

# **Nachrichtenübertragungs- – und Kommunikationstechnik**

## **Vorlesung**

*Prof. Dr.-Ing. R. Maschen*

**Mitschrift A. Hagedorn**

**WS 1999/2000 und SS 2000**

**Keine Gewähr auf Vollständigkeit und Richtigkeit !!!**

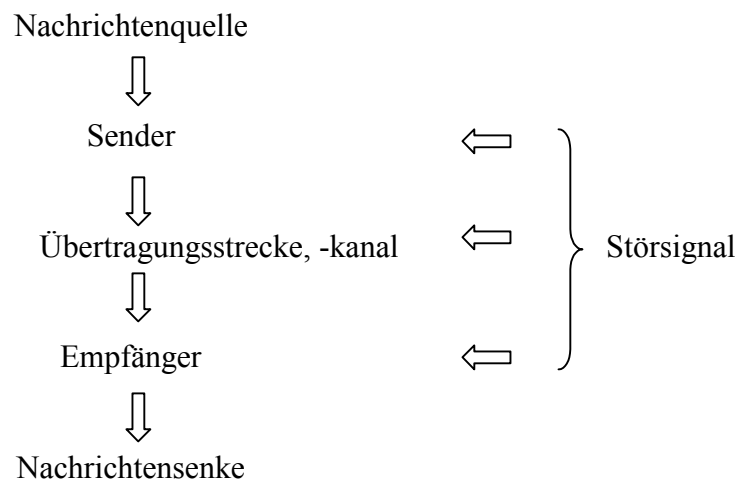
Nachrichtenübertragungs –	1
und Kommunikationstechnik	1
2. Nachrichtenübertragung	4
2.1 Das Übertragungssystem	4
2.2 Modulation	5
3. Signalbeschreibung im Zeit und im Frequenzbereich	6
3.1 Die harmonische Schwingung	7
3.2 Das Spektrum einer periodischen Zeitfunktion	7
3.3 Das Spektrum einer aperiodischen Zeitfunktion	7
3.5 Die Übertragungsfunktion	8
3.6 Der Übertragungskanal	8
3.6.1 Systeme mit linearer Phase	8
4. Das Zufallssignal	9
4.1.3 Die Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktion	9
4.1.4 Erwartungswert einer Zufallsvariablen	9
4.2 Der Zufallsprozess	10
4.2.1 Scharmittelwerte und Zeitmittelwerte von Zufallsprozessen	10
4.2.2 Stationarität und Ergodizität eines Zufallsprozesses	11
4.3 Die Gaußverteilung	11
5 Modulation eines sinusförmigen Trägers durch ein analoges Modulationssignal	11
5.1 Die Amplitudenmodulation (AM)	13
5.1.1 Hüllkurvendemodulation	15
5.1.2 Synchrondemodulation	16
5.1.6 AM und Rauschen	17
5.2 Die Frequenzmodulation (FM)	18
5.2.1 Bandbreite eines sinusförmig modulierten FM-Signals	19
5.2.5 FM Demodulation	20
5.2.6 FM und Rauschen	20
5.3 Phasenmodulation (PM)	23
6 Abgetastete und diskrete Signale	23
6.1 Abtastung im Zeitbereich	23
6.2 Abtastung im Frequenzbereich	25
6.3 Diskrete Signale	25
7 Modulation eines pulsförmigen Trägers durch analoges Modulationssignal	26
7.1 Pulsamplitudenmodulation (PAM)	26
7.2 Pulsephasenmodulation (PPM)	28
7.3 Pulsdauermodulation	28
8 Die Pulsmodulation (PCM)	28
8.1 Generierung eines PCM-Signals	28
8.2 Kompression eines PCM-Signals	30
8.6 Pulsmodulation und Rauschen	31
8.7 Die Differenzpulsmodulation (DPCM)	32
8.8 Die Deltamodulation (DM)	33
8.8.1 Adaptive Deltamodulation (ADM)	33
8.8.2 Continuously Variable Shape Delta Modulation (CVSD)	33
9 Modulation eines sinusförmigen Trägers durch ein digitales Modulationssignal	33
9.1 Die Amplitudenumtastung (ASK)	34

9.1.1 ASK-Modulation und Rauschen.....	35
9.2 Die Frequenzumtastung (FSK).....	36
9.2.1 FSK-Modulation und Rauschen .....	38
9.2.2 Frequenzumtastung mit kontinuierlichem Phasenverlauf .....	38
9.2.3 Minimum Shift Keying (MSK) .....	38
9.2.3.1 Binäre Frequenzumtastung.....	38
Leistungsdiagramm zweiter Art (Smith-Diagramm).....	39
9.3 Die Phasenumtastung (PSK) .....	42
9.3.1 PSK-Modulation und Rauschen .....	43
9.3.2 Die differentielle Phasenumtastung (DPSK).....	43
9.4 Mehrstufige Modulationsverfahren .....	43
9.4.1 Die mehrstufige Phasenmodulation.....	44
9.4.3.1 Phasenzustandsdiagramm.....	45
1. ASK (On Off Keying OOK).....	45
2. BPSK.....	45
3. QPSK.....	46
4. Offset-QPSK (OQPSK).....	47
5. $\pi/4$ -QPSK .....	48
6. Minimum Shift Keying (MSK) .....	49
9.4.4 Die Quadraturamplitudenmodulation (QAM).....	50
10 Modulation, Multiplexing und Multiple Access.....	53
10.1 Multiplexing .....	53
10.1.1 Frequency-Division-Multiplexing (FDM).....	53
10.1.2 Time-Division-Multiplexing (TDM).....	53
10.2 Multiple-Access.....	53
10.2.1 Frequency-Division-Multiple-Access (FDMA) .....	53
10.2.2 Time-Division-Multiple-Access (TDMA) .....	53
10.2.3 Space-Division-Multiple-Access (SDMA).....	53
10.2.4 Code-Division-Multiple-Access (CDMA) .....	54
10.3 Aktuelle zukünftige Anwendungsstandards? .....	54
10.4 GSM.....	55
10.4.2 Radiolink Aspects.....	55
10.4.3 Multiple Access and channel structure.....	56
10.4.4 Traffic Channels .....	57
10.4.5 Speechcoding.....	57
10.4.6 Channelcoding and subjective testing .....	58
10.4.8 Physical Channels.....	58
10.4.9 Multipath Equalization .....	59
10.4.11 Discontinuous Reception.....	59
10.4.12 Multiple Access Communication.....	59

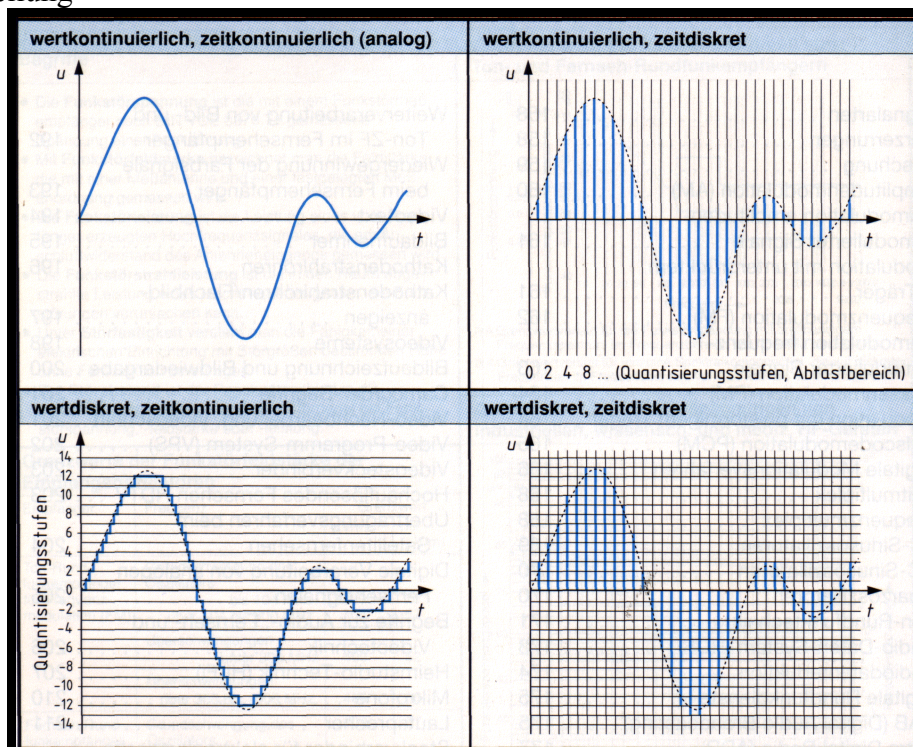
Literaturverweis:  
Modulationsverfahren J. Johann Springer Verlag

## 2. Nachrichtenübertragung

### 2.1 Das Übertragungssystem



Signaleinteilung



Signale bei der Nachrichtenübertragung:

Nutzsignal: Ein Nutzsignal ist das Signal, welches die Nachricht beinhaltet.  
Im allgemeinen sind Signale Funktionen der Zeit.  
Die Signale sind zeitkontinuierlich oder zeitdiskret.

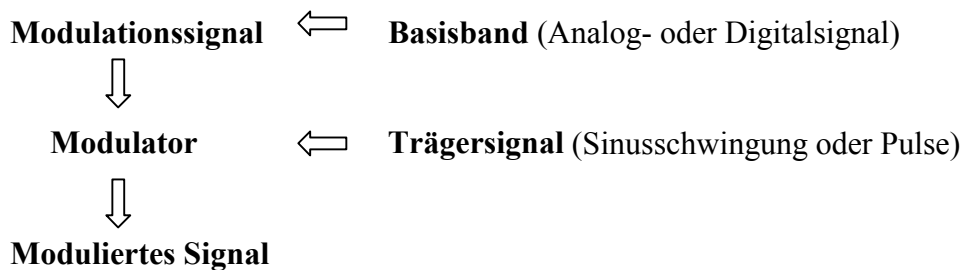
Zeitdiskrete Signale entstehen aus einem zeitkontinuierlichem Signal durch Abtastung.  
 Die Größe zur Darstellung einer Nachricht nennt man Signalparameter.  
 Die Signalparameter wertkontinuierlich oder wertdiskret.  
 Wertdiskrete Signale entstehen aus einem wertkontinuierlichem durch Quantisierung.

Analog = unendlich viele Werte  
 Digital = ein bestimmter Zeichenvorrat

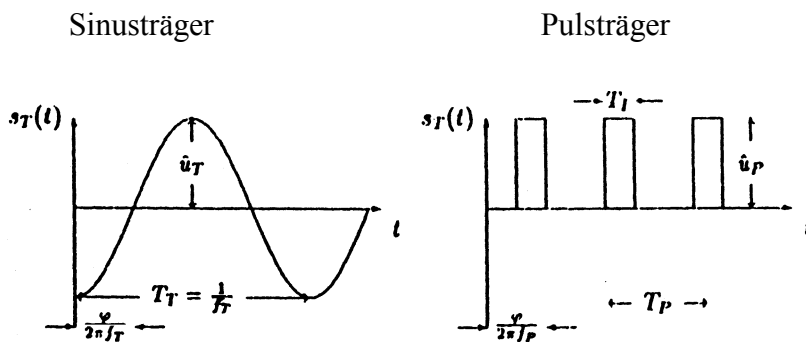
Störsignale (z.B.: Signal)  
 Deterministische Störer (z.B.: Sinus)  
 (*sauber bestimmbar*)  
 stochastische Störer (z.B.: Rauschen)

Analogsignale sind stör anfälliger als Digitalsignale. Bei Digitalsignalen wird der endliche Zeichenvorrat erweitert, um die Nachrichten störresistent zu machen. (→Redundanz<sup>1</sup>, →Leitungscodierung)

### 2.2 Modulation



Trägersignale und ihre Signalparameter

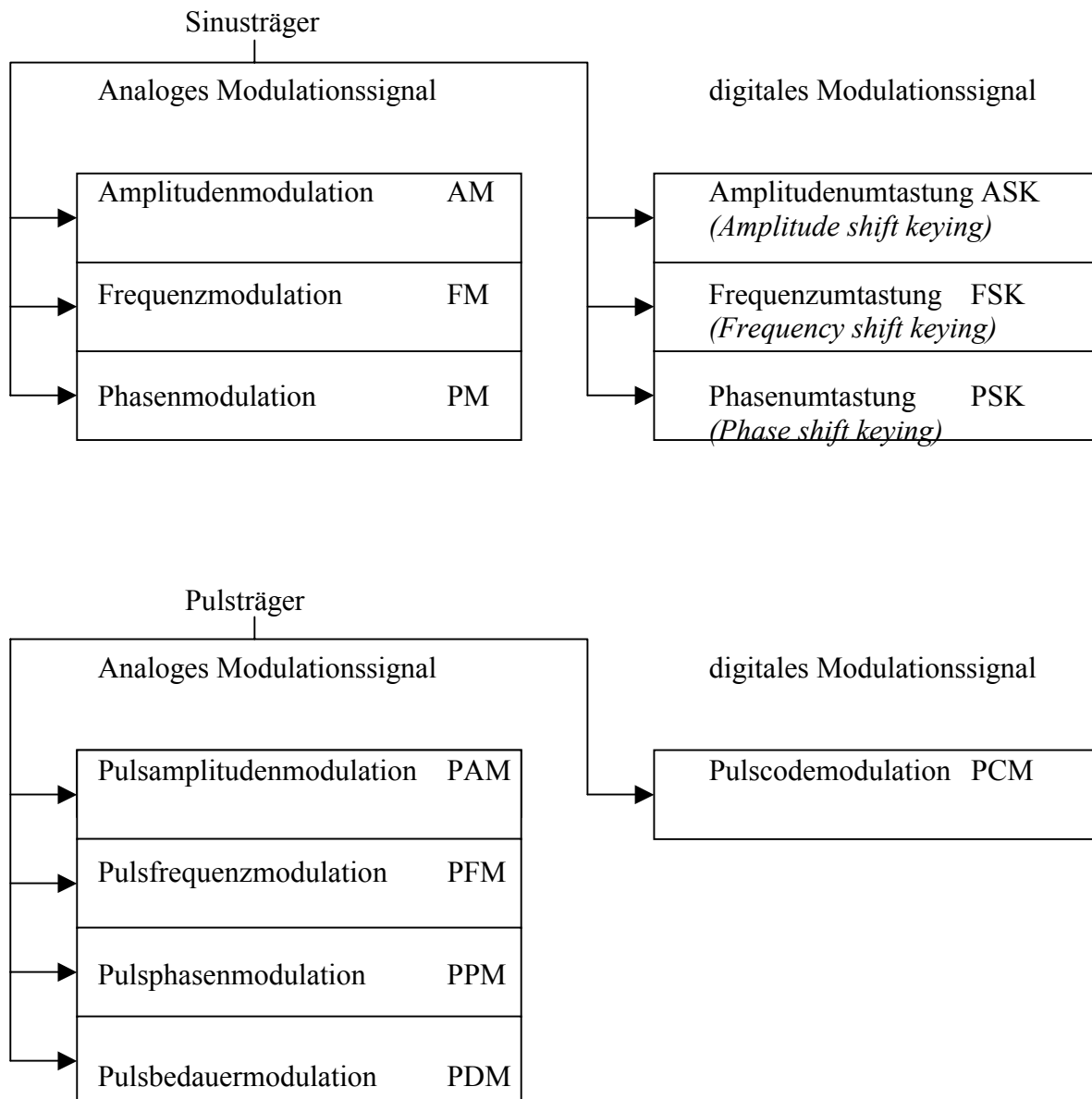


Amplitude  $\hat{u}_T$   
 Periode/Frequenz  $T_T / f_T$   
 Phasenwinkel  $\varphi$

Amplitude  $\hat{u}_P$   
 Periode/Frequenz  $T_P / f_T$   
 Phasenwinkel  $\varphi$   
 Impulsdauer/-pause  $T_I / T_P$

<sup>1</sup> überflüssige Elemente in einer Nachricht, die keine zusätzl. Information liefern, sondern nur die beabsichtigte Grundinformation stützen

Klassifizierung der Modulationsverfahren



06.10.1999

### 3. Signalbeschreibung im Zeit und im Frequenzbereich

- harmonische Schwingung<sup>2</sup>
- Fourierreihe für die spektrale Darstellung von periodischen Signalen<sup>3</sup>
- Fouriertransformation zur Frequenzanalyse endlicher aperiodischer Signale

