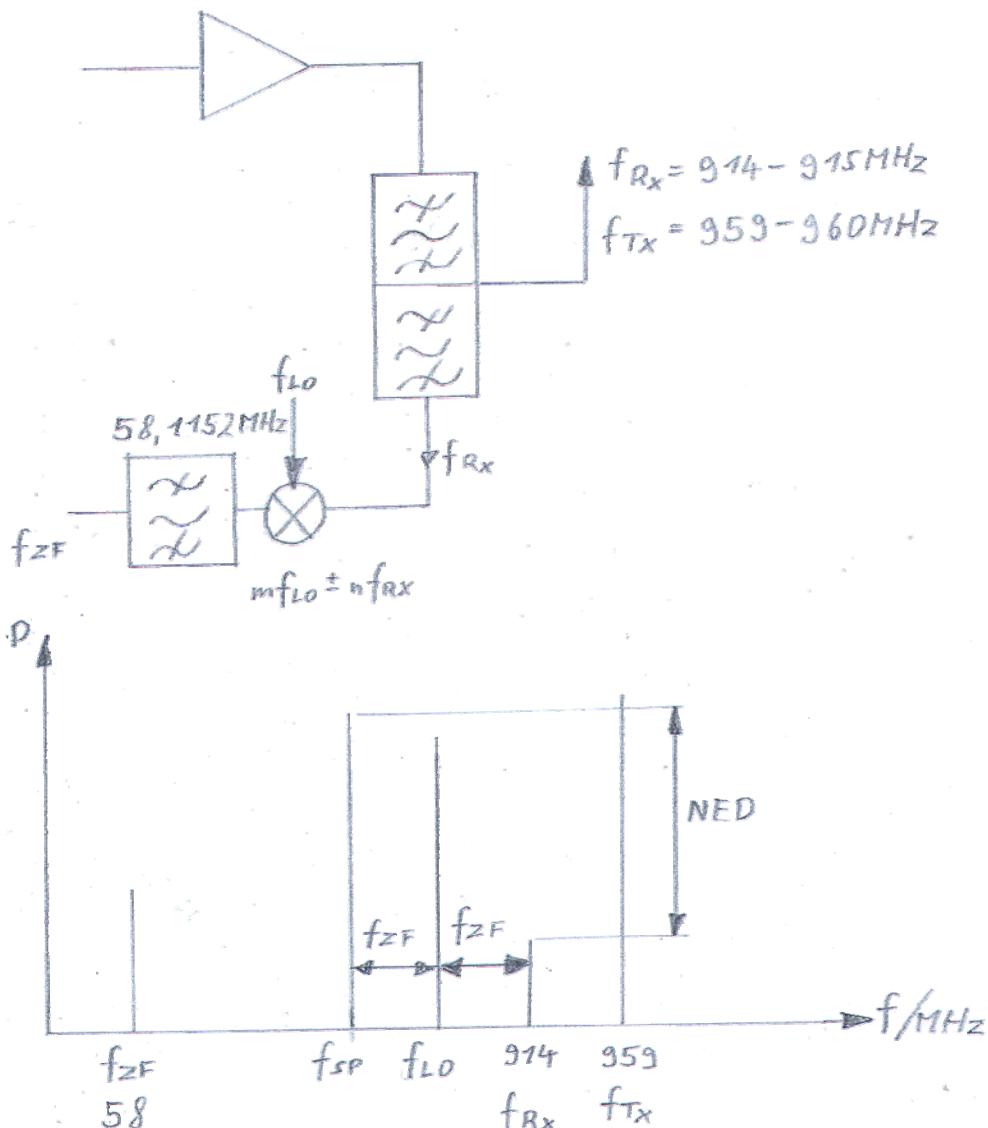
Telefonfrequenzbereich: 300Hz – 3kHz



Messschaltung wie bei Demodulatorkennlinie, $\Delta f = 2,5\text{kHz}$, $f_m = 100\text{Hz} - 10\text{kHz}$

5.4 Nebenempfangsdämpfung

Es soll herausgefunden werden, bei welchen Frequenzen Signale empfangen werden, obwohl er dort nichts empfangen sollte. Diese unerwünschten Frequenzen entstehen auf Grund von Nichtlinearitäten.



$$f_{LO} = f_{RX} - f_{ZF} = 914,4625 \text{ MHz} - 58,1152 = 856,3473 \quad // 19. \text{ Kanal}$$

Ein Frontendfilter unterdrückt die Spiegelfrequenz. Diese Spiegelfrequenzdämpfung ist zu messen.

verdächtigte Frequenzen:

- f_{SP} ...Spiegelfrequenz
- $45 \text{ MHz} \dots f_{RX} = f_{TX} - 45 \text{ MHz}$ (Intermodulation mit der Sendefrequenz ist f_{RX})
- $f_{TX} \pm f_{ZF}$...Intermodulationsprodukt (mit Sender) fällt ins ZF-Filter (ist f_{ZF})

f_{SP} - Messvorschrift

- P_{RX} für $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ (z.B.) ermitteln $\rightarrow P_{RX,\text{ref}}$
- $P_{Stör}$ bei $f_{Stör}$ anlegen

$P_{Stör}$ vergrößern bis bei $f_{Stör}$ ein Empfang mit $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ erreicht ist.

$$NED = \frac{P_{Stör}}{SNR} - \frac{P_{RX}}{SNR} = 20 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 20 \text{ dB}$$

5.5 Mathlab Beispiel

Befehle, welche mit einem ; enden, werden nicht am Bildschirm ausgegeben.

```

function rrfsk

%Parameter für FFT-----
abtr=2^20;
dt=1/abtr;
tStop=1;
abtp=abtr*tStop;
t=0:dt:tStop;           %definiert einen Vektor von 0 bis tStop mit einem Schritt von „dt“

%Erzeugung eines FSK-Signals-----
fM=60;                  %Modulationsfrequenz
fT=1000;                %Trägerfrequenz
df=30;                  %Abstand zwischen 2 Trägern
fT1=fT-df;              %Es werden 2 Träger definiert
fT2=fT+df;
tM=1/fM;                %T = 1/f
bit1=0.5*(square(2*pi*fM*t)+1);      %Square erzeugt ein Rechteck
bit2=0.5*(square(2*pi*fM*t*pi)+1);    %Selbst wie Bit 1, nur Phasenverschoben
y1=cos(2*pi*fT1*t);                 %Cosinusignal
y2=cos(2*pi*fT2*t);
u=y1.*bit1+y2.*bit2;               %Um jedes Element eines Vektors mit dem selben Element des zweiten Vektors zu multiplizieren, verwendet man in Matlab die Punktweise Multiplikation (deswegen der Punkt)

subplot(t, bit2, t, u)             %subplot(2, 1, 1) bedeutet, 2 plots auf der Seite, eine Spalte und der nächste Befehl bezieht sich auf den ersten Plot der Seite.
plot ist eine Zeichnung, ein definiert Bereich auf einer Seite, in dem z.B. Kurven gezeichnet werden.
subplot(2, 1, 2) würde bedeuten: 2 plots, eine Spalte und der nächste Befehl bezieht sich auf Plot 2

plot(t, bit2, t, u)
axis([0, 2*tM-1.5, 1, 5])        %legt die Achsen fest
xlabel('t'), ylabel('FSK-Zeitsignal') %Die Beschriftung des Plots (x und y-Achse Beschriftung)
grid                                %Zeichnet das ganze

%Spektralanalyse-----
fftU=2*fft(u, abtp)/abtp;        %Die FFT muss durch die Abtastpunkte (abtp) dividiert werden
su=20*log10(abs(fftU+0.0000000001)); %Matlab rechnet nur mit komplexen Zahlen, deshalb wird abs benutzt. Es wird eine kleine Zahl dazu gezählt, damit nicht ein Log aus 0 entsteht.
f=abtr*(0:abtp/2)/abtp;
subplot(2, 1, 2)                  %Das ganze wieder am Bildschirm ausgeben
plot(f, su(1:abtp/2+1))
axis([-fT-1000 fT+1000 -50 0])
title('FSK-Spektrum')
xlabel('f'), ylabel('FSK-Spektrum')
grid

```

6 Signal- und Systemtheorie

6.1 Fourierreihe

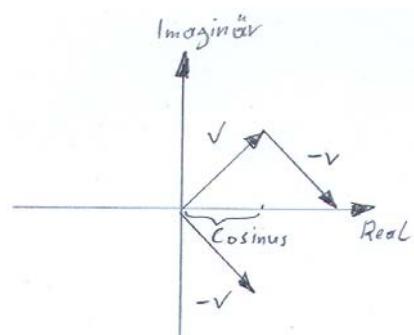
$$s(t) = s_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} \hat{s}_n \cdot e^{j\varphi_n} \cdot e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} \hat{s}_n \cdot e^{-j\varphi_n} \cdot e^{-jn\omega_0 t} \right]$$

Exponentialform.