<sup>2</sup> Schwingung, deren Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches einer Grundschwingung

<sup>3</sup> regelmäßig auftretend, wiederkehrend (Gegenteil: aperiodisch)

### 3.1 Die harmonische Schwingung

$$u(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

nach 2. Additionstheorem [  $\sin(a \pm b) = \sin(a) \cos(b) \pm \cos(a) \sin(b)$  ]

$$\Leftrightarrow u(t) = A \cdot \sin \varphi \cdot \cos(\omega t) + A \cdot \cos \varphi \cdot \sin(\omega t)$$

Euler'sche Formel [  $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$  ]

$$\Rightarrow \sin x = \frac{j}{2} (e^{-jx} - e^{+jx})$$

$$u(t) = j \frac{A}{2} (e^{-j\varphi} e^{-j\omega t} - e^{+j\varphi} e^{+j\omega t})$$

$$= \frac{A}{2} e^{+j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)} e^{-j\omega t} + \frac{A}{2} e^{-j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)} e^{+j\omega t}$$

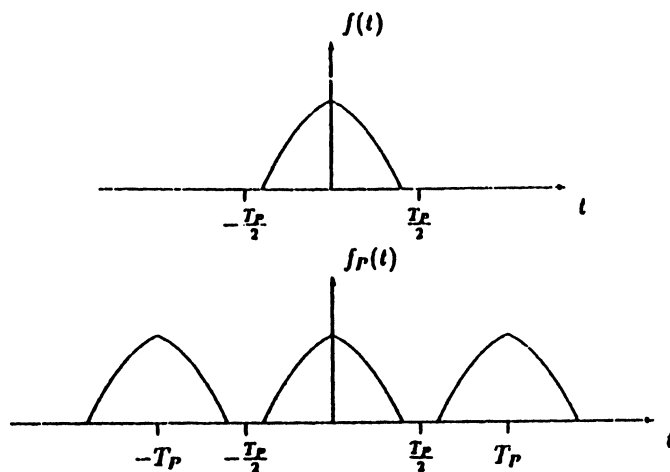
$$\begin{aligned} \underline{A} & \qquad \underline{A}^* \\ u(t) &= \underline{A} \cdot e^{-j\omega t} + \underline{A}^* \cdot e^{+j\omega t} \\ &= 2 \cdot \underline{A} \cdot e^{-j\omega t} \end{aligned}$$

### 3.2 Das Spektrum einer periodischen Zeitfunktion

$$\text{Fourierreihe } f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{A}_n e^{+jn\omega_0 t}$$

$$\text{Komplexe Fourierkoeffizienten } \underline{A}_n = \frac{1}{T_P} \int_{T_P} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

### 3.3 Das Spektrum einer aperiodischen Zeitfunktion



$$f_P(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{A}_n e^{+jn\omega_0 t}$$

$$\underline{A}_n = \frac{1}{T_P} \int_{T_P} f_P(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

jedes beliebige Periodenintervall ist erlaubt

$$\underline{A}_n = \frac{1}{T_P} \int_{T_P} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

f(t) ist zeitbegrenzt

$$\underline{A}_n = \frac{1}{T_P} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

Die Fouriertransformierte  $\underline{F}(\omega)$  von f(t)

$$\text{Fouriertransformationsgleichung } \underline{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{j\omega t} dt$$

### 3.5 Die Übertragungsfunktion

Eigenschaften der Übertragungsstrecke

lineares, zeitinvariantes Netzwerk

Wegen der Zeitinvarianz des Übertragungskanal ist die Form des Ausgangssignals unabhängig von einer zeitlichen Verschiebung des Eingangssignals.

$$\underline{S}_1(t) = \underline{A}_1(\omega_n) e^{j\omega_n t} \quad \text{Eingang}$$

$$\underline{S}_2(t) = \underline{A}_2(\omega_n) e^{j\omega_n t} \quad \text{Ausgang}$$

$$\underline{H}(\omega_n) = \frac{\underline{S}_2(t)}{\underline{S}_1(t)} = \frac{\underline{A}_2(\omega_n) e^{j\omega_n t}}{\underline{A}_1(\omega_n) e^{j\omega_n t}} \quad \text{Übertragungsfunktion}$$

Somit

$$\underline{A}_2(\omega_n) = \underline{H}(\omega_n) \cdot \underline{A}_1(\omega_n)$$

Durch Fourieanalyse gilt

$$\underline{F}_2(\omega) = \underline{H}(\omega) \cdot \underline{F}_1(\omega)$$

Sinusförmiges Eingangssignal

$$\underline{f}_1(t) = \underline{A}_1 e^{-j\omega_n t} + \underline{A}_1^* e^{+j\omega_n t} \quad * = \text{komplex konjugiert (umdrehen Vorzeichen des Imaginärteils)}$$

Ausgangssignal dann

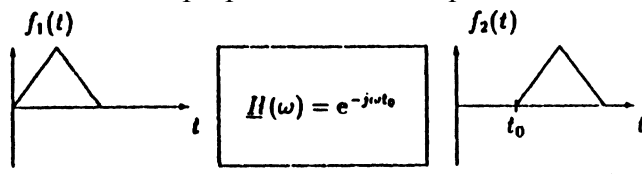
$$\underline{f}_2(t) = \underline{A}_1 \underline{H}(-\omega_n) e^{-j\omega_n t} + \underline{A}_1^* \underline{H}(-\omega_n) e^{+j\omega_n t}$$

### 3.6 Der Übertragungskanal

#### 3.6.1 Systeme mit linearer Phase

Idealfall  $\underline{H}(\omega)$  für alle Frequenzen konstant  $\rightarrow$  nicht erfüllbar

Phasenverlauf proportional der Frequenz



$$f_2(t) = f_1(t-t_0)$$

Wird der Frequenzbereich scharf bei einer Frequenz  $\omega_n$  begrenzt, so spricht man von einem idealen Tiefpass.

$$\underline{H}_{TP}(\omega) = \begin{cases} 1 \cdot e^{-j\omega t} & |\omega| < \omega_G \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Impulsantwort

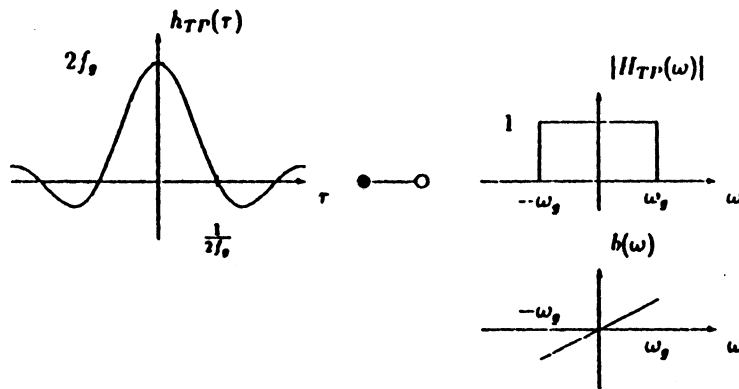
$$h_{TP}(t) = \frac{\omega_G}{\pi} \frac{\sin(\omega_G(t-t_0))}{\omega_G(t-t_0)}$$

$$si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

$$\tau = t - t_0$$

$b(\omega)$ =Phasenverlauf





$\tau=(t-t_0)$   $b(\omega)$ =Phasenverlauf

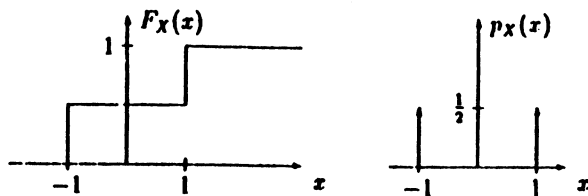
### 4. Das Zufallssignal

Ein Zufallssignal ist ein Signal, dessen Signalwert nicht für jeden beliebigen Zeitpunkt spezifizierbar ist.

Eine Nachrichtenübertragung dient zur Übertragung unbekannter Informationen. Das Zufallssignal ist also das Nutzsignal.

Ein Zufallssignal ist nicht exakt vorhersehbar, seine Eigenschaften können jedoch durch bestimmte Erwartungswerte beschrieben werden. Sein künftiges Verhalten kann mit gewisser Wahrscheinlichkeit vorhergesagt werden.

#### 4.1.3 Die Wahrscheinlichkeitsverteilungsdichtefunktion



Verteilungsfunktion  $F_x(x)$

Verteilungsdichtefunktion  $P_x(x)$

$$P(x) = \frac{dR(x)}{dx}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P(x)dx = F(+\infty) - F(-\infty) = 1 - 0 = 1$$

$$\int_{x_1}^{x_2} P(x)dx = F(x_2) - F(x_1)$$

#### 4.1.4 Erwartungswerte einer Zufallsvariablen

Linearer Erwartungswert oder Mittelwert der Zufallsvariablen x

$$E\{x\} = \int_{-\infty}^{+\infty} xP(x)dx$$

Quadratischer Erwartungswert

$$E\{x^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2P(x)dx$$

Varianz

$$\sigma^2 = E\{[x - E\{x\}]^2\}$$

$$= E\{x^2\} - (E\{x\})^2$$

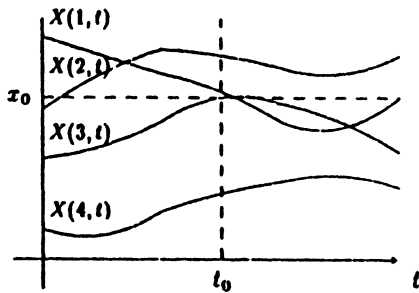
...

$$E\{x^n\}$$

20.10.1999

## 4.2 Der Zufallsprozess

Ausgangssignale identischer Zufallsgeneratoren



Aussage über eine Schar von Zufallssignalen zum Zeitpunkt  $t=t_0$

### 4.2.1 Scharmittelwerte und Zeitmittelwerte von Zufallsprozessen

Scharmittelwert

$$E\{x(t_0)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} xP(x, t_0) dx$$

Quadratischer Erwartungswert

$$E\{x^2(t_0)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 P(x, t_0) dx$$

Varianz

$$\sigma^2(t_0) = E\{x^2(t_0)\} - [E\{x(t_0)\}]^2$$

Autokorrelationsfunktion

$$R_{xx}(t_0, t_1) = E\{x(t_0)x(t_1)\}$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} xy(x, y, t_0, t_1) dx dy$$

zeitlichen Erwartungswerte (linearer Zeitmittelwert)

$$\overline{x(k, t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(k, t) dt$$

Quadratischer Zeitmittelwert

$$\overline{x^2(k, t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x^2(k, t) dt$$

zeitliche Autokorrelationsfunktion

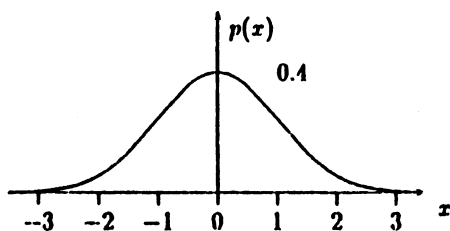
$$R(\tau) = \overline{x(k, t)x(k, t + \tau)}$$

### 4.2.2 Stationarität und Ergodizität eines Zufallsprozesses

Im allgemeinen hängen die Verteilungsdichtefunktion von den gewählten Zeitpunkten ab. Sie können jedoch auch invariant gegenüber einer zeitlichen Verschiebung sein, d.h. die Wahl des Zeitsprungs ist ohne Bedeutung. Diese Zufallsprozesse nennt man stationär. Die Scharmittelwertbildung muss nicht zum gleichen Zeitpunkt  $t_i$  vorgenommen werden. Stimmen die Scharmittelwerte mit dem Zeitmittelwerten überein, so wird der Zufallsprozess ergodisch genannt. Ein ergodischer Prozess ist immer auch stationär.

1.  $E\{X\}$  gibt den Gleichanteil des Prozesses an
2.  $E^2\{X\}$  gibt die Gleichleistung des Prozesses an
3.  $E\{X^2\}$  gibt die Gesamtleistung des Prozesses an
4.  $\sigma^2$  gibt die Wechselleistung des Prozesses an
5. Die Gesamtleistung ergibt sich aus als Summe von Gleich- und Wechselleistung

### 4.3 Die Gaußverteilung



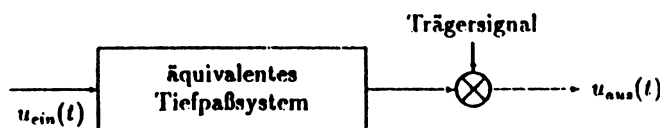
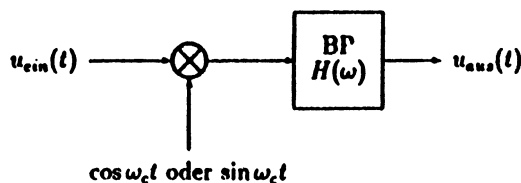
$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-E\{x\})^2}{2\sigma^2}}$$

$$F(x) = \int_{-\infty}^{+x} P(u) du$$

Errorfunktion erf(x)

## 5 Modulation eines sinusförmigen Trägers durch ein analoges Modulationssignal

Blockschaltbild eines Bandpasssystems



Trägerung<sup>4</sup>:  $\cos \omega_c t$

$$U_{aus}(t) = n(t) \cos(\omega_c t) - q(t) \sin(\omega_c t)$$

Trägerung:  $\sin \omega_c t$

<sup>4</sup> c für Carrier (engl. Träger)  
 NÜK-V  
 A.Hagedorn

$$U_{\text{aus}}(t) = n(t) \sin(\omega_c t) + q(t) \cos(\omega_c t)$$

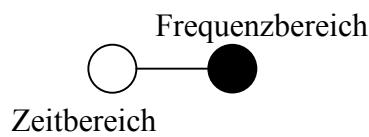
$n(t)$  und  $q(t)$  sind Fourierkorrespondenzen und beschriebenes Schmalbandrauschen

$n(t)$ : Normalkomponente des Bandpasssystems, sie liegt in Phase zur Trägerschwingung

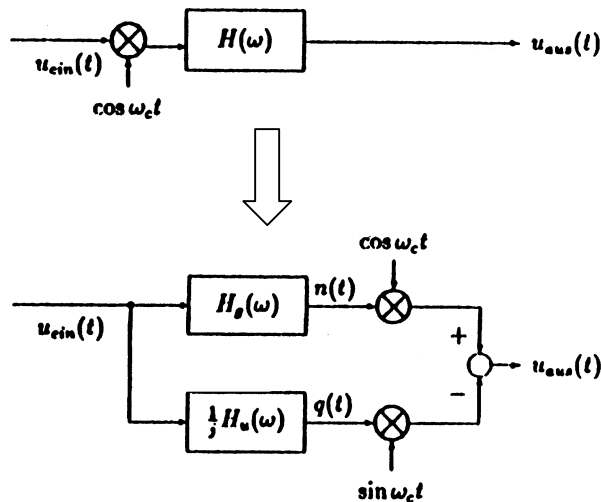
$q(t)$ : Quadraturkomponente, sie weist einen Phasenversatz von  $90^\circ$  zum Träger auf

$$n(t) \xrightarrow{\text{Fouriertransformiert}} U_{\text{ein}} Hg(\omega) = \frac{U_{\text{ein}}(\omega)}{2} [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)]$$

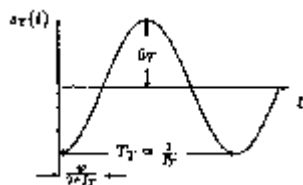
$$q(t) \xrightarrow{\text{Fouriertransformiert}} \frac{1}{j} U_{\text{ein}} Hu(\omega) = \frac{U_{\text{ein}}(\omega)}{2j} [H(\omega + \omega_c) - H(\omega - \omega_c)] \quad 5$$



Umwandlung eines Bandpasssystem in ein äquivalentes Tiefpasssystem



Verfahren zu Modulation eines sinusförmigen Trägersignals durch ein analoges Modulationssignal



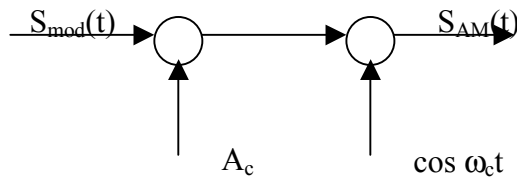
Signalparameter:  
Veränderung von  
Amplitude → Amplitudenmodulation  
Frequenz } → Winkel-  
Phase } modulation

27.10.1999

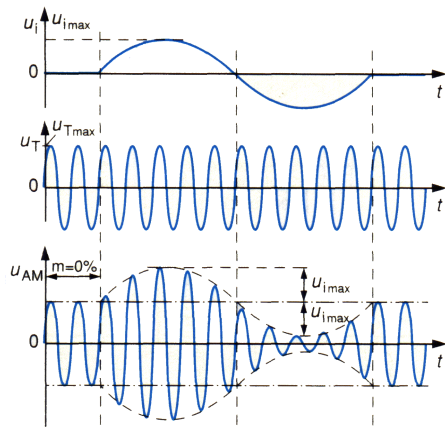
<sup>5</sup> Fouriertransformation

<sup>6</sup>  $q$  = Quadratur  $n$  = Normalkomponente auch Quadraturmodulation (z.B. im Fernseh zur Übermittlung der Farbdifferenzsignale)

### 5.1 Die Amplitudenmodulation (AM)



$$S_{AM}(t) = [A_c + S_{mod}(t)] \cos(\omega_c t)$$

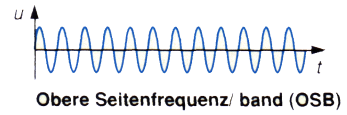
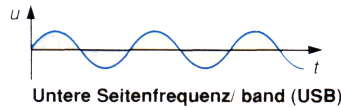
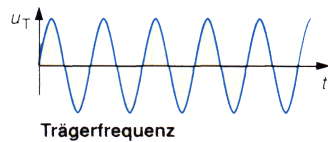


m = Modulationsgrad  
 $\omega$  = Kreisfrequenz der Informationsschwingung  
 $\Omega$  = Kreisfrequenz der Trägerschwingung

$$m = \frac{U_{i\max}}{U_{T\max}}$$

$$U_{AM} = U_{T\max} \sin \omega_c t + \frac{U_{i\max}}{2} \cos(\omega - \Omega) + \frac{U_{i\max}}{2} \cos(\omega + \Omega)$$

Trägerfrequenz
USB
OSB



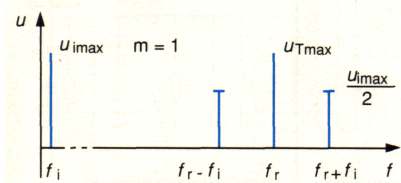
$$A_c + S_{mod}(t) \geq 0$$

Modulationsgrad m ist das Verhältnis:

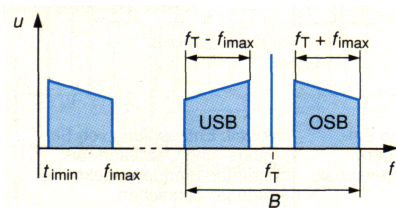
$$0 < m = \frac{|\min S_{mod}(t)|}{A_c} \leq 1$$

$$S_{AM}(\omega) = \frac{1}{2} [A_c 2\pi \cdot \delta(\omega + \omega_c) + A_c 2\pi \cdot \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [S_{mod}(\omega + \omega_c) + S_{mod}(\omega - \omega_c)]$$

$\delta$ =Delta oder Dirac → Bezeichnung eines unendlich schmalen und unendlich hohem Signal



Fouriertransformation vom Zeitbereich in den Frequenzbereich



$B = 2 f_{\max}$   
 $B$ =Bandbreite  
 $f_i$ =Frequenz der Informationsspannung ( $S_{\text{mod}}$ )  
 AM: lineares Modulationsverfahren

3.11.1999

$$S_{AM}(t) = [A_c + S_{\text{mod}}(t)] \cos(\omega_c t)$$

$$\overline{S_{AM}^2(t)} = P_{AM} = \overline{U(t) \cdot I(t)}$$

$$= \overline{[A_c + S_{\text{mod}}(t)]^2 \cos^2(\omega t)}$$

$$= \overline{[A_c^2 + 2 \cdot A_c S_{\text{mod}}(t) + S_{\text{mod}}^2(t)] \cos^2(\omega t)}$$

$$\overline{\cos^2 \omega t} = \frac{1}{2} (\cos 2\omega_c t + 1) = \frac{1}{2}$$

$$\overline{\sin^2(\omega t)} = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2}$$

$$\overline{S_{AM}^2(t)} = \overline{[A_c^2 + S_{\text{mod}}^2(t) + 2A_c S_{\text{mod}}(t)] \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_c t) S_{\text{mod}}(t) \cos(2\omega_c t)}$$

wenn beide unabhängig  $\rightarrow$   $\overline{S_{\text{mod}}(t) \cdot \cos(2\omega_c t)}$   
 $\downarrow$   $\downarrow$   
 $= 0$   $= 0$

$$P_{AM} = (A_c^2 + \overline{S_{\text{mod}}^2(t)}) \frac{1}{2}$$

$$\frac{P_{\text{Seiten}}}{P_{AM}} = \frac{\overline{S_{\text{mod}}^2(t)}}{(A_c^2 + \overline{S_{\text{mod}}^2(t)})} = \frac{m}{m+1} = \frac{1}{2}$$

Bei Eintonaussteuerung

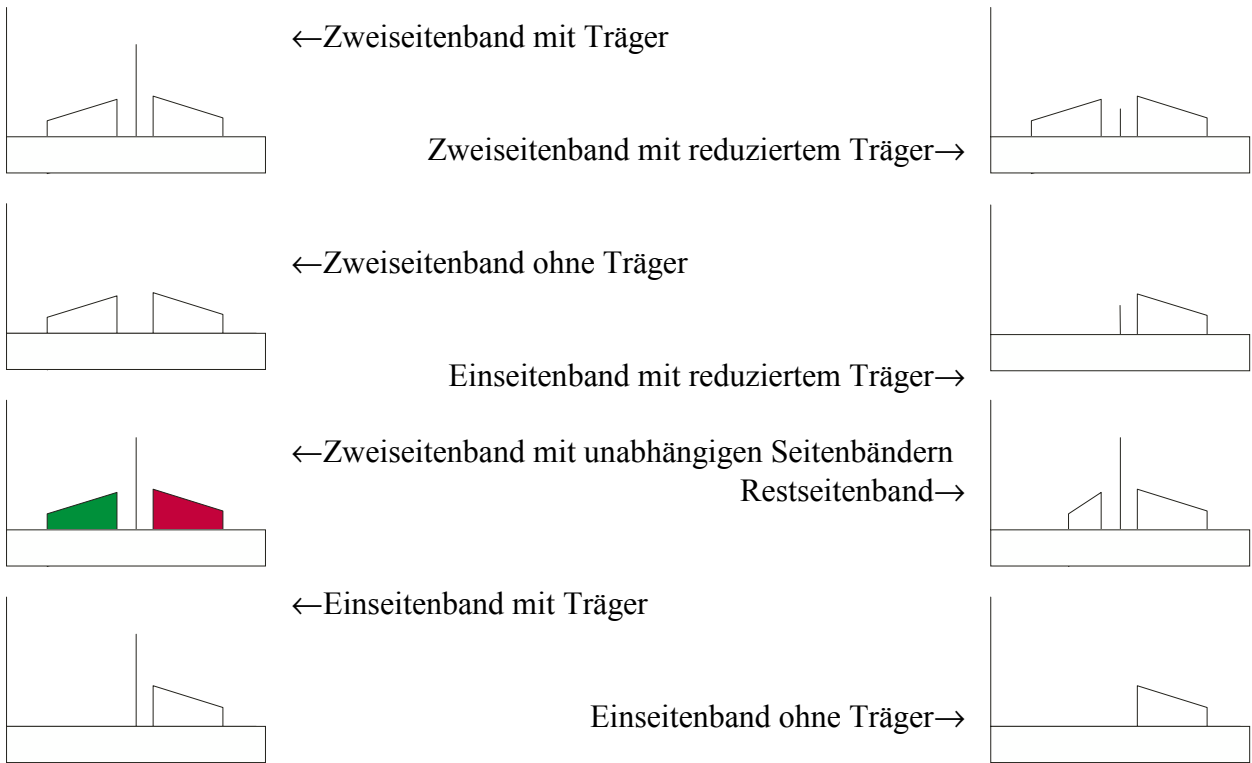
$$S_{\text{mod}}(t) = a \cos \omega_m t$$

$$\overline{S_{\text{mod}}^2(t)} = \frac{a^2}{2}$$

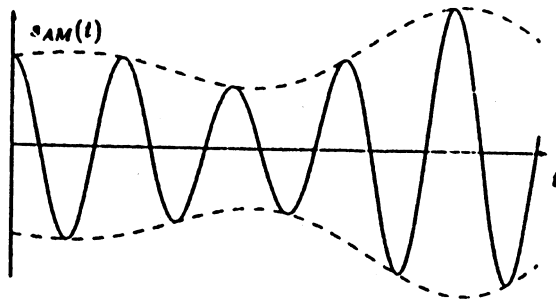
Vollaussteuerung

$$m = \frac{a}{A_c} = 1$$

$$\frac{P_{\text{Seiten}}}{P_{AM}} = \frac{a^2/2}{A_c^2 + a^2/2} = \frac{1}{3}$$

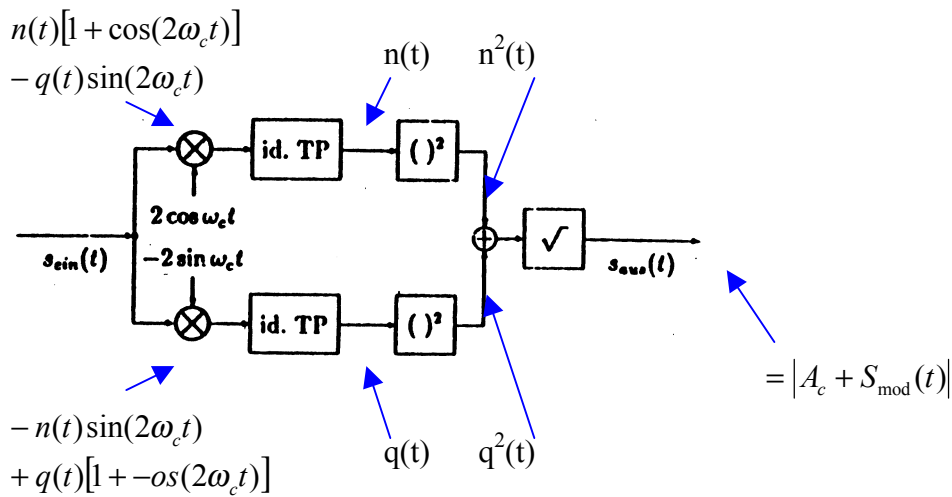


### 5.1.1 Hüllenkurvendemodulation

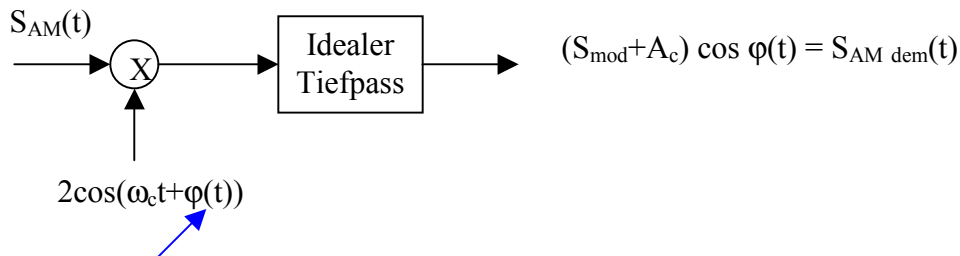
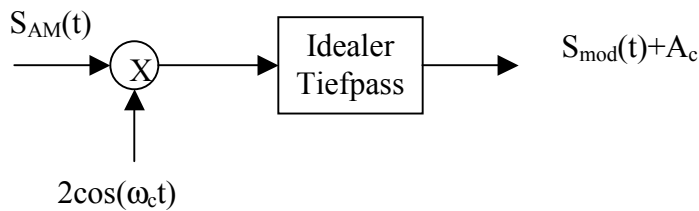


Quadraturdemodulator

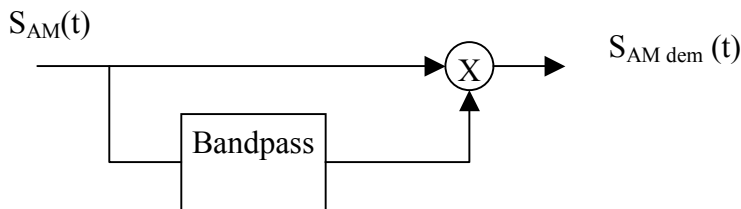
$$\begin{aligned}
 S_{\text{ein}}(t) &= [A_c + S_{\text{mod}}(t)]\cos(\omega_c t + \phi(t)) \\
 &= [A_c + S_{\text{mod}}(t)]\cos\phi(t)\cos(\omega_c t) - [A_c + S_{\text{mod}}(t)]\sin\phi(t)\sin(\omega_c t) \\
 &= n(t)\cos(\omega_c t) - q(t)\sin(\omega_c t)
 \end{aligned}$$



### 5.1.2 Synchrondemodulation



Phase auch gleich Wegdifferenz



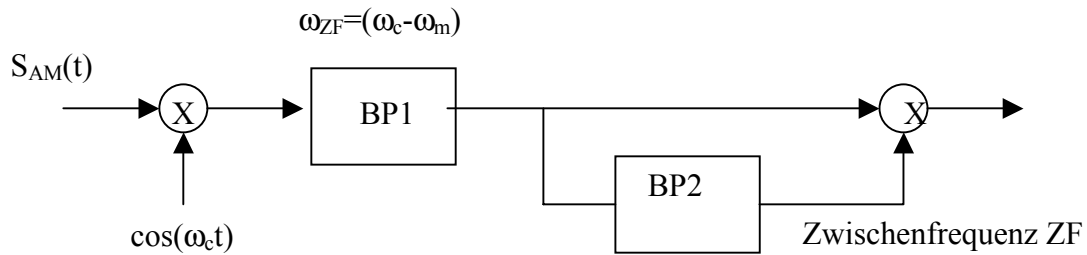
Synchrondemodulation = <sup>7</sup>kohärenter Demodulator  
 Hüllkurvendemodulation = <sup>8</sup>inkohärenter Demodulator

<sup>7</sup> Frequenz und Phase gleich (unveränderliche Phasendifferenz)