Erklärung:

Der Realteil einer komplexen Zahl lässt sich in einen Cosinus umrechnen, indem man ihre Negative addiert und den erhaltenen Wert durch 2 dividiert.

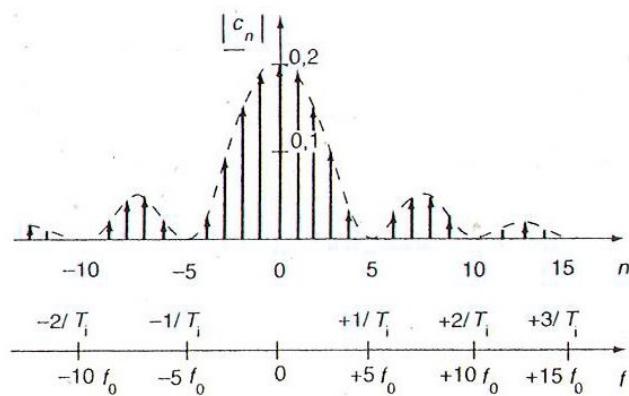
Die erste Exponentialfunktion gibt die Phase an, die zweite den Cosinus, das $\frac{1}{2}$ wird benötigt, um den Cosinus zu berechnen, das s_n gibt die Amplitude an.



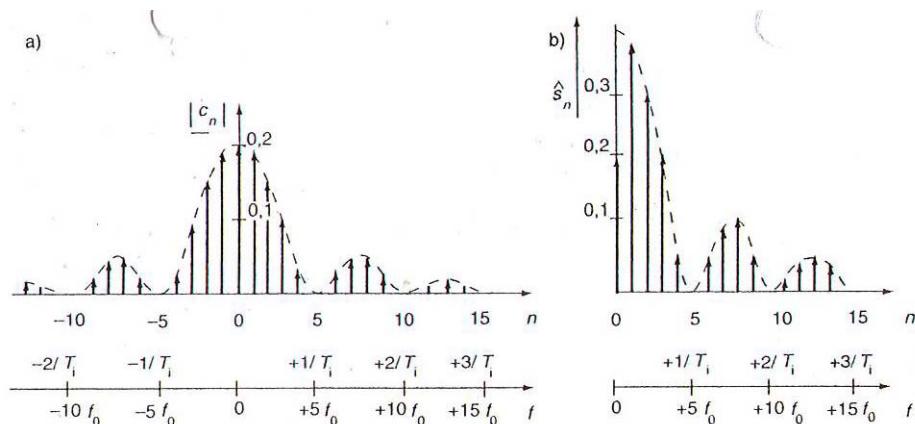
Zur Vereinfachung der Formel wird eine negative Frequenz eingeführt:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{jn\omega_0 t}$$

Aus dieser Formel entsteht die einseitige Spektraldarstellung:



Das einseitige Spektrum entsteht durch hinüberklappen des zweiseitigen Spektrums. Als Klapplinie dient der Nullpunkt.



Der Abstand zweier Linien ist von der Periodendauer T des dargestellten Signals abhängig.

$$f_0 = \frac{1}{T}$$

Die Nullstellen ergeben sich durch die Impulsdauer des Signals.

$$f = \frac{1}{T_i}$$

6.2 Fouriertransformation

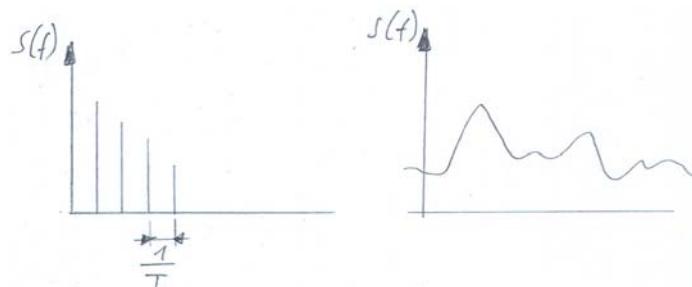
Bei einem periodischen Signal (Fourierreihe) ist der Abstand zwischen zwei Harmonischen $1/T$ (Linienspektrum).

Will man ein nicht periodisches Signal abtasten (kontinuierliches Spektrum), verwendet man die Fouriertransformation. Dabei lässt man die Periodendauer gegen unendlich wandern \rightarrow Der Abstand der Linien geht gegen Null.

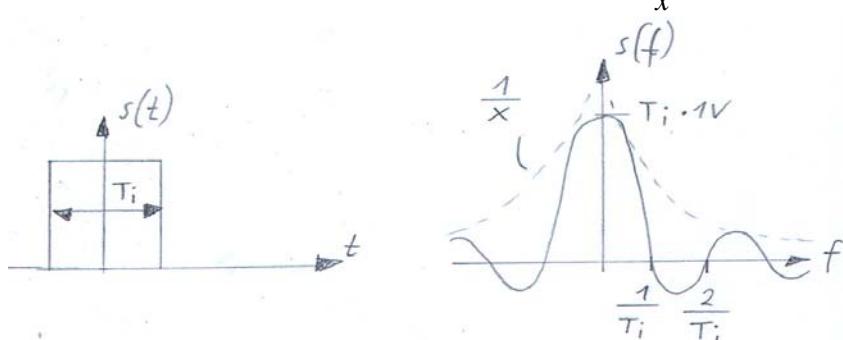
periodisches Signal	Linienspektrum	Fourierreihe
nicht periodisches Signal	kontinuierliches Spektrum	Fouriertransformation

$$\underline{S}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi f t} \cdot dt$$

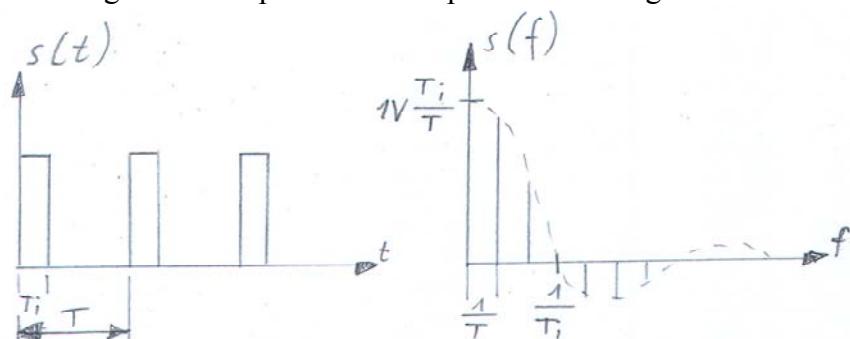
$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{S}(f) \cdot e^{j2\pi f t} \cdot df$$



Das Spektrum eines einzelnen Impulses ist eine $\frac{\sin x}{x}$ Funktion:



zum Vergleich das Spektrum eines periodischen Signals:



Bei der Fouriertransformation hat man das Problem, dass die Amplitude auf 0 sinkt, wenn man die Zeit gegen unendlich streben lässt.