<sup>8</sup> Frequenz und Phase statistisch verteilt

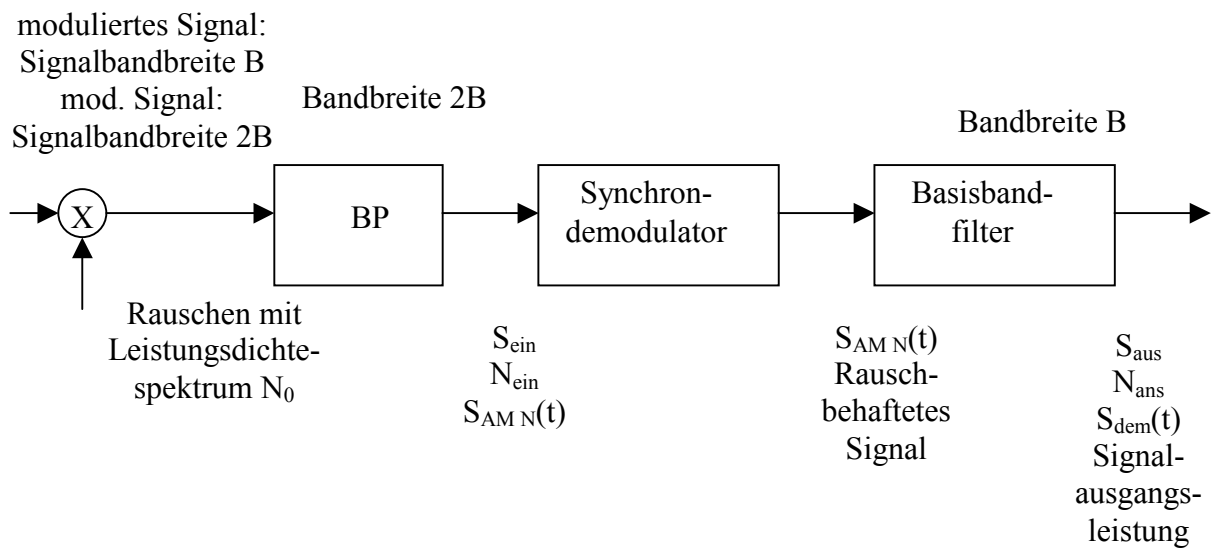


Überlagerungsempfänger



5.1.6 AM und Rauschen

Kohärente Demodulation (AM mit unterdrücktem Träger)



$$S_{AM}(t) = S_{mod}(t) \cos(\omega_c t) + n(t)$$

$$= [S_{mod}(t) + n_c(t)] \cos(\omega_c t) - n_s(t) \sin(\omega_c t)$$

$$N_{ein} = \frac{\overline{n_c^2(t)}}{2} + \frac{\overline{n_s^2(t)}}{2} = 2BN_0 \quad ^9$$

$$S_{ein} = \frac{S_{mod}^2(t)}{2}$$

$$\frac{S_{ein}}{N_{ein}} = \frac{S_{mod}^2(t)}{4BN_0}$$

$$S_{AM\_N\_dem}(t) = S_{AM\_N}(t) 2 \cos(\omega_c t)$$

$$= [S_{mod}(t) + n(t)] [1 + \cos(2\omega_c t)] - n_s(t) \sin(2\omega_c t)$$

$$S_{dem}(t) = S_{mod}(t) + n_c(t)$$

10.11.1999

<sup>9</sup> B=dimensionslos  
 NÜK-V  
 A.Hagedorn

$$\left. \begin{aligned} N_{aus}(t) &= \overline{n_c^2(t)} = 2BN_0 = N_{ein} \\ S_{aus}(t) &= \overline{S_{mod}^2(t)} = 2S_{ein} \end{aligned} \right\} \frac{S_{aus}}{N_{aus}} = \frac{\overline{S_{mod}^2(t)}}{2BN_0}$$

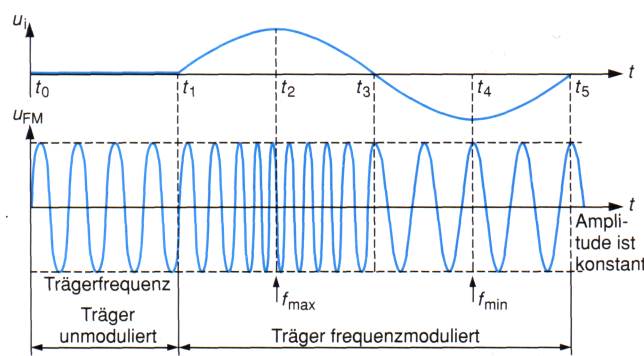
$$\frac{S_{aus}/N_{aus}}{S_{ein}/N_{ein}} = 2 \text{ Detektionsgewinn}$$

korrigierter Detektionsgewinn (Bandbreitenbezogen)=1

AM mit Träger bezogen auf ohne Träger

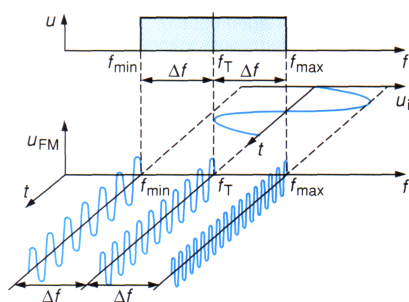
$$\frac{S_{aus}/N_{aus}}{S_{ein}/N_{ein}} = \frac{2 \cdot \overline{S_{mod}^2(t)}}{A_c^2 + \overline{S_{mod}^2(t)}} = \frac{2}{3}$$

### 5.2 Die Frequenzmodulation (FM)

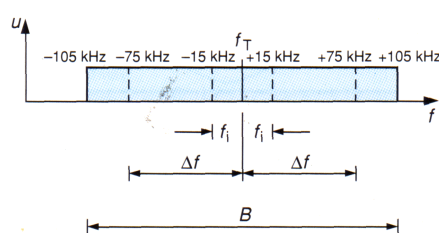


- $u_i$  = Zeichenspannung
- $u_T$  = Trägerspannung
- $u_{FM}$  = Frequenzmodulierte Spannung
- $f_i$  = Informationsspannung
- $f_{imin}$  = minimale Informationsspannung
- $f_{imax}$  = maximal Informationsspannung
- $\omega_i$  = Kreisfrequenz Informationsspannung
- $m$  od.  $\eta$  = Modulationsindex
- $f_T$  = Trägerfrequenz
- $\omega_T$  = Kreisfrequenz der Trägerspannung

$$u_{FM} = \hat{u}_T \sin(\omega_T + m \cdot \sin \omega_i)t \text{ (ohne Berücksichtigung eines Nullphasenwinkels)}$$



- $m$  od.  $\eta$  = Modulationsindex
- $\Delta f_T$  = Frequenzhub
- $f_i$  = Informationsfrequenz
- $m = \frac{\Delta f_T}{f_i}$



- $f_T$  = Trägerfrequenz
- $B$  = Bandbreite
- $\Delta f_T$  = Frequenzhub
- $f_i$  = Informationsfrequenz
- $n$  = natürliche Zahl 1,2,3...
- $B=2(\Delta f_T + n f_{imax})$

FM und Phasenmodulation (PM) ist ein Winkelmodulationsverfahren

$$S_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi(t))$$

Momentanphase

$$\varphi_{mod}(t) = \omega_c t + \varphi(t)$$

Momentanfrequenz

$$\omega_{oom}(t) = \omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$$\varphi_{FM}(t) = \alpha_c \int_{-\infty}^t S_{mod}(\tau) d\tau$$

$\alpha_F$  = Modulationskonstante

$$S_{FM}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \alpha_F \int_{-\infty}^t S_{mod}(\tau) d\tau\right)$$

FM ist ein nicht lineares Modulationsverfahren

Sinusförmiges Modulationssignal

$$S_{mod}(t) = A \cos \omega_{mod} t$$

$$\varphi_{FM}(t) = \alpha_F \frac{a}{\omega_{mod}} \sin(\omega_{mod} t)$$

$$\eta_{FM}(t) = \frac{\alpha_F A}{\omega_{mod}} \text{ Modulationsindex}$$

Ausgangssignal eines Frequenzmodulators

$$S_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \mu \sin(\omega_{mod} t))$$

$$= A_c \operatorname{Re}\left\{e^{j\omega_c t} e^{j\eta \sin(\omega_c t)}\right\}$$

$$\underline{A_n} = \frac{\omega_{mod}}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_{mod}}^{+\pi/\omega_{mod}} e^{j\eta \sin(\omega_{mod} t)} e^{-jn\omega_{mod} t} dt$$

Die Lösung führt zur Zylinderfunktion 1. art n-ter Ordnung, d.h. zur Besselfunktion  $J_n(\eta)$

$$e^{j\eta \sin(\omega_{mod} t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\eta) e^{jn\omega_{mod} t}$$

$$S_{FM}(t) = A_c \operatorname{Re}\left\{e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\eta) e^{jn\omega_{mod} t}\right\}$$

$$= A_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\eta) \cos(\omega_c t + n\omega_{mod} t)$$

$$S_{FM}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\eta) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_{mod}) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_{mod})]$$

### 5.2.1 Bandbreite eines sinusförmig modulierten FM - Signals

$$\overline{S_{FM}(t)^2} = \overline{A_c^2 \cos^2(\omega_c t + \varphi(t))} = \frac{1}{2} A_c^2$$

Leistungsverhältnis  $P_R$

$$P_R = \frac{A_c^2 \sum_{n=-k}^{+k} J_n^2(\eta)}{A_c^2} \quad \begin{matrix} k=1+\eta \\ B=2(1+\eta)f_{mod} \end{matrix}$$

$$\begin{aligned} & \text{NÜK-V} \quad \frac{2}{2} \\ & \text{A.Hagedorn} \\ & = j_0^2(\eta) + 2 \sum_{n=1}^k J_n^2(\eta) \end{aligned}$$

gilt für Eintonmodulation

beliebiges Modulationssignal  $S_{mod}(t)$

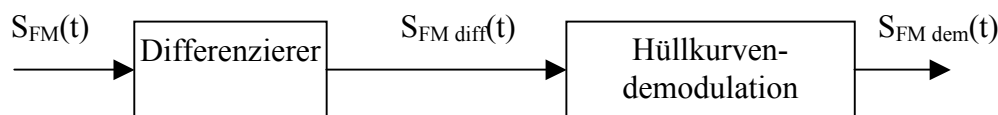
FM - Index  $D (= \eta \text{ bei Einton})$

$$D = \alpha_F \frac{\max |S_{mod}(t)|}{2\pi B_{mod}}$$

Übertragungsbandbreite, Carson Formel

$$B_c = 2(1+D)B_{mod}$$

### 5.2.5 FM Demodulation



FM - Diskriminator

$$S_{FM\_diff}(t) = \frac{dS_{FM}(t)}{dt}$$

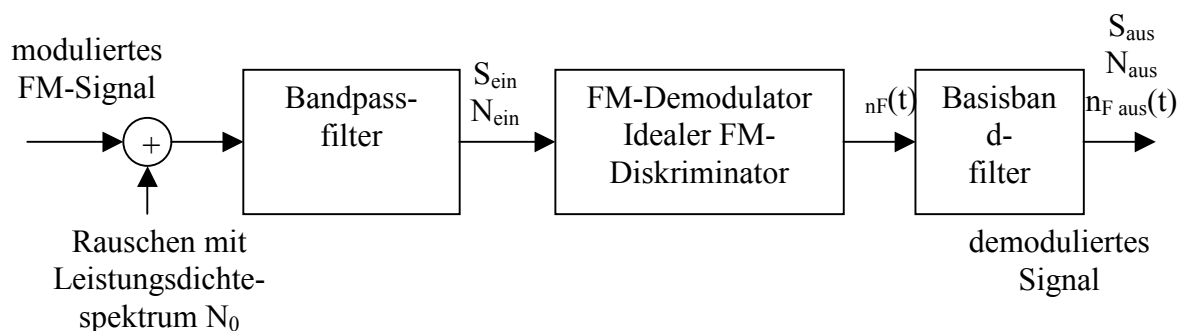
$$= -A_c \sin(\omega_c t + \alpha_F \int_{-\infty}^{+\infty} S_{mod}(\tau) d\tau) \cdot (\omega_c + \alpha_F S_{mod}(t))$$

$$S_{FM\_dem}(t) = A_c (\omega_c t + \alpha_F S_{mod}(t))$$

$$= k_D \alpha_F S_{mod}(t)$$

$k_D$  Diskriminorkonstante

### 5.2.6 FM und Rauschen



$$S_{FM\_N}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \alpha_F \int_{-\alpha}^t S_{mod}(\tau) d\tau) + n_c(t) \cos(\omega_c t) - n_s(t) \sin(\omega_c t)$$

$$= A_c \cos(\omega_c t + \alpha_F \int_{-\alpha}^t S_{mod}(\tau) d\tau) + A_N \cos(\omega_c t + \varphi_N(t))$$

$$= A_{ges}(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_Z(t))$$

$$\varphi(t) = \alpha_F \int_{-\infty}^t S_{\text{mod}}(\tau) d\tau$$

$$\varphi_Z(t) = \arctan \frac{A_N(t) \sin(\varphi_N(t) - \varphi(t))}{A_c + A_N(t) \cos(\varphi_N(t) - \varphi(t))}$$

1.12.1999

Annahme Geräuschspannungsabstand am Basisbandfilterausgang ist groß

$$\Rightarrow A_c \gg A_m(t)$$

$$\Rightarrow S_{FM\_dem}(t) = k_D \alpha_F S_{\text{mod}}(t)$$

$$S_{aus}(t) = k_D^2 + \alpha_F^2 S_{\text{mod}}^2(t)$$

Rauschleistungsdichtespektrum am Diskriminatorausgang

$$S_{nF}(f) = 8\pi^2 \frac{k_D^2}{A_c^2} N_0 f^2 \quad \text{für } -\frac{B_c}{2} \leq f \leq +\frac{B_c}{2}$$

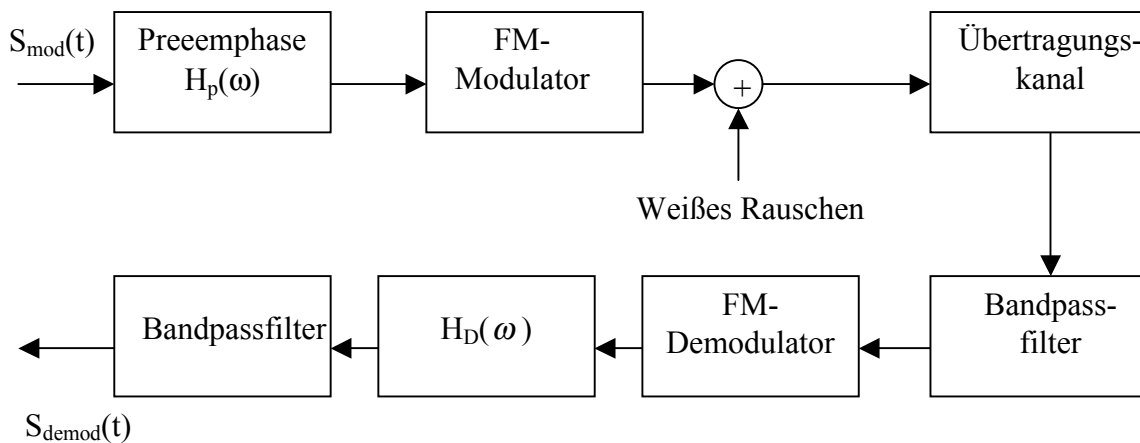
$$N_{aus} = \int_{-B_{\text{mod}}}^{+B_{\text{mod}}} S_{nF}(f) df$$

$$N_{aus} = \frac{16\pi^2 k_D^2}{3A_c^2} N_0 B_{\text{mod}}^3 \rightarrow \text{Rauschen geht mit der 3. Potenz der Bandbreite ein}$$

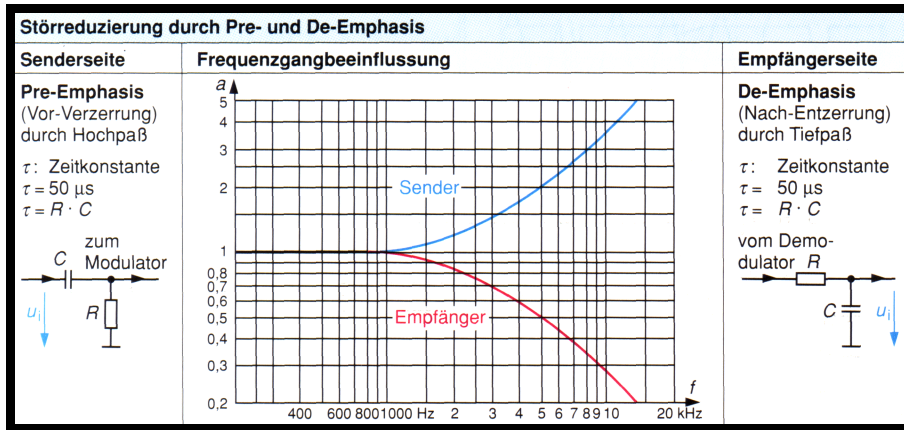
Verbesserung des Geräuschspannungsabstand durch Pre- und Deemphasefilter (Pre- Anhebung der hohen Frequenzen, De- Absenkung der hohen Frequenzen<sup>10)</sup>)

$$H_D(\omega) = \frac{1}{H_p(\omega)}$$

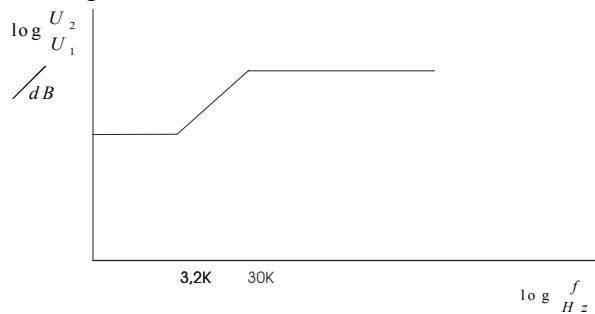
⇒ Verbesserung am Basisbandfiltereingang von 6-10 dB



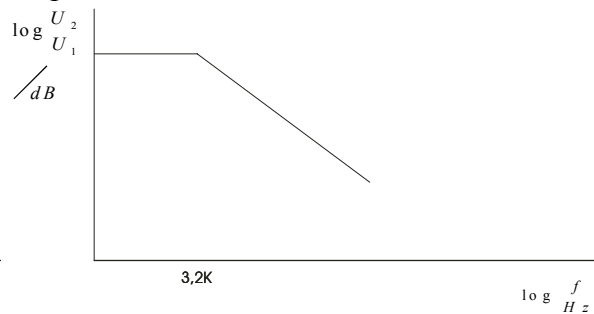
<sup>10)</sup> H<sub>D</sub>- Deemphase  
NÜK-V  
A.Hagedorn



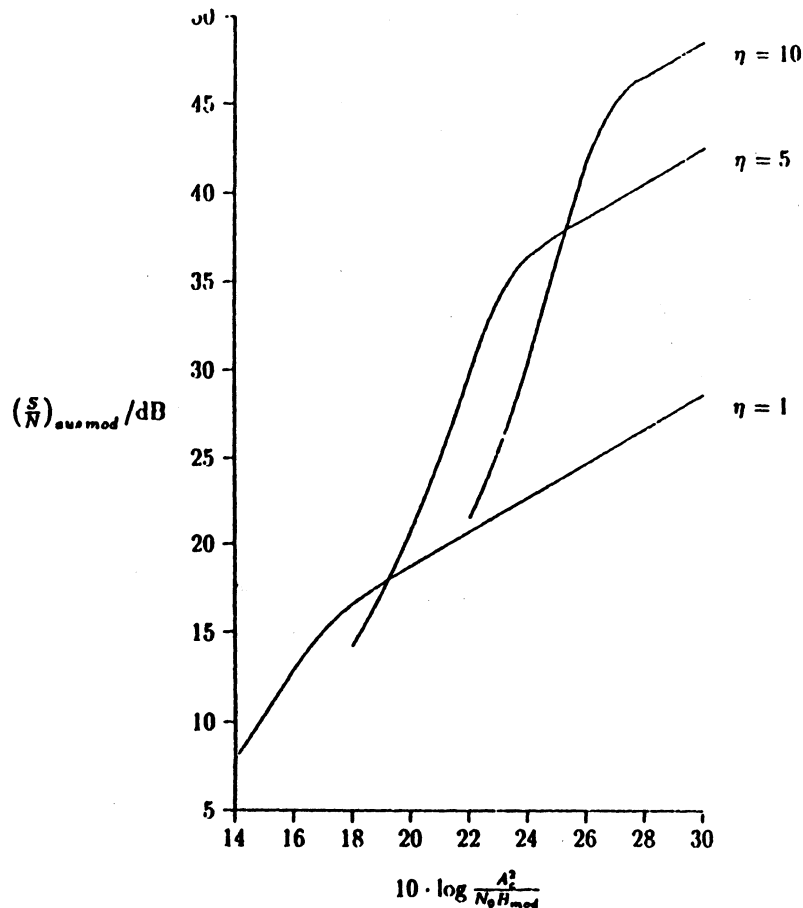
Preemphase



Deemphase



Geräuschspannungsabstand am Ausgang des Basisbandfilters bei sinusförmiger Modulation für unterschiedliche Modulationsindizes



Verschiebung der FM-Schwelle durch:

- Frequenzkomprimierende Regelschleife (frequenzgegenkopplungsempfänger)
  - Phasenregelschleife (Phase Locked Loop PLL)
- ⇒ Absenkung der FM-Schwelle jeweils um ca 2-3 dB

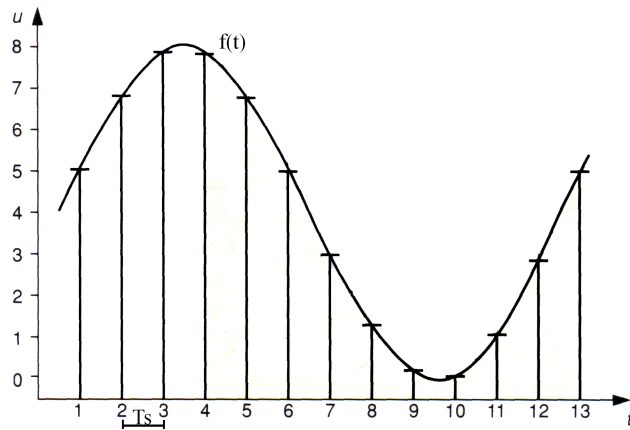
### 5.3 Phasenmodulation (PM)

## 6 Abgetastete und diskrete Signale

Zeitdiskrete Signale, die Wertkontinuierlich oder wertdiskret sein können. Wichtig ist, dass keine Information des zeitkontinuierlich Signals verloren gehen.

### 6.1 Abtastung im Zeitbereich

Signalparameter

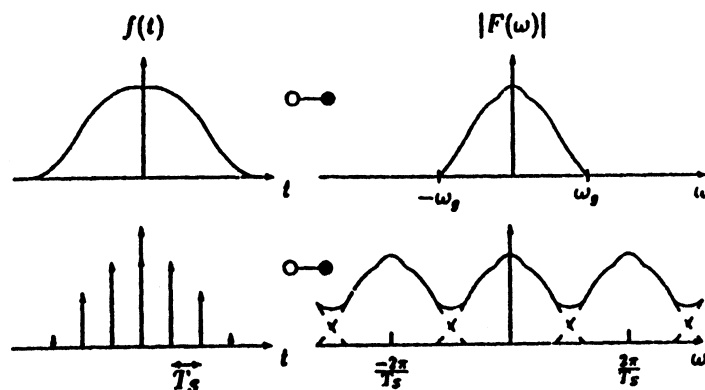


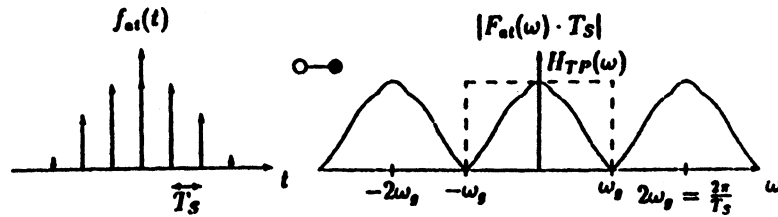
$$f_{at}(t) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT_s) \quad \text{a } t = \text{Abtastung im Zeitbereich}$$

$$f_{at}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \delta(t - nT_s)$$

$$= \frac{f(t)}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{j2\pi n \frac{t}{T_s}}$$

$$F_{at}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} F(\omega - \frac{2\pi n}{T_s})$$





Größtmögliche Abtastung  
 $2 f_g T_s = 1$

Grenzbedingungen müsse beachtet werden. Tiefpass (hier dargestellt), real muss also die Abtastung höher sein derart ein größerer Abstand  $F_{at}(\omega)$  da ist. Verlustfreies Abtasten → es geht keine Information verloren, mit nur 20% des Signals.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \text{si}(t - nT_s) \quad \text{si}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

Abtasttheorem von Shannon

Enthält ein Signal  $f(t)$  keine Frequenzanteile oberhalb einer Grenzfrequenz  $f = f_g$ , so ist dieses Signal vollständig beschrieben durch äquidistante Abtastwerte im zeitlichen Abstand

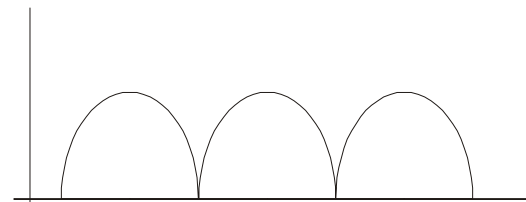
$T_s \leq \frac{1}{2f_g}$ . Aus den Abtastwerten kann man das Signal  $f(t)$  exakt rekonstruiert werden, indem

das Spektrum des Abgetasteten Signals durch einen idealen Tiefpass mit der Grenzfrequenz  $f_g$  gefiltert wird.

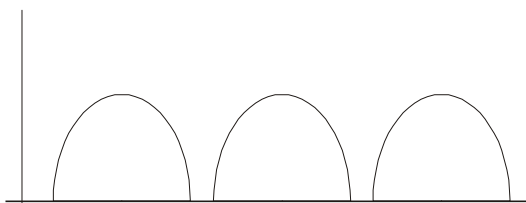
8.12.1999

Abtasttheorem von Shannon

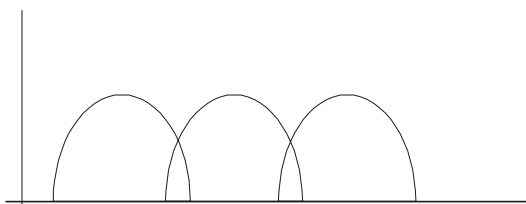
$T_s = \frac{1}{2f_g}$       Abtastrate  $\frac{1}{T_s}$  Nyquist Rate



$T_s < \frac{1}{2f_g}$       Überabtastung



$T_s > \frac{1}{2f_g}$  <sup>11</sup>      Unterabtastung



<sup>11</sup>  $f_g$  = höchste Frequenz des Signals welches abgetastet wird



### 6.2 Abtastung im Frequenzbereich

$$F_{af}(\omega) = F(\omega) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(\omega - n\omega_0)$$

$$F_{af}(t) = \frac{1}{\omega_0} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(t - nT_0)$$

p(t) Spaltfunktion (Zeittor)

$$F(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} F(n\omega_0) \text{sinc}\left((\omega - n\omega_0) \frac{1}{T_0}\right)$$

Abtastbereich für den Frequenzbereich

### 6.3 Diskrete Signale

- Übertragung über ein lineares, zeitinvariantes Netzwerk
- Netzwerk hat Tiefpasscharakteristik
- Nyquist Rate  $\frac{1}{T_s} = f$

$$S_{aus}(nT_s) = T_s \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} S_{ein}(mT_s) h((n-m)T_s)$$

digital                      Übertragungsfunktion h vom Netzwerk

- S<sub>at</sub>(t) - analoges Signal
- S(nT<sub>s</sub>) - zeitdiskretes Signal
  - Folge von Zahlenwerte
  - digitale Verarbeitung

Voraussetzung:  
 Begrenzung des Signals im Zeit- und Frequenzbereich

Abtasttheorem im Frequenzbereich

$$\text{Fourierkoeffizienten } \underline{c}_v = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} f_p(t) e^{-jv\omega_0 t} dt \quad ^{12}$$

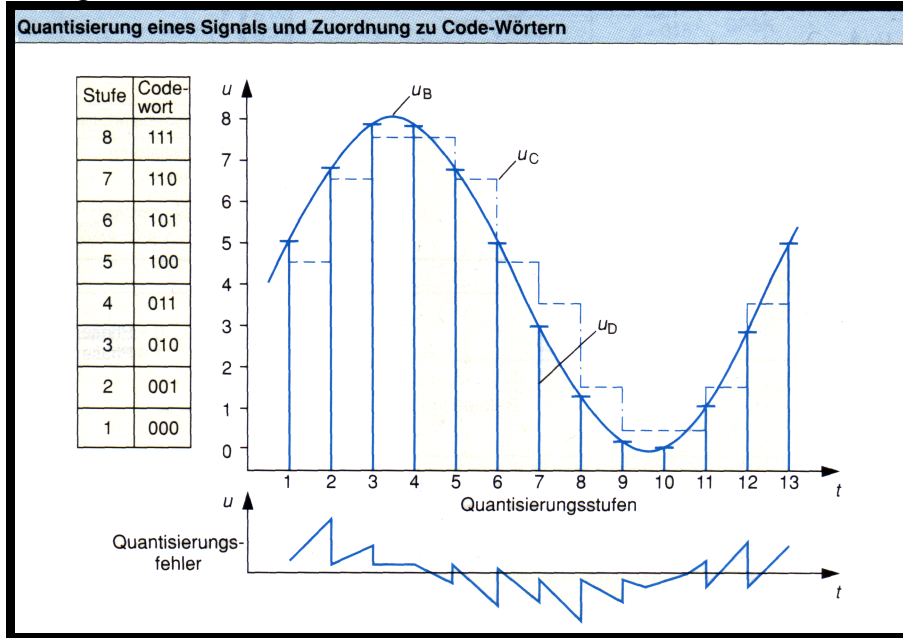
$$\text{für } \omega = v \omega_0 \Rightarrow F(\omega) = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} f_p(t) e^{-j\omega t} dt \quad \Rightarrow F(v\omega_0) = S_v T_0$$

Abtasttheorem im Zeitbereich

$$f(\mu T_s) = \frac{1}{T_0} \sum_{v=0}^{v=N-1} F(v\omega_0) e^{j \frac{2\pi \mu v}{N}} \quad \mu=0, \dots, N-1$$

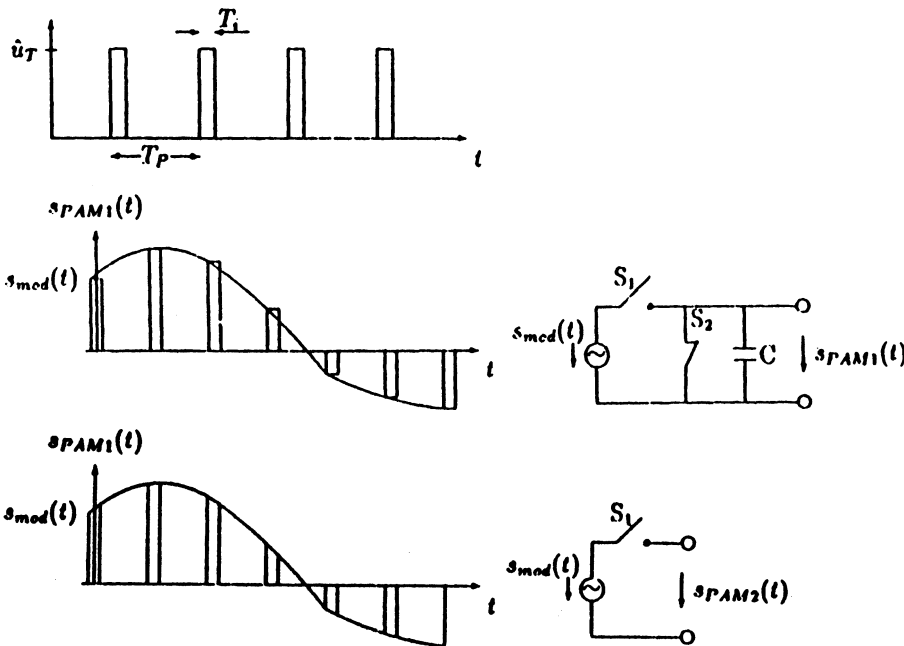
$$f(v\omega_0) = \frac{1}{f_s} \sum_{\mu=0}^{\mu=N-1} F(\mu T_s) e^{-j \frac{2\pi\mu v}{N}} \quad v=0, \dots, N-1$$

$Nf_0 T_s = 1$  Grenzbedingung des Abtastbereich, damit es keine Überlagerung im Zeit- und Frequenzbereich gibt.