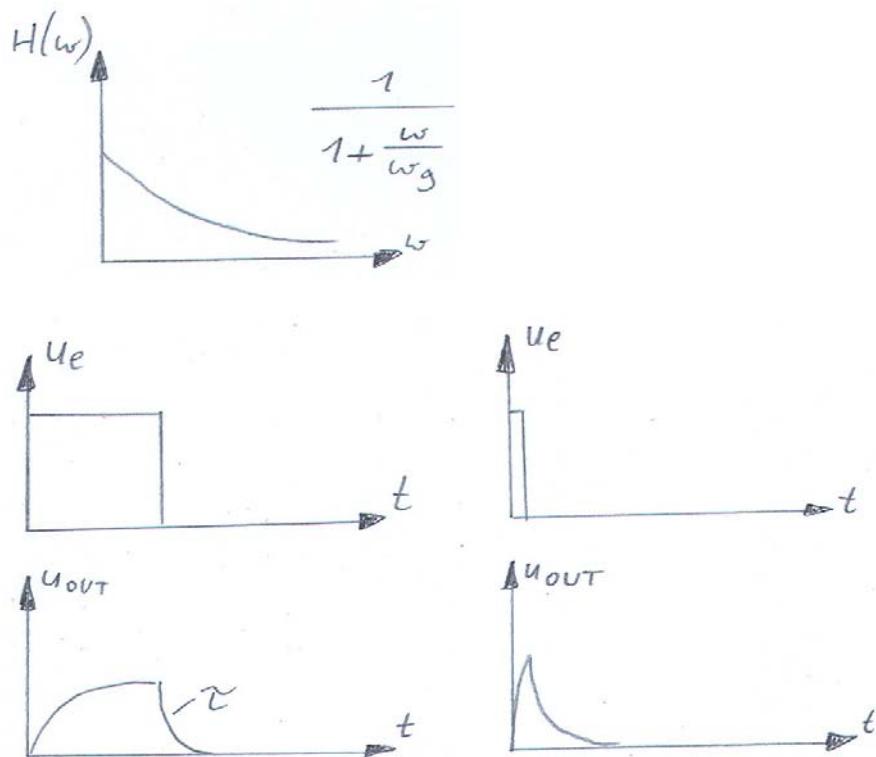
$$\underline{c}_n = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt$$

Um dies zu verhindern, multipliziert man sie mit der Zeit, was einer Spannung pro Frequenz entspricht.

Um ein System vollkommen beschreiben zu können, nimmt man die Sprungantwort und die Impulsantwort auf.

6.2.1 Impulsantwort

z.B.: RC-Tiefpass



Der Impuls am Eingang wird solange verkleinert, bis er unendlich schmal ist. Dann ist allerdings die Amplitude des Ausgangssignals 0. Deshalb schickt man einen Impuls hinein, der auch unendlich hoch ist → die Fläche des Impuls = 1. Solche Impulse nennt man Dirac-Impuls.

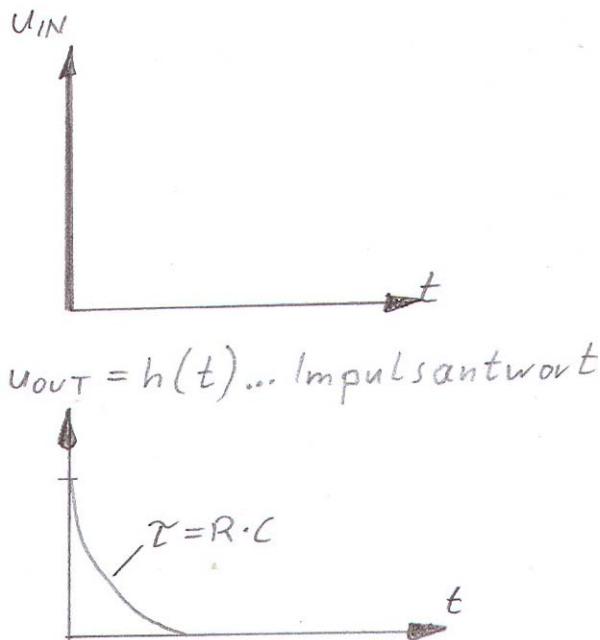
Definition des Dirac-Impuls:

$$A = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = \int_{0-}^{0+} \delta(t) dt = 1$$

Der Einheitssprung und der Dirac-Impuls hängen zusammen, der Einheitssprung ist das Integral des Dirac-Impuls.

$$\delta(t) = \frac{d}{dt} \sigma(t)$$

Impulsantwort eines RC-Tiefpasses auf einen Dirac-Impuls.



Die Fouriertransformierte der Impulsantwort ist die Übertragungsfunktion.

6.3 Faltung

* ...gefaltet mit

$$s_1(t) * s_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau) \cdot s_2(t - \tau) \cdot d\tau$$

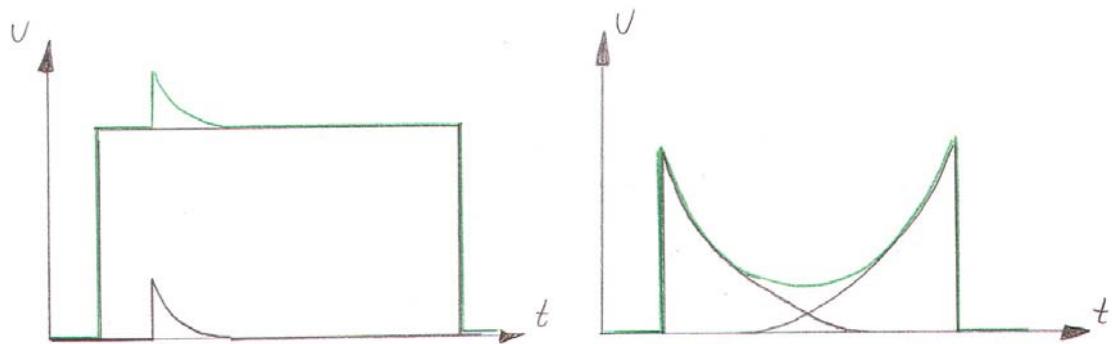
$$s_1(t) * s_2(t) = S_1(f) \cdot S_2(f)$$

$$s_1(t) * h(t) = S_1(f) \cdot H(f) \quad \dots \text{Übertragungsverhalten}$$

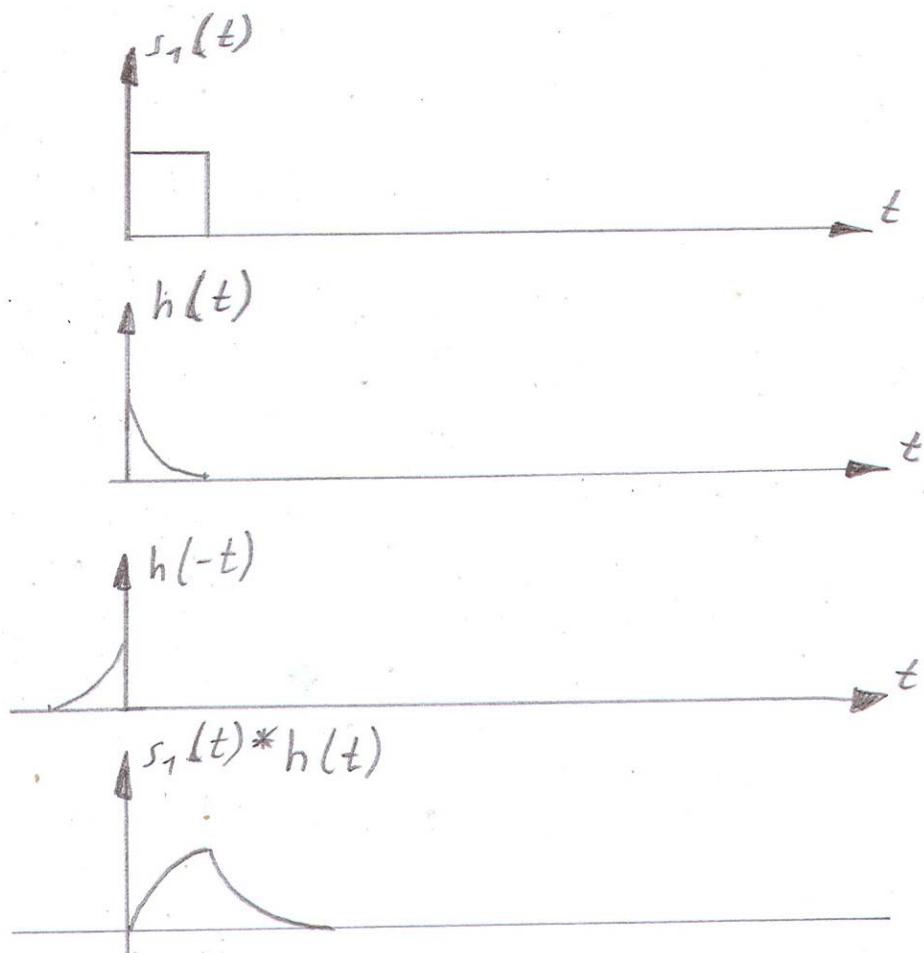
$$s_1(t) \cdot s_2(t) = S_1(f) * S_2(f)$$

Bei der Faltung wird ein Signal an der 0-Achse gespiegelt und von $-\infty$ nach $+\infty$ geschoben. Immer, wenn sich beide Signale überschneiden, wird die Summe gebildet.

Beispiele für Signaladdition an einer bestimmten Stelle:



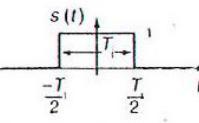
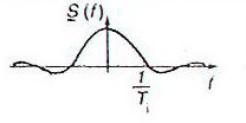
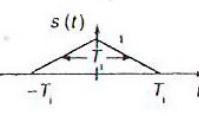
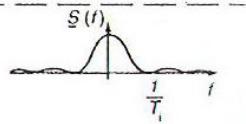
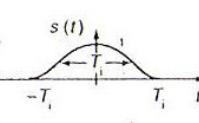
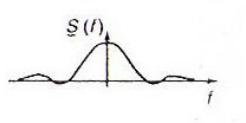
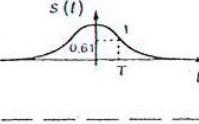
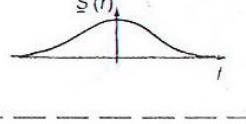
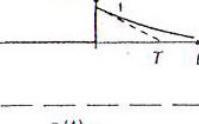
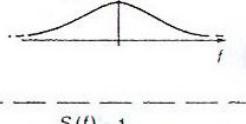
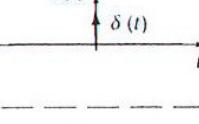
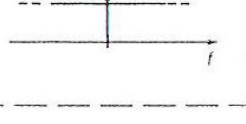
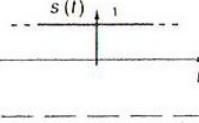
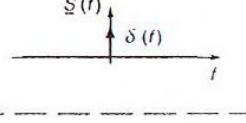
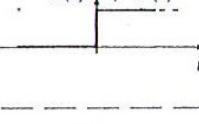
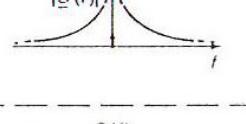
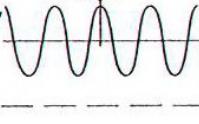
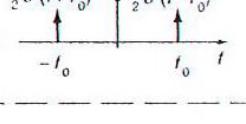
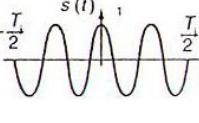
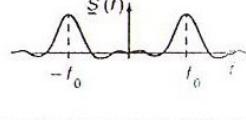
Beispiel einer Faltung im Zeitbereich:



Das Signal $h(-t)$ wird über das Signal $s_1(t)$ geschoben. Es wird immer die gemeinsame Fläche aufgenommen. Diese steigt zunächst schnell, da der große Bereich hineinkommt, gegen Ende hin ist nur noch der kleine Schwanz in der Fläche von Signal $s_1(t)$

Zeitfunktion

Spektraldichte

	$s(t) = \begin{cases} 1, & t < \frac{T_i}{2} \\ 0, & t > \frac{T_i}{2} \end{cases}$	$\underline{S}(f) = T_i \frac{\sin(\pi f T_i)}{(\pi f T_i)}$	
	$s(t) = \begin{cases} 1 - \frac{ t }{T_i}, & t < T_i \\ 0, & t > T_i \end{cases}$	$\underline{S}(f) = T_i \left(\frac{\sin(\pi f T_i)}{(\pi f T_i)} \right)^2$	
	$s(t) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi t}{2T_i}\right), & t < T_i \\ 0, & t > T_i \end{cases}$	$\underline{S}(f) = T_i \frac{\sin(\pi f T_i)}{(\pi f T_i)} \cdot \frac{1}{1 - (2f T_i)^2}$	
	$s(t) = e^{-\frac{t^2}{(2\tau^2)^2}}$	$\underline{S}(f) = \tau \cdot \sqrt{2\pi} \cdot e^{-2(\pi f \tau)^2}$	
	$s(t) = \begin{cases} e^{-\frac{t}{T}}, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$	$\underline{S}(f) = \frac{T}{1 + j2\pi f T}$	
	$s(t) = \delta(t) \left(= \frac{d\sigma(t)}{dt} \right)$	$\underline{S}(f) = 1$	
	$s(t) = 1$	$\underline{S}(f) = \delta(f)$ (Vertauschungssatz, vgl. $\delta(t) \circ \rightarrow 1$)	
	$\sigma(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau$	$\underline{S}(f) = \frac{1}{2} \cdot \delta(f) + \frac{1}{j2\pi f}$	
	$s(t) = \cos(2\pi f_0 t)$	$\underline{S}(f) = \frac{1}{2} \cdot \delta(f - f_0) + \frac{1}{2} \cdot \delta(f + f_0)$	
	$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t), & t < \frac{T_i}{2} \\ 0, & t > \frac{T_i}{2} \end{cases}$	$\begin{aligned} \underline{S}(f) = & \frac{T_i}{2} \cdot \frac{\sin(\pi(f - f_0)T_i)}{\pi(f - f_0)T_i} \\ & + \frac{T_i}{2} \cdot \frac{\sin(\pi(f + f_0)T_i)}{\pi(f + f_0)T_i} \end{aligned}$	

7 Telefonie

Ein Telefonsystem ist eine Infrastruktur zur Kommunikation zwischen angeschlossenen Teilnehmern. Jeder Teilnehmer bekommt in eine Nummer zugewiesen (Telefonnummer).

Man unterscheidet zwischen zwei grundlegenden Systemen:

- **verbindungsorientiert**

Hier wird den Gesprächspartnern eine direkte Verbindung bereitgestellt.
(Verbindungsauflaufbau, Übertragung, Verbindungsabbau)

- **verbindungslos**

Dieser Verbindungstyp arbeitet mit Datenpaketen. Im Header sind Ziel- und Ursprungsadresse enthalten.

Man unterscheidet hier weiter 3 Systeme:

- Paketvermittlung (packet switching)

Die Nachricht wird in Pakete zerlegt und einzeln versendet. Beliebiger Weg.

- Sendungsvermittlung (message switching)

Die Nachricht wird als ganzes verschickt.

- Zellenvermittlung (cell switching)

Die Nachricht wird in Pakete mit bestimmter Größe aufgeteilt, die in bestimmter Reihenfolge eintreffen.

Da im Regelfall nicht alle Telefonleitungen auf einmal benutzt werden, fasst man viele Leitungen mit einem Konzentrator zu einem kleineren Bündel zusammen. Auf der Empfangsseite werden sie mit einem Expander wieder auf alle Teilnehmer aufgeteilt.