## 7 Modulation eines pulsförmigen Trägers durch analoges Modulationssignal

### 7.1 Pulsamplitudenmodulation (PAM)



Impulshöhe folgt dem Verlauf des Signals<sup>13</sup>

<sup>13</sup> engl. Top-Sampling  
 NÜK-V  
 A.Hagedorn

PAM 1. Art (flat top sampling) Momentanwertabtastung  
 Impulsfolge

$$S_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} si(t - nT_s)$$

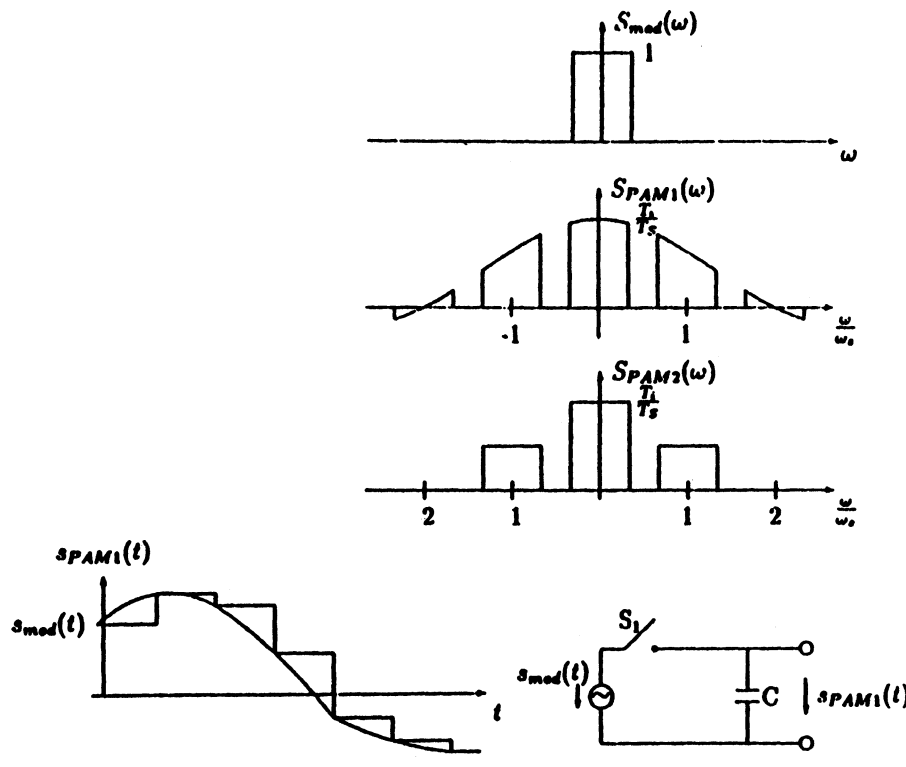
$$S_{PAM\_1}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{mod}(nT_s) si(t - nT_s)$$

$$S_{PAM\_1}(\omega) = \frac{T_i}{T_s} si\left(\frac{\omega T_i}{2}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{mod}(\omega - n\omega_s)$$

PAM 2. Art (top sampling) Verlaufsabtastung

$$S_{PAM\_2}(t) = S_{mod}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} si(t - nT_s)$$

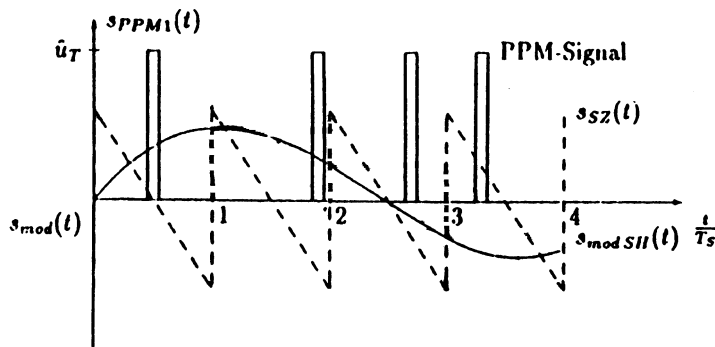
$$S_{PAM\_2}(\omega) = \frac{T_i}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} si\left(\frac{n\omega_s T_i}{2}\right) S_{mod}(\omega - n\omega_s)$$



z.B. beim Telefon

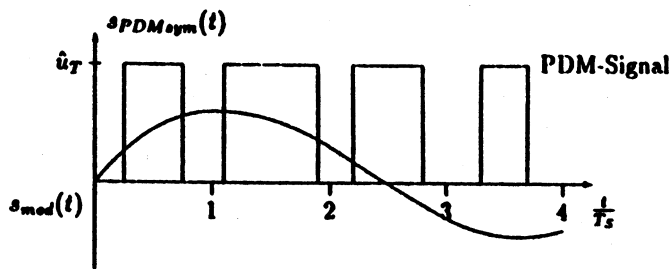
d.h. es wird alles aufgefüllt keine Zwischenräume mehr nur noch  $T_i$  Pulsbreite voll ausgenutzt über eine Periodenlänge

### 7.2 Pulsesphasenmodulation (PPM)



Ort des Nulldurchgangs Schnittpunkt mit dem Nulldurchgang eines Puls gleiche Höhe bloß andere Phase

### 7.3 Pulsdauermodulation



15.12.1999

## 8 Die Pulscodemodulation (PCM)

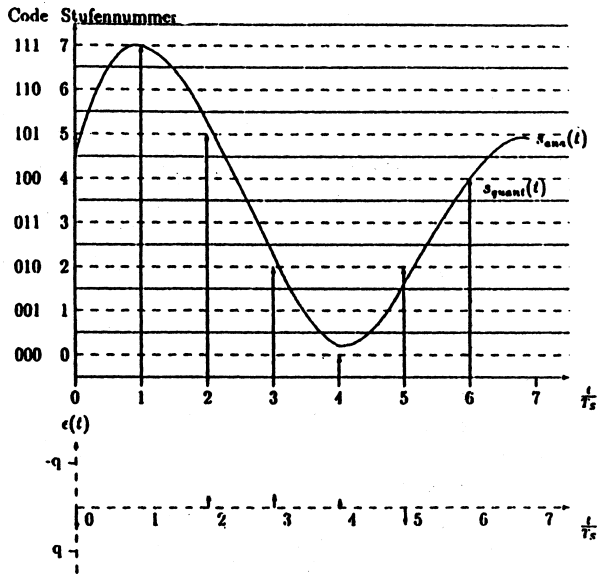


Gesetz von Shannon gilt immer.  $T \geq \frac{1}{2f_g}$

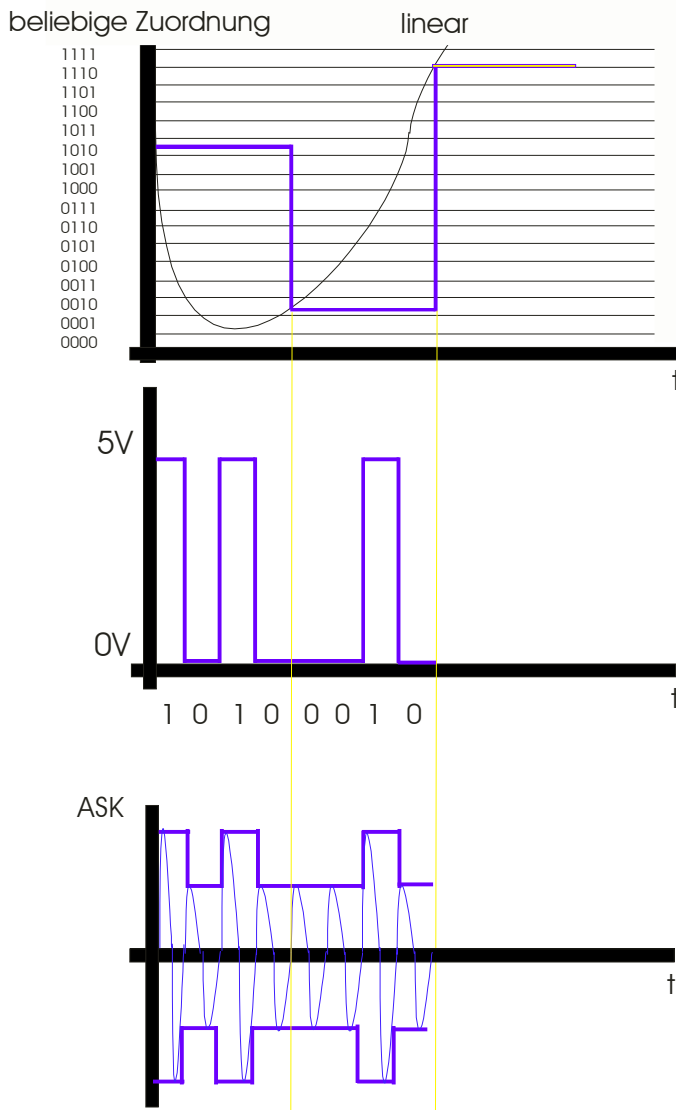
Zuordnung: zwischen quantisierten Werten und Darstellung durch Werte aus anderen Zeichenvorrat (häufig Binärcode).

### 8.1 Generierung eines PCM-Signals

Abtaster liefert PAM - Signal. Die Größe eines Quantisierungsintervall ist  $q \rightarrow \max$ . Quantisierungsfehler ist  $q/2$ . Sind Störungen kleiner  $q/2$ , so können sie nicht entdeckt werden. Die Unterteilte Länge einer Quantisierungsstrecke muss so dimensioniert werde, dass in den einzelnen Abschnitten die Störungen kleiner  $q/2$  sind. Durch Demodulation und erneuter Modulation können Störungen völlig unterdrückt werden. ( $\rightarrow$ Regenerativverstärker)



Betrachtung des S/N  
 Verhältnis  
 (Signal/Rausch)



$m =$   
 Quantisierungsweite  
 $q =$  Stufenweite

lineare Quantisierung

$$N_{quant} = \frac{q^2}{12}$$

Rauschquantisierung

$$S = \frac{m^2 q^2}{12} \Rightarrow \frac{S}{N} = m^2$$

hängt nur von der  
 Quantisierungsweite ab  
 ( $=2^{2n}=4^n$  Binärcode)  
 4=dB 1 bit  $\Rightarrow$  6 dB  
 Verbesserung von 6dB  
 pro Biterhöhung

## 8.2 Kompondierung eines PCM-Signals

Kompression und Expandierung → zusammen Kompondierung



Mathematische Beschreibung der Kompressorkennlinie

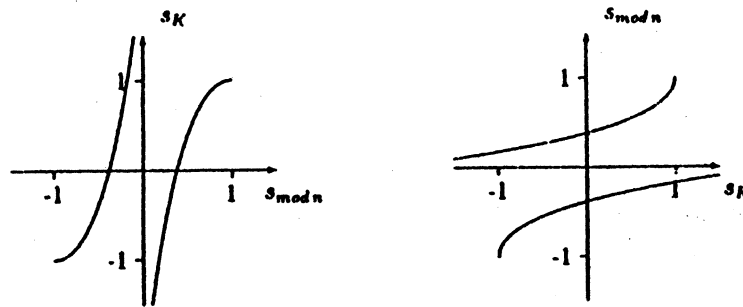
Forderung:  $\left(\frac{S}{N}\right)_{aus} = konst.$  Auch bei kleinem Pegel konst., dies ist bei linearem nicht so.

Normierung: (CCITT - A - Kompondierkennlinie)  $S_k(S_{mod}=1)=1$

$$\Rightarrow S_k = 1 + b_0 \ln S_{mod}(t)$$

$$\Rightarrow S_E = e^{\frac{S_k - 1}{b_0}}$$

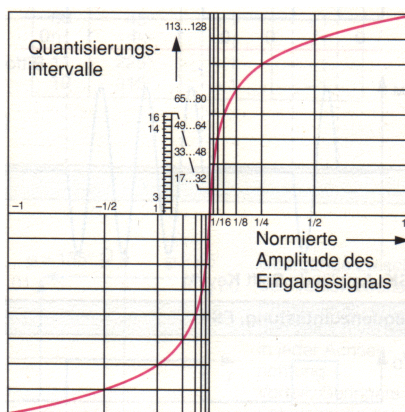
Kompressor- und Expanderkennlinie für konstanten Geräuschspannungsabstand bei normiertem Modulationssignal



Bereich Nulldurchgang: Kurven werden durch eine Gerade verbunden

$$\text{Bereich: } -\frac{1}{A} \leq S_{mod} \leq \frac{1}{A} \Rightarrow b_0 = \frac{1}{1 + \ln A}$$

Diese dreiteilige Kurve heißt CCITT-A-Kennlinie nach Empfehlung G711 (=PCM -A/D-Umwandlung) der CCITT<sup>14</sup>.



$$S_R \left\{ \begin{array}{l} -\frac{1 + \ln(-A \cdot S_{mod})}{1 + \ln A} \quad -1 \leq S_{mod} \leq -\frac{1}{A} \\ \frac{A \cdot S_{mod}}{1 + \ln A} \quad +\frac{1}{A} \leq S_{mod} \leq -\frac{1}{A} \\ +\frac{1 + \ln(-A \cdot S_{mod})}{1 + \ln A} \quad +\frac{1}{A} \leq S_{mod} \leq +1 \end{array} \right.$$

$$\text{Kompressionsfaktor } R_k = \frac{A}{1 + \ln A}$$

$$\text{A-Kompondierung: } A = 87,56 \rightarrow R_k = 16$$

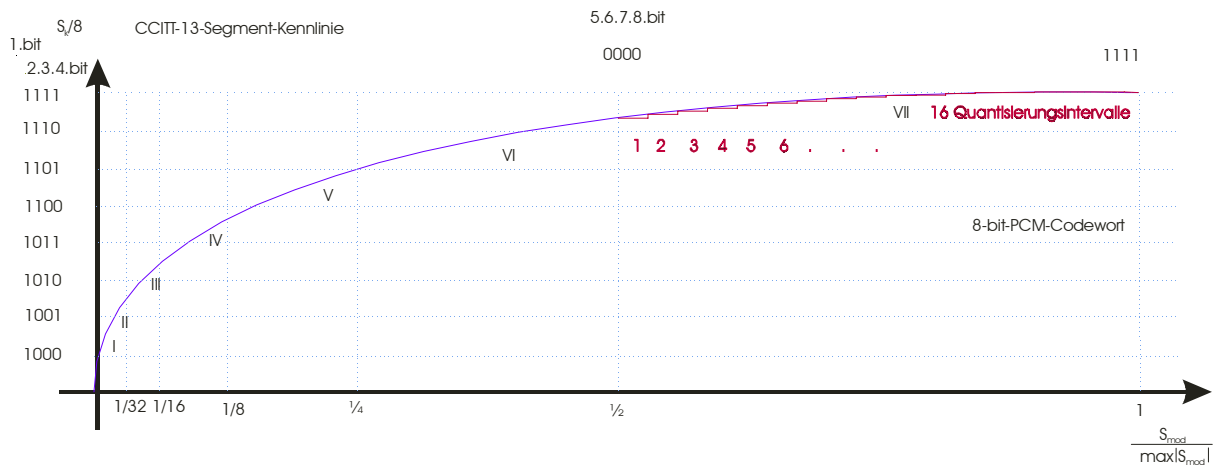
Kompondierung USA:

- μ-law
- A-law

12.1.1999

<sup>14</sup> Comite Consultatif International des Telegraphique et Telephonique ist eine Unterorganisation der UIT (Union Internationale des Telecommunications) heute : ITU (International Telecom Union)

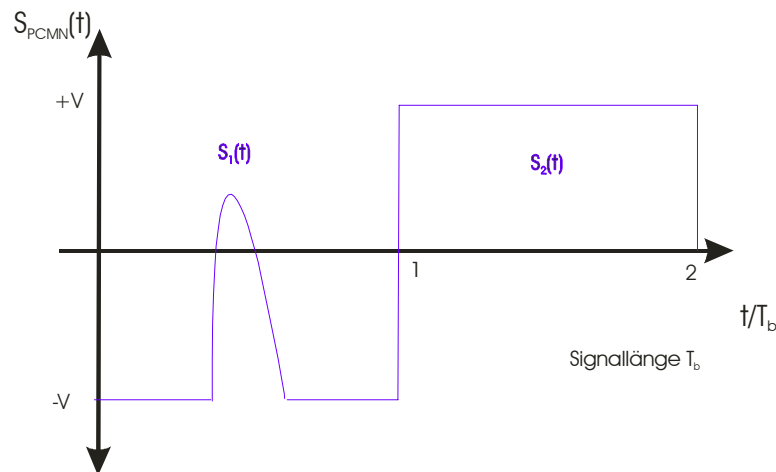
### CCITT-13-Segment-Kennlinie



10110110

1 Vorzeichenbit 2 Segmentbits 4 Quant.bits ⇒ 8-Bit-PCM-Codewort

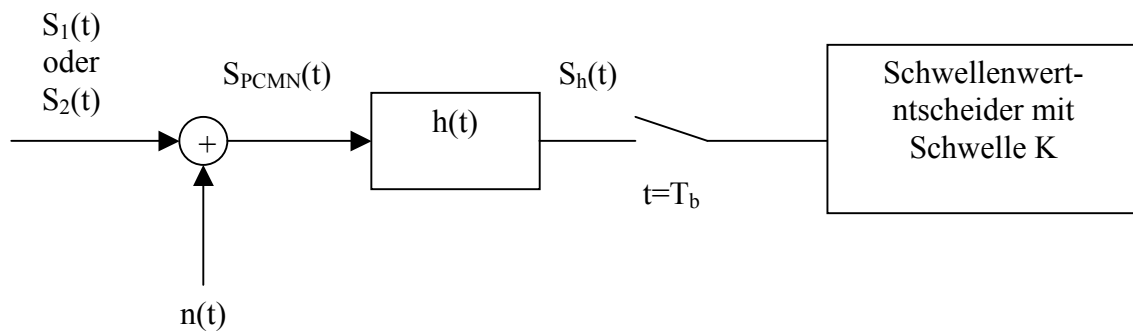
### 8.6 Pulscodemodulation und Rauschen



$$S_1(t) = +V \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$S_2(t) = -V \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$S_{PCMN}(t) = S_i(t) + n(t)$$