Dieses System bezeichnet man als Koppelfeld.

Um Telekommunikationsnetze einfach beschreiben zu können, teilt man sie ähnlich dem OSI 7 Schichten Modell in Ebenen ein:

- **Übertragungsebene**

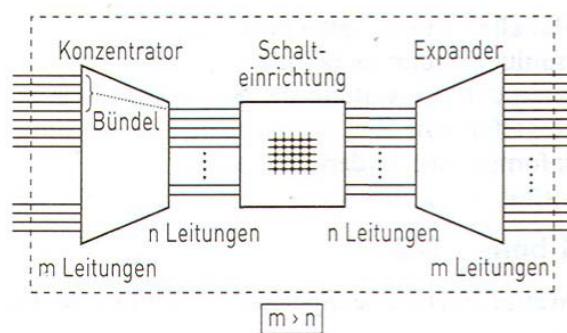
Medium (LWL, Kupferdraht),
Multiplexverfahren

- **Vermittlungsebene**

Netzknoten

- **Dienstebene**

Dienste



Koppelfeld, Freyer Seite 260

Das Telefonnetz ist historisch gewachsen und beinhaltet deshalb viele veraltete Elemente. Heute spricht man von der Dienstintegration und transparenter Übertragung – Alle Dienste sollen über die gleiche Verbindung übertragbar sein (Vergleiche Schichtmodelle in der Netzwerktechnik).

7.1 Bisheriges Telefonnetz

Die ursprüngliche Aufgabe von Telefonnetzen war eine Sprechverbindung im Duplexbetrieb. Bei der Telefonie werden Frequenzen von **1kHz bis 3,4kHz** übertragen.

7.1.1 Vier- und Zweidrahtbetrieb

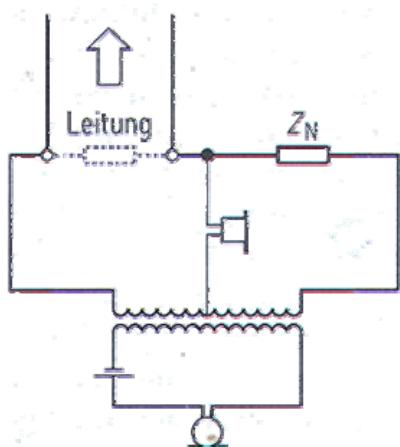
Für ein Gespräch sind zwei Paare Hin- und Rückleiter erforderlich. Man bezeichnet dies als **Vierdrahtbetrieb**.

In der Praxis werden Sprech- und Hörkapsel in Serie geschalten, wodurch sich die Anzahl der Leitungen halbiert. Man spricht vom **Zweidrahtbetrieb**.

7.1.2 Rückhördämpfung

Hier wird zur Widerstandsanpassung ein Übertrager benötigt.

Um sich nicht selbst im Telefon sprechen zu hören, verwendet man eine Brückenschaltung zur **Rückhördämpfung**.

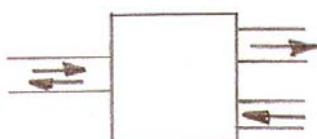


...Brückenschaltung für Rückhördämpfung, Freyer Seite 263

Z_N ...Leitungsnachbildung (Ist der Widerstand gleich der Leitungsimpedanz, erfolgt kein Rückhören)

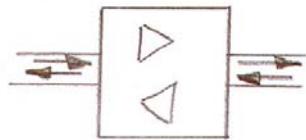
Da Telefonsysteme auch bei Stromausfall funktionieren sollten, werden die Telefonapparate zentral von der Telefongesellschaft versorgt.

7.1.3 Gabelschaltung



Eine Gabelschaltung fasst eine 4-Draht-Leitung auf eine 2-Draht-Leitung zusammen. (in der Brückenschaltung integriert)

7.1.4 Zweidrahtverstärker



Mit einem Zweidrahtverstärker werden schwache Signale wieder verstärkt. Dafür müssen die Richtungen getrennt werden (mit einer Gabelschaltung), diese werden dann verstärkt und wieder zusammengeführt.

7.1.5 Vermittlung

Früher wurde von Hand vermittelt (Steckpulte), später per Wählvermittlung.
Um wählen zu können, muss man den Hörer abheben (GU schließt).

GU...Gabelumschalter

7.1.5.1 Impulswahl-Verfahren (IWV)

Bei alten Wahlscheibentelefonen wurde die Scheibe aufgezogen und je nach Stellung beim Rücklauf unterschiedlich viele Impulse gesendet (mit dem Kontakt nsi, weiter aufziehen bedeutet mehr Impulse).

Damit die Impulse nicht zur Hörmuschel gelangen, wird ein Schalter (nsa) eingebaut.

nsi...Nummerscheibenimpulskontakt
nsa...Nummerscheibenarbeitskontakt

7.1.5.2 Mehrfrequenzwahl-Verfahren (MFV)

Hier werden die Ziffern über eine Tastatur eingegeben. Ein Tastendruck löst jeweils zwei Frequenzen aus.

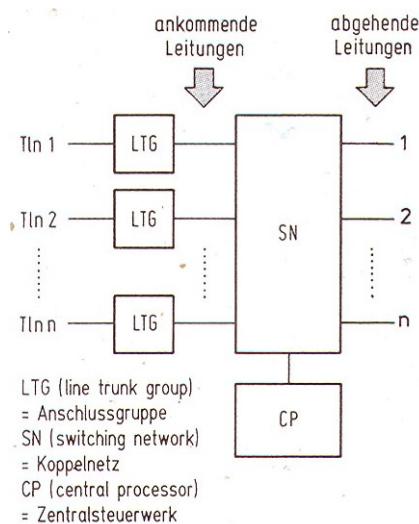
DTMF...Dual Tone Multi Frequency

DTMF-Generator und Decoder gibt es als ICs.

7.1.5.3 Digitale Vermittlung

Bei der digitalen Vermittlung wird ein Koppelnetz (SN, Switching Network) von einem zentralen Rechner (CP, Central Processor) gesteuert.

Die jedem Teilnehmer zugeordnete Teilnehmerschaltung (Einschubkarte) muss mehr können, als beim analogen System. Man bezeichnet sie als LTG (Line Trunk Group).



Elektronisches Wählsystem (EWS)
Freyer, Seite 271

7.1.5.4 Netzhierarchie

Die Vermittlungsstellen sind in eine Hierarchie eingegliedert. Ist der gewünschte Anschluss nicht innerhalb einer Einheit, wird die Vermittlung an die nächst höhere Instanz übergeben.

Ebenen:

- OVSt (Ortsvermittlungsstelle)
- EVSt (Endvermittlungsstelle)
- KVSt (Knotenvermittlungsstelle)
- HVSt (Hauptvermittlungsstelle)
- ZVSt (Zentralvermittlungsstelle)

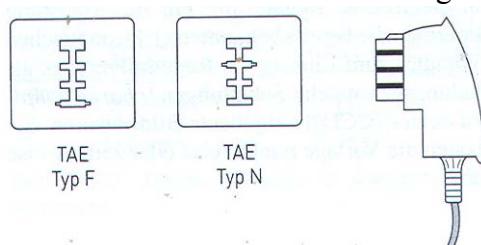
Da allerdings vermutlich viele Personen täglich Gespräche zwischen Salzburg und Graz führen, wäre es unwirtschaftlich, diese Gespräche immer in der Hierarchie hinauflaufen zu lassen. Man führt deshalb Querleitungen ein, die unterschiedliche Hierarchieebenen miteinander verbinden. So würde in diesem Fall eine Direktverbindung von der Stadt Salzburg nach Graz Sinn ergeben.

7.1.6 TAE

TAE (Telekommunikations-Anschlusseinrichtung) ist eine standardisierte Steckverbindung für den Telefonanschluss.

Man unterscheidet 2 Typen:

- **TAE Typ F**
für Telefone
- **TAE Typ N**
für alle anderen Geräte (Telefax, ...)



Freyer, Seite 275

7.2 Vermittlung und Übertragung im Schmalband-ISDN

ISDN...Integrated Services Digital Network

Bezeichnung	Bitrate
Basiskanal 1 (B ₁ -Kanal)	64 kBit/s
Basiskanal 2 (B ₂ -Kanal)	64 kBit/s
Datenkanal (D-Kanal)	16 kBit/s
Basisanschluss	144 kBit/s

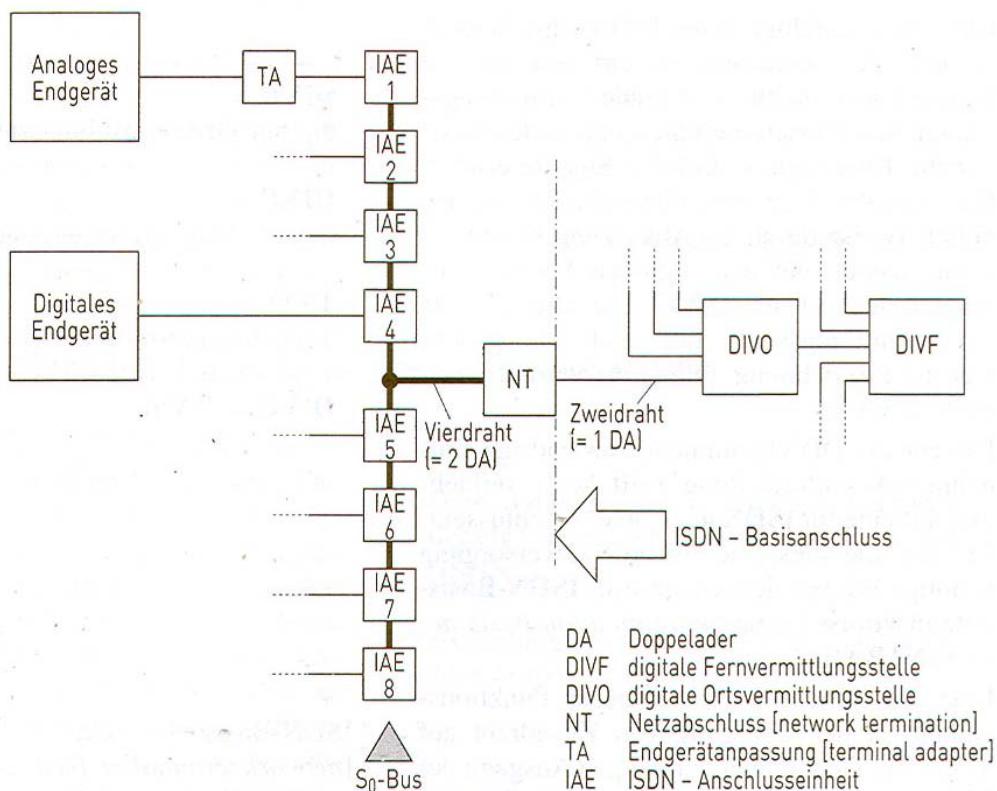
Beide Basiskanäle können gleichzeitig genutzt werden, der D-Kanal dient zu Steuerung.

DIVO...digitale Ortvermittlungsstelle

DIVF...digitale Fernvermittlungsstelle

TVSt...Teilnehmervermittlungsstelle (andere Bezeichnung für DIVO)

Die ISDN-Stecker sind ebenfalls normiert (RJ-45, ISO 8877), analoge Geräte können über einen Terminaladapter (TA) angeschlossen werden. Der Anschluss von bis zu 8 Geräten ist möglich.



Funktionsprinzip des ISDN, Freyer Seite 280

Beim ISDN Telefon kann die obere Grenzfrequenz von 3,4kHz auf 7kHz erhöht werden. Reine Datenübertragung (Internet) über ISDN ist über einen oder beide Basiskanäle möglich. Im Bedarfsfall kann auch der D-Kanal verwendet werden.

7.2.1 Möglichkeiten beim Telefonieren mit ISDN

ISDN bietet viele Möglichkeiten, die das Standardtelefonnetz nicht beherrscht:

- **Rufnummeranzeige**
- **Anklopfen**
Ein zweiter Anruf wird angezeigt, wenn bereits eine Verbindung zu einem Teilnehmer besteht.
- **Dienstwechsel**
Während einer Verbindung kann zwischen verschiedenen Diensten gewechselt werden.
- **Endgerätewechsel**
Während einer Verbindung können die Endgeräte gewechselt werden.
- **Parken**
Aufrechterhaltung einer Verbindung für einen Anschlusswechsel.
- **Rufumleitung**
- **Anrufweiterschaltung**
- **Gebührenanzeige**
- **Makeln**
Es kann zwischen zwei aufgebauten Verbindungen umgeschaltet werden.
- **Konferenzschaltung**
- **Sperren**
Rufnummern können gesperrt werden
- **Geschlossene Benutzergruppe (GBG)**
(engl. CUG, Closed user Group)
Beschränkung der Teilnehmer

7.2.2 S₀-Bus

Da bei ISDN mehrere Geräte (bis zu 8) angeschlossen werden können, würden durch einen Anruf alle Geräte angesprochen werden. Als Lösung verwendet man den S₀-Bus.

Man teilt einem ISDN-Anschluss mehrere Nummern zu, die hintere Nummer (meist eine Stelle) dient der Geräteauswahl (Endgeräteauswahlziffern, EAZ).

Man spricht von Mehrfach-Rufnummern (MSN, Multiple Subscriber Number), da bis zu zehn beliebige Nummern möglich sind.

7.2.3 Primärmultiplexanschluss

Im Gegensatz zum Basisanschluss beinhaltet ein Primärmultiplexanschluss 30B-Kanäle, 1 D-Kanal und einen S-Kanal (Synchronisierung). Dies ergibt eine Gesamtbirate von 2,048 MBit/s. → **PCM30**

Ein Primärmultiplexanschluss benötigt eine Vierdrahtleitung (Basisanschluss eine Zweidrahtleitung).

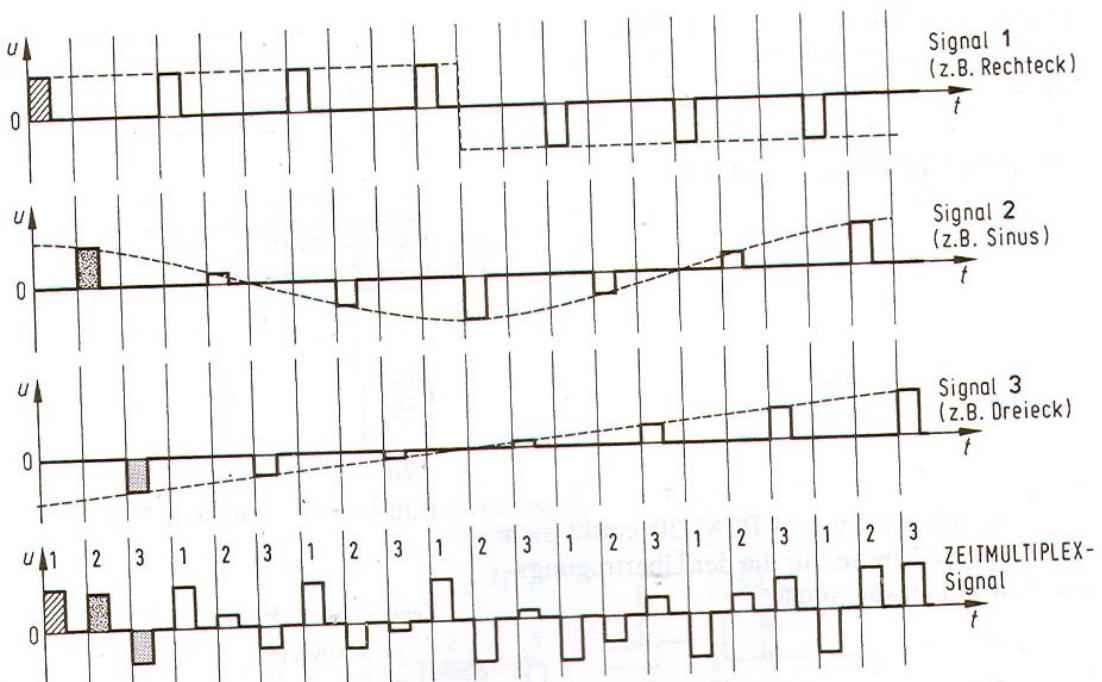
Das Protokoll für die Steuerung mit dem D-Kanal ist SS7 (Signaling System 7).