Entscheidung :

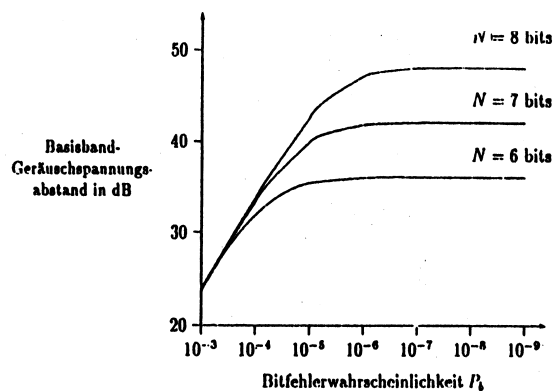
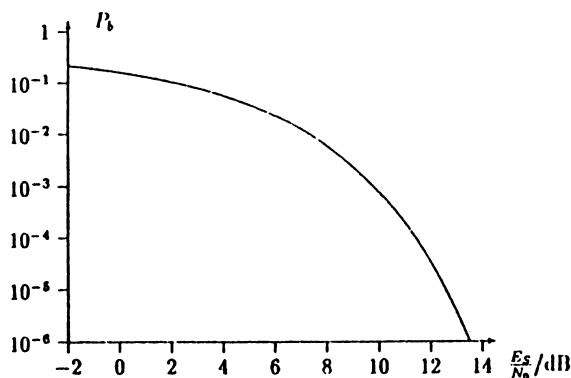
$S_h(T_b) < K : S_2(t)$

$S_h(T_b) > K : S_1(t)$

$S_i(t)$  ist zeit- und energiebegrenzt

- signalangepaßte Filter
- Korrelationsfilter

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b$  hängt allein von der Signalenergie und nicht von der Kurvenform ab.



## 8.7 Die Differenzpulsmodulation (DPCM)

genormt in CCITT G721

Annahme: Es bestehen statistische Bindungen zwischen dem aktuellen Abtastwerten und den Vorhersagewert (Prädiktionswert).

⇒ nur noch die Differenz zwischen den beiden Signalen muss übertragen werden

Das Differenzsignal wird gebildet, abgetastet, quantisiert, codiert

- Differenz wird quantisiert, nicht der absolute Wert
- Quantisierungsfehler bei gleicher Bitzahl geringer als bei PCM

ADPCM<sup>15</sup>

Adaption kleinere Schrittgrößen bei kleineren Signalamplituden große Schrittgröße bei großen Signalamplituden.

DPCM-AQF: DPCM - Adaptive Quantization Forward

DPCM-AQB: DPCM-Adaptive Quantization Backward

DPCM 3dB besser als PCM

ADPCM 7dB besser als PCM

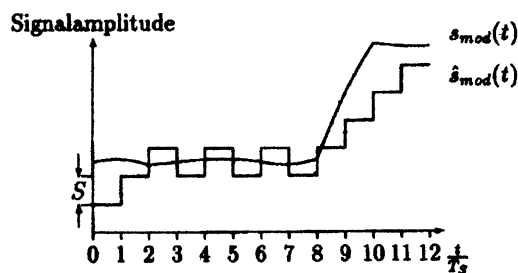
Rauschen

Fehlerschleppen

<sup>15</sup> A=Adaption  
NÜK-V  
A.Hagedorn



## 8.8 Die Deltamodulation (DM)



DM hat eine Codewortlänge von 1 bit

- Differenzbildung
- Vorzeichenauswertung
- große Abtastfrequenzen
- einfache Schaltung

### 8.8.1 Adaptive Deltamodulation (ADM)

- ähnlich wie ADPCM
- bei großen Sprüngen von  $S_{mod}$  große Bit-Schritte
- technische Realisierung von ADM einfacher als die von ADPCM

### 8.8.2 Continuously Variable Shape Delta Modulation (CVSD)

Schrittgrößenadaption: durch bekannte statistische Parameter

CVSD hat schlechtere Sprachqualität als ADM oder ADPCM, es ist aber weniger empfindlich gegen Übertragungsfehler.

CVSD ist nicht standardisiert

Basisband – Nachrichtenübertragung

- Kabel
- Frequenzversetzte Übertragung

## 9 Modulation eines sinusförmigen Trägers durch ein digitales Modulationssignal

Beeinflussen die Codeelemente die ...

Trägeramplitude  $\Rightarrow$  Amplitudenumtastung (ASK<sup>16</sup>)

Trägerfrequenz  $\Rightarrow$  Frequenzumtastung (FSK<sup>17</sup>)

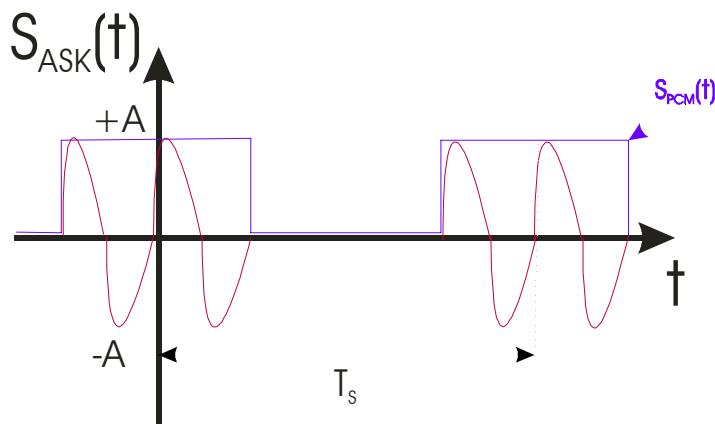
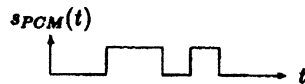
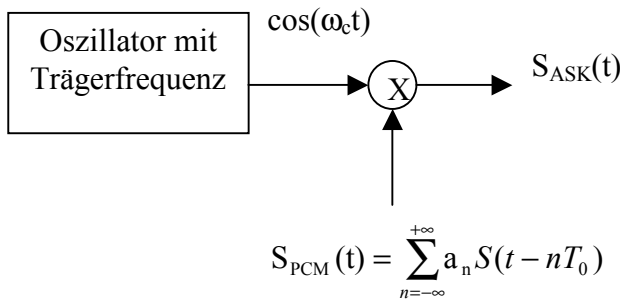
Trägerphase  $\Rightarrow$  Phasenumtastung (PSK<sup>18</sup>)

<sup>16</sup> Amplitude Shift Keying

<sup>17</sup> Frequenz Shift Keying

<sup>18</sup> Phase shift Keying

### 9.1 Die Amplitudenumtastung (ASK)



$$S(t) = \begin{cases} 0 & \text{sonst} \\ A & 0 \leq t \leq T_0 \end{cases}$$

$$a_n = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

Morsetelegraphie

harte Tastung mit rechteckeneinhüllenden  $\Rightarrow$  große Bandbreite  
weiche Tastung mit z.B.  $\cos^2$  - Einhüllende

$$S_{ASK\_kon}(\omega) = \frac{A^2 T_b}{16} \left( \text{si}^2 \left( (\omega - \omega_c) \frac{T_b}{2} \right) + \text{si}^2 \left( (\omega + \omega_c) \frac{T_b}{2} \right) \right) \quad 19$$

$$S_{ASK\_dis}(\omega) = \frac{A^2}{16} \quad 20$$

<sup>19</sup> kontinuierlich

<sup>20</sup> diskret

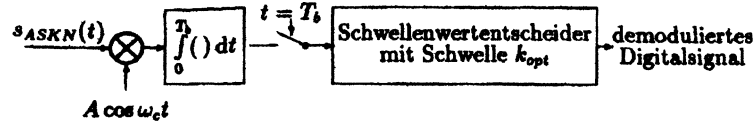
### 9.1.1 ASK-Modulation und Rauschen

Bitfehlerwahrscheinlichkeit – Signalenergie

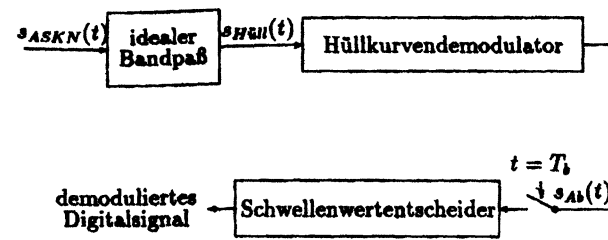
ASK benötigt bei gleicher Bitfehlerwahrscheinlichkeit einen um 3dB höheren

Geräuschspannungsabstand als eine PCM-Übertragung

Korrelationsempfänger für ein rauschbehaftetes ASK-Signal



Nichtkohärenter ASK-Empfänger



$$S_{ASKN}(t) = S_{1N}(t) = n(t)$$

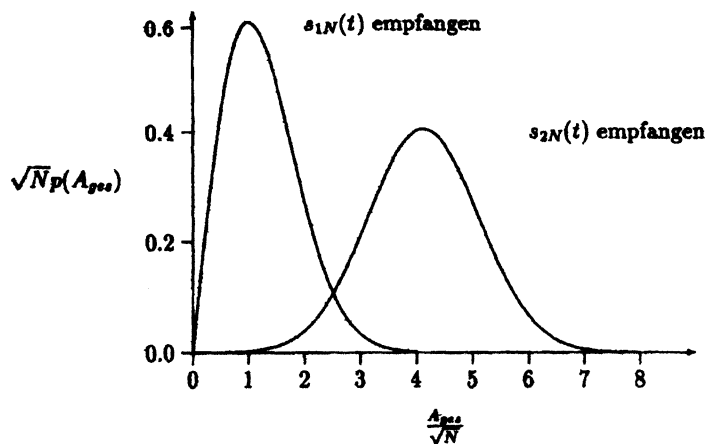
$$S_{ASKN}(t) = S_{2N}(t) = A \cos(\omega_c t) + n(t)$$

$$\text{Bandbreite: } B_{BP} = \frac{2}{T_b}$$

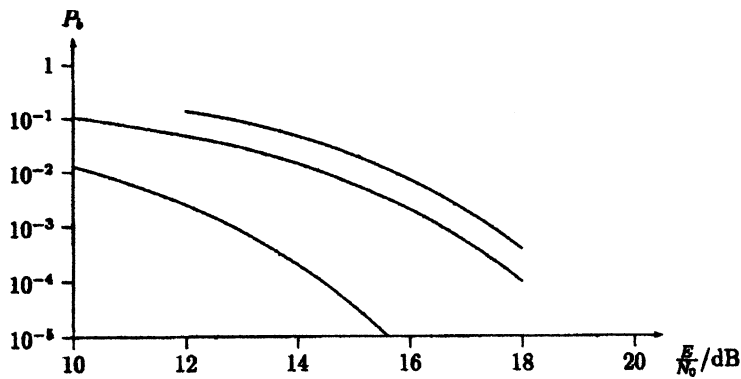
$$S_{Hülle}(t) = A_{ges} \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \quad \varphi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{A_i + n_c(t)}$$

$$A_{ges}^2(t) = (A_i + n_c(t))^2 + n_s(t)^2 \quad A_i = 1, 0$$

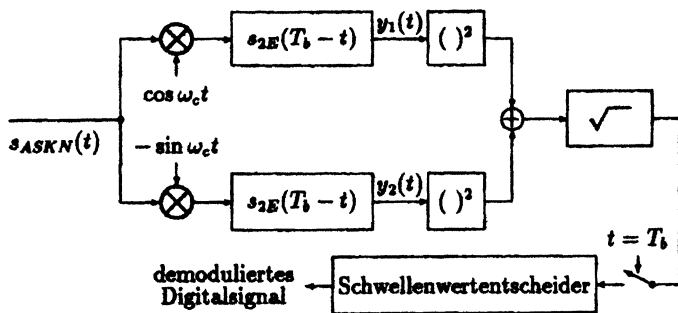
Rice - Verteilung der Amplitude des Signals  $S_{Ab}(t)$  bei einer nichtkohärenten ASK - Demodulation



Bitfehlerwahrscheinlichkeit für kohärente und nichtkohärente ASK - Demodulation



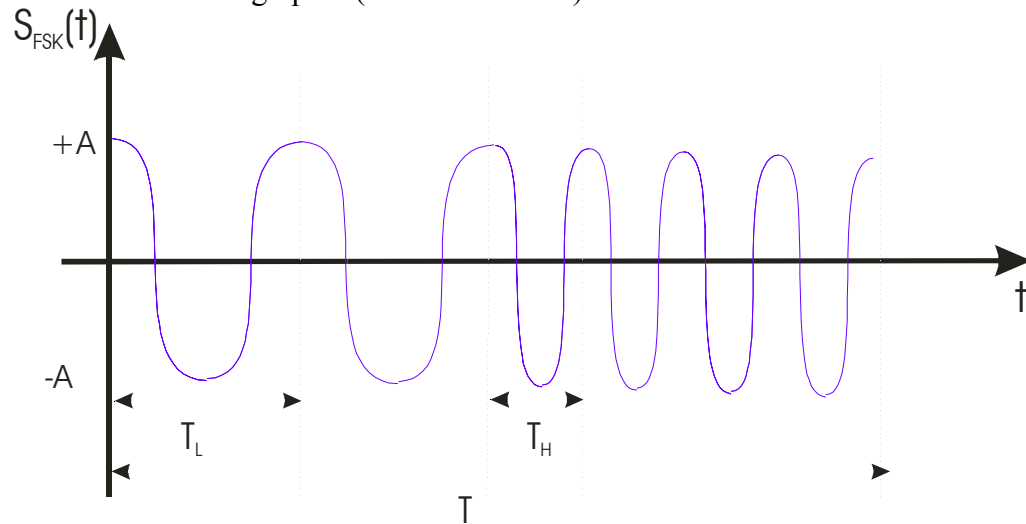
Hüllkurvendemodulator für ASK-Signale mit signalangepasster Filterung

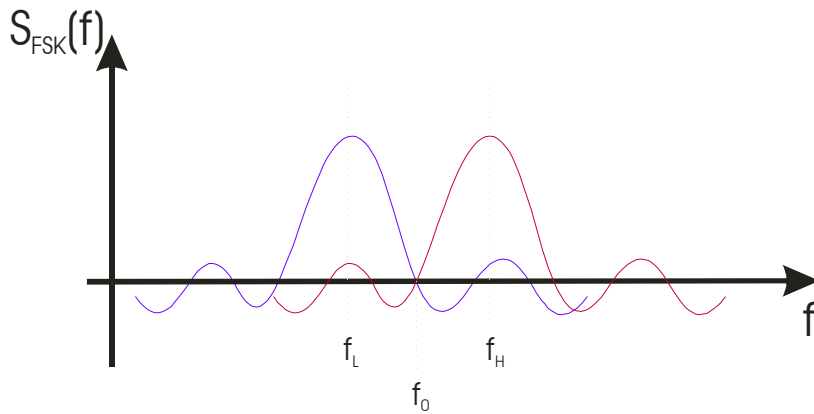


26.1.2000

9.2 Die Frequenzumtastung (FSK)

Verfahren bei Telegrafie (Standardtechnik)





Telegraphie

$f_H - f_L = 100, 400, 500$  Hz nach CCITT

Frequenzhub

$$\Delta f = \frac{f_H - f_L}{2}$$

Mittelfrequenz

$$f_0 = \frac{f_H + f_L}{2}$$

$$S_1(t) = A \cos(\omega_c t + \Omega t) \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$S_2(t) = A \cos(\omega_c t - \Omega t) \quad 0 \leq t \leq T_b$$