7.3 PCM30

PCM...Pulsecodemodulation

Beim PCM30 handelt es sich um ein Zeitmultiplexverfahren, welches zur Übertragung von bis zu 30 Telefongesprächen gleichzeitig verwendet werden kann.

Zeitmultiplex bedeutet hier, dass die einzelnen Eingangssignale (Sprache) nur zu bestimmten Zeitpunkten abgetastet werden (der ADC wird umgeschaltet) und dann zu einem Signal zusammengefasst werden.



Da in der Telefonie eine obere Grenzfrequenz von 3,4kHz verwendet wird, wird eine Abtastfrequenz von 8kHz verwendet. (Abtasttheorem: Doppelte Abtastfrequenz → mind. 6,8kHz)

Daraus ergibt sich eine Rahmendauer von $t = \frac{1}{8\text{kHz}} = 125\mu\text{s}$.

Im System sind 32 Kanäle vorgesehen (30 Datenkanäle + 2 Steuerleitungen).

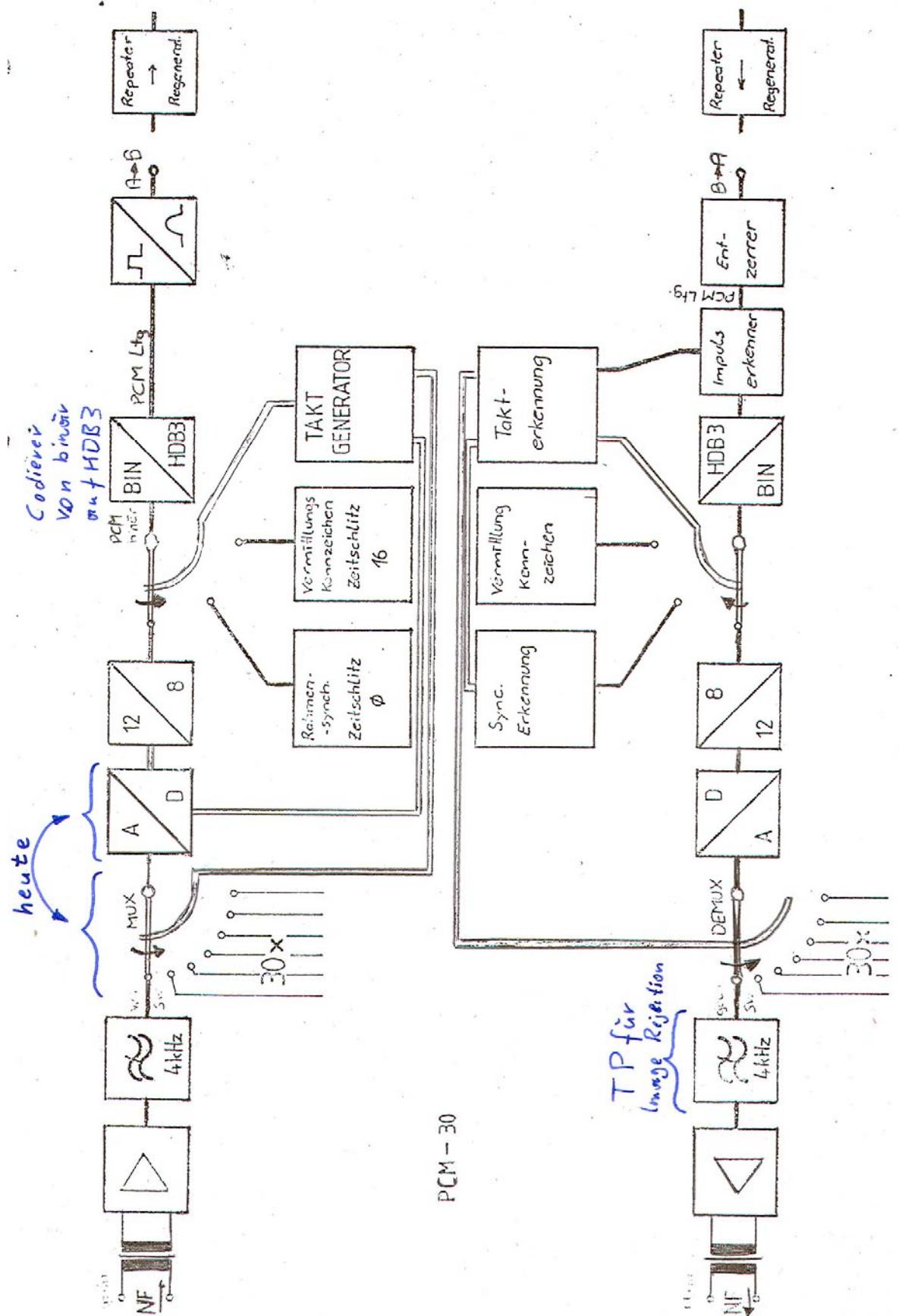
→ Für jeden Kanal stehen $\frac{125\mu\text{s}}{32} = 3,9\mu\text{s}$ zur Verfügung.

Ein Kanal besteht wiederum aus 8 Bit, was eine Bitdauer von $\frac{3,9\mu\text{s}}{8} = 487,5\text{ns}$ ergibt.

$$V_{PCM30} = f_A \cdot N_{Codewort} \cdot N_{Kanal} = 8\text{kHz} \cdot 8\text{Bit} \cdot 32 = 2,048\text{MBit/s}$$

Aus den 8Bit folgt ein Zahlenbereich von -127 bis +127 (1 Bit für das Vorzeichen).