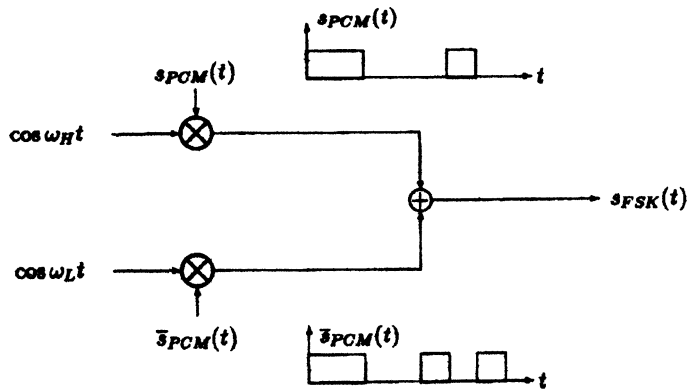
$$\omega_H = \omega_0 + \Omega$$

$$\omega_L = \omega_0 - \Omega$$

$$S_{FSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} [a_n \cdot S(t - nT_b) \cos(\omega_H t) + \overline{a_n} \cdot S(t - nT_b) \cos(\omega_L t)]$$

↓  
invertiertes  
Signal

FSK-Modulator



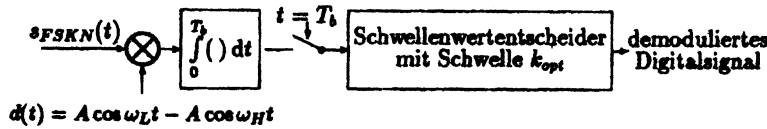
Spektrum

$$S_{FSK\_kon}(\omega) = \frac{A^2 T_b}{16} \left[ S_i^2 \left( (\omega - \omega_H) \frac{T_b}{2} \right) + S_i^2 \left( (\omega - \omega_H) \frac{T_b}{2} \right) + S_i^2 \left( (\omega - \omega_L) \frac{T_b}{2} \right) + S_i^2 \left( (\omega - \omega_L) \frac{T_b}{2} \right) \right]$$

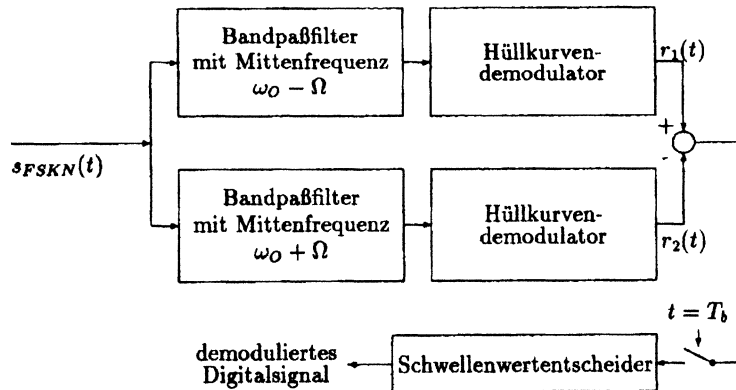
$$S_{FSK\_dis}(+\omega_H) = S_{FSK\_dis}(-\omega_H) = S_{FSK\_dis}(+\omega_L) = S_{FSK\_dis}(-\omega_L) = \frac{A^2}{16}$$

### 9.2.1 FSK-Modulation und Rauschen

Kohärenter Empfänger



Nicht kohärenter Empfänger



Die Spektren der beiden Signale müssen eindeutig voneinander unterscheidbar sein.

### 9.2.2 Frequenzumtastung mit kontinuierlichem Phasenverlauf

Ein kontinuierlicher Phasenverlauf ist gewährleistet, wenn die beiden Signalformen  $S_1(t)$  und  $S_2(t)$  eine ganzzahlige Anzahl von Schwingungen innerhalb der Bitdauer  $T_b$  ausführen.

$$k_H = \frac{\omega_H T_b}{2\pi}$$

$$k_L = \frac{\omega_L T_b}{2\pi} \quad k_H, k_L \text{ sind beliebige ganzzahlige Konstanten}$$

Minimierung der Signalbreite:  $k_H - k_L = 1$

$$\Rightarrow \omega_H - \omega_L = 2\pi/T_b$$

$$S_{FSK}(t) = A \cos \left( \omega_0 t + \Omega \int_{-\infty}^t S_{PCM}(\tau) d\tau \right)$$

### 9.2.3 Minimum Shift Keying (MSK)

Durch Vorverarbeitung des PCM-Signal lässt sich eine weitere Minimierung der Signalbandbreite erreichen.

MSK: Mobilfunk, GSM,...

GMSK: Gauss Ian Shift Keying

- MSK - binaries FSK
- offset OPSK

#### 9.2.3.1 Binäre Frequenzumtastung (BFSK)

$$S_{FSK}(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = a_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta f$$

$$nT_b < t < (n+1)T_b$$

$$\Delta f = \frac{1}{4T_b}$$

$$\Omega = \frac{\pi}{2T_b}$$

minimaler Frequenzabstand zwischen zwei Sendesymbolen

20.3.2000

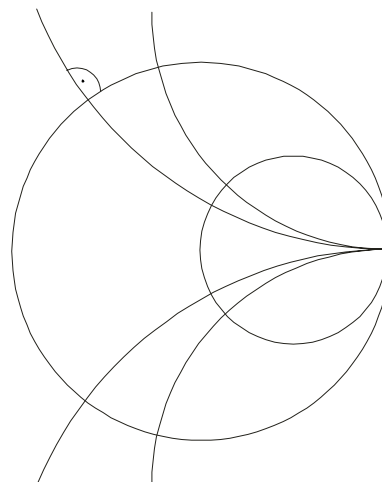
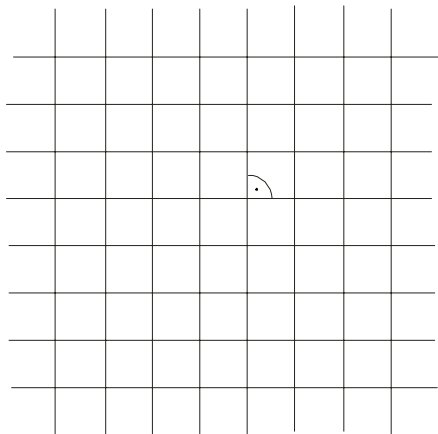
## Leistungsdiagramm zweiter Art (Smith-Diagramm)

Literatur: Zinke, Brunwig: Hochfrequenztechnik I  
Rothammel: Antennenbuch

Leistungsdiagramm erster Art  
(Buschbeck-Diagramm)

Couchy-Riemansche-Diffrenzialgleichung:  $\omega = \frac{1}{z} \Rightarrow u + jv = \frac{1}{x + jy}$

(Gerade  $\Rightarrow$  Kreis)

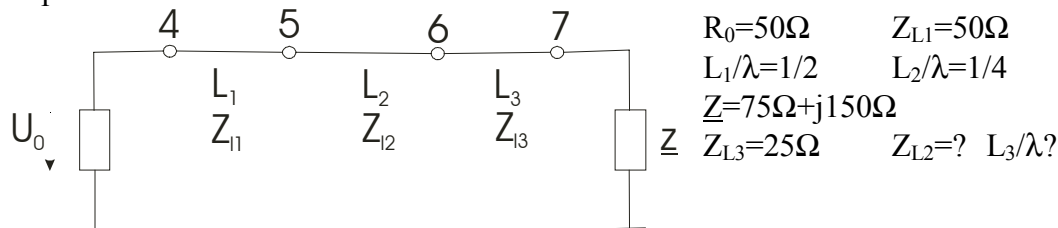


Leistungsdiagramm zweiter Art:

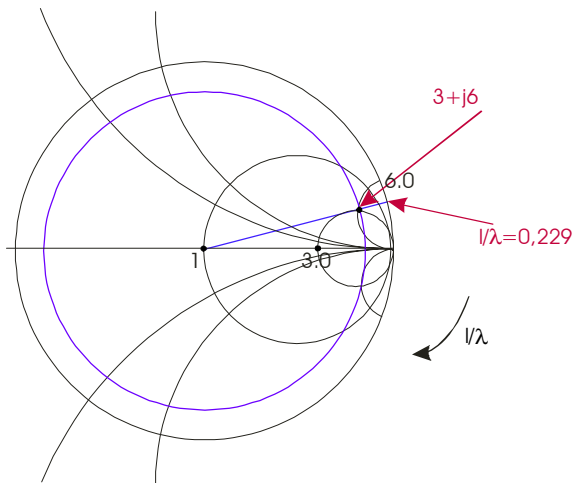
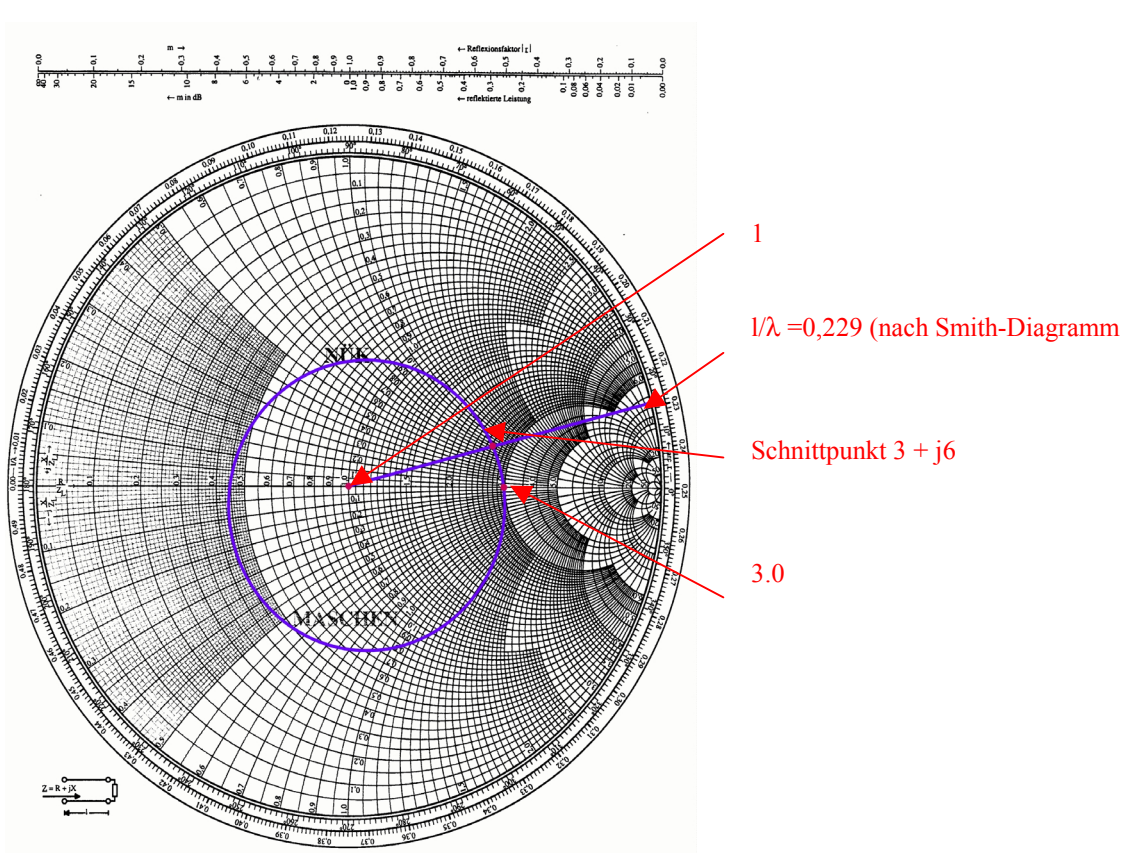
Smith-Diagramm nach Real- und Imaginärteil

Smith-Diagramm nach Betrag und Phase (Charter-Diagramm)

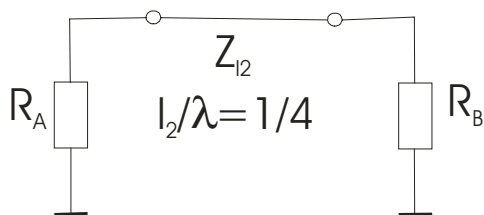
Bsp:



Lsg:  $\frac{Z}{Z_{L3}} = 3 + j6 \Rightarrow$  (im Smith-Diagramm nachschauen)

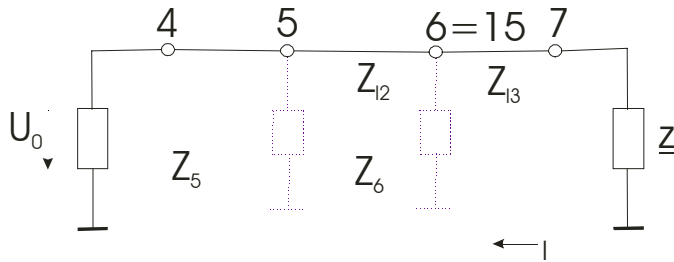


Die folgende Berechnung gilt nur wenn wir  $l/\lambda=1/4$  haben.

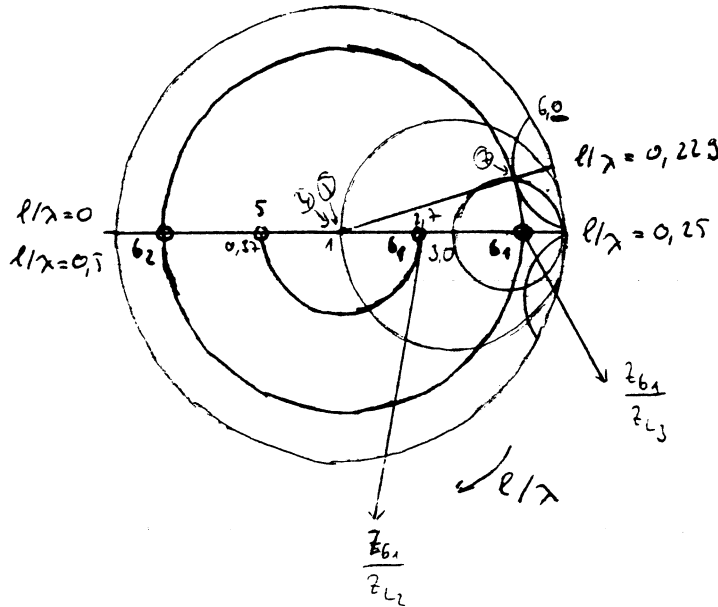


$\Rightarrow Z_{l2} = \sqrt{R_A \cdot R_B}$  (Das gilt nur wenn wir reelle Werte ( $R_A, R_B$ ) haben)





$$Z_5 = 50\Omega \quad Z_6 = 1/15\Omega$$



$6_1 = 15 \quad 6_2 = 1/15$  (Sez. Smith-Diag.)

Punkt 6<sub>1</sub>:

$$l_3/\lambda = 0,25 - 0,229 = 0,021$$

$$Z_{12} = \sqrt{50\Omega \cdot 15 \cdot 25\Omega} = 137\Omega$$

$$* Z_6 \text{ bzw } R_B := \frac{Z_{6_1}}{Z_{1B}} = 15 \text{ (am } 6_1 \text{ abgelesener Wert)}$$

\* falsch ist es wenn:

$$Z_{12} = \sqrt{R_A \cdot R_B} = \sqrt{Z_{11} \cdot Z_{12}}$$

Punkt 6<sub>2</sub>:

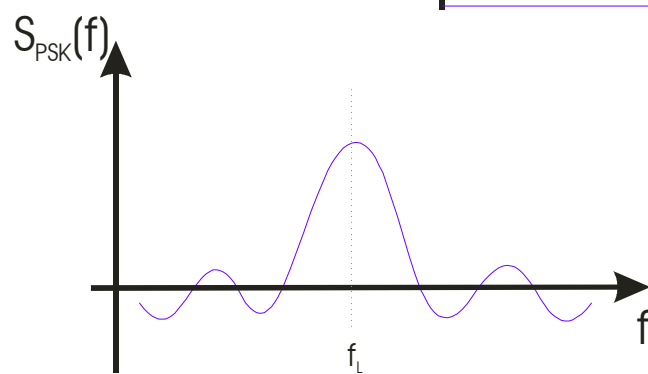