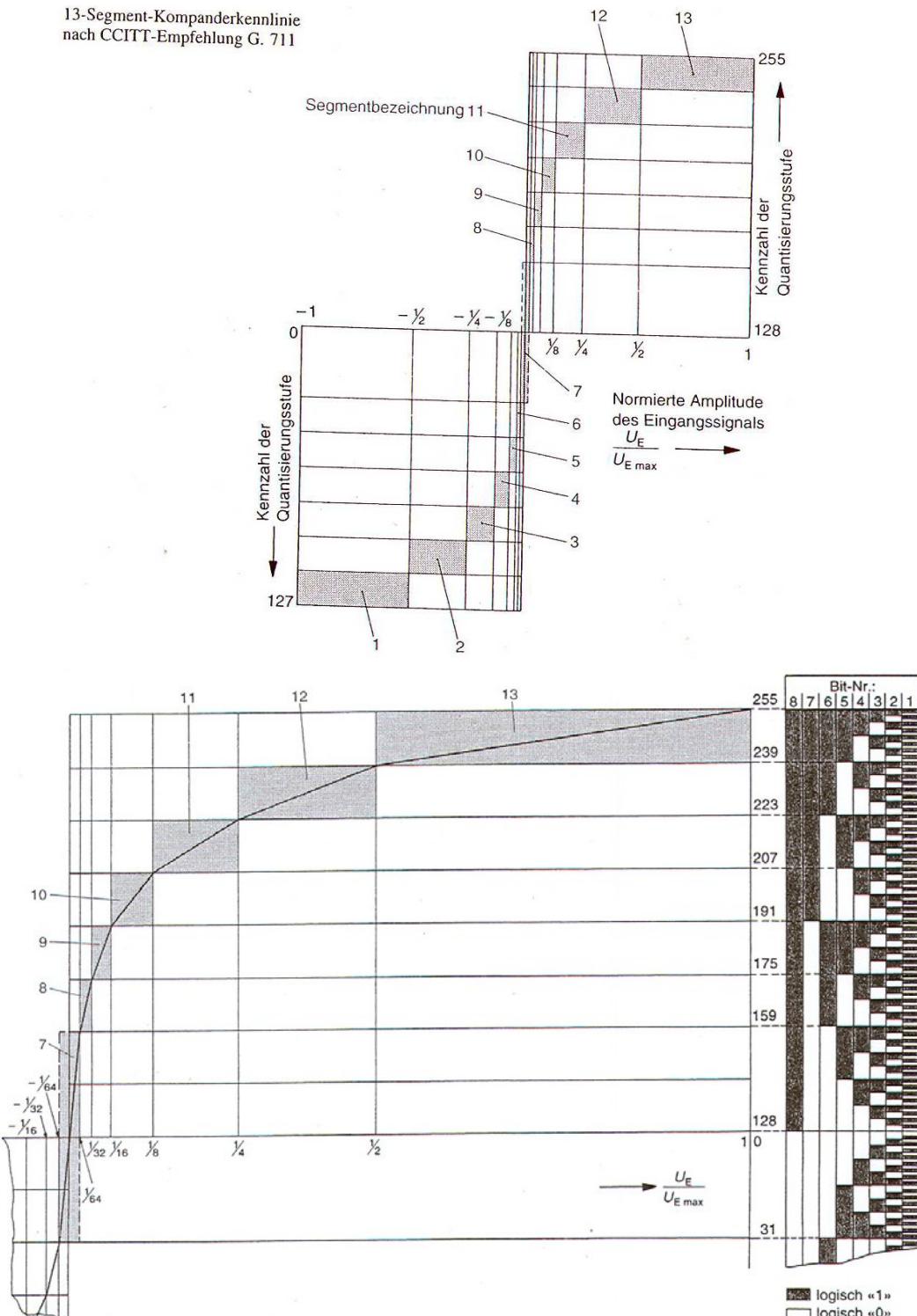
7.3.1 Blockschaltbild PCM30 Modulierung



7.3.2 Kompander

Das digitale Signal wird komprimiert. Die Überlegung dabei ist, dass der Signal zu Rauschabstand (SNR) bei jeder Amplitude gleich groß sein soll (Hier ist vor allem das Quantisierungsrauschen des ADC gemeint.). Große Amplituden müssen also nicht genau übertragen werden, kleinere hingegen schon.

Die Komprimierung von 12Bit auf 8Bit ergibt einen Kompandergewinn von 4Bit.

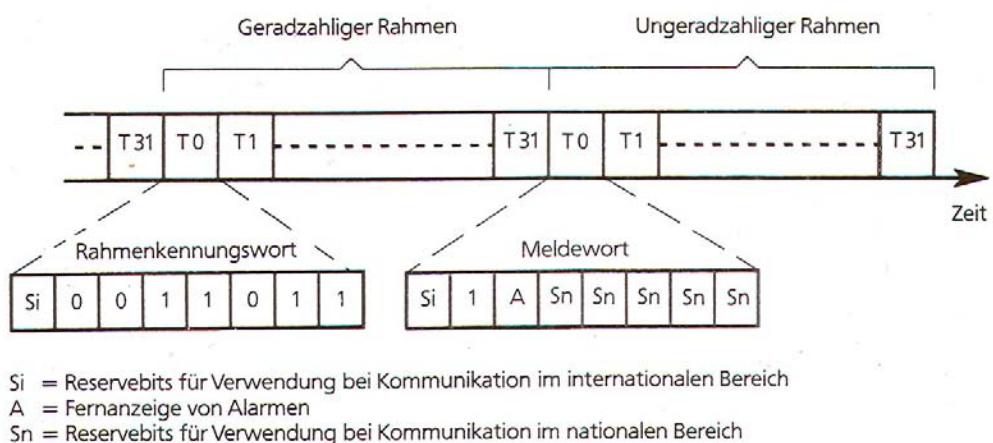


Aus dieser Grafik ist gut ersichtlich, dass sich die logischen Zustände im unteren Bereich öfter ändern. Jeder Bereich enthält 16 Quantisierungsstufen, der Bereich 7 jedoch 32.

7.3.3 Synchronisationskanal

Der Zeitschlitz 0 wird als Synchronisationskanal verwendet.

Bei geradzahligen Rahmen wird ein FAS (Frame-Alignment Signal) eingefügt, dieses wird auch als Rahmenkennungswort bezeichnet. Alarme und ähnliches werden in ungeraden Rahmen übertragen (Meldewort).



7.3.4 Zeichengabekanal und Überrahmenstruktur

Zusätzlich zu den Nutzdaten müssen auch Informationen zur Steuerung und Überwachung der Telefonkanäle übertragen werden.

Für die Übertragung wird der Zeitschlitz 16 verwendet.

Da der Zeitschlitz 16 allerdings nur 8 Bits hat und mit diesen die gesamten Steuerungsinformationen der 30 Datenkanäle übertragen werden muss, teilt man die Informationen auf mehrere Rahmen auf, man spricht von sog. Überrahmen.

Beim PCM30 sind für jeden Datenkanal 4 Signalisierungsbits vorgesehen pro Überrahmen vorgesehen. → Bei 8 Bit

pro Rahmen und 4 Bit pro

Datenkanal lassen sich in

einem Rahmen die

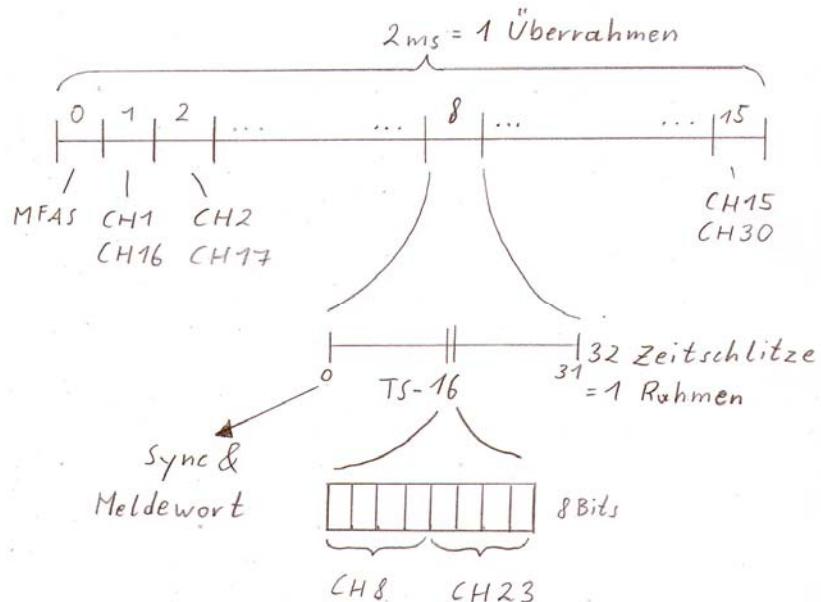
Signalisierungsdaten für 2

Datenkanäle unterbringen.

→ Bei 30 Datenkanälen

dauert ein Überrahmen 15

Rahmen. = 2ms



Die Steuerungsinformationen für die Datenkanäle werden jedoch nicht in der normalen Reihenfolge gesendet. Zuerst werden die Informationen für CH1 und 16 gesendet, dann 2 und 17, 3 und 18 usw.

Datenrate für die Signalisierung pro Kanal?

$$r = \frac{4\text{Bit}}{2\text{ms}} = 2\text{kBit/s}$$

Obwohl 4 Bit pro Überrahmen nicht viel erscheinen, sind für die Signalisierung pro Datenkanal doch 2kBit/s vorgesehen.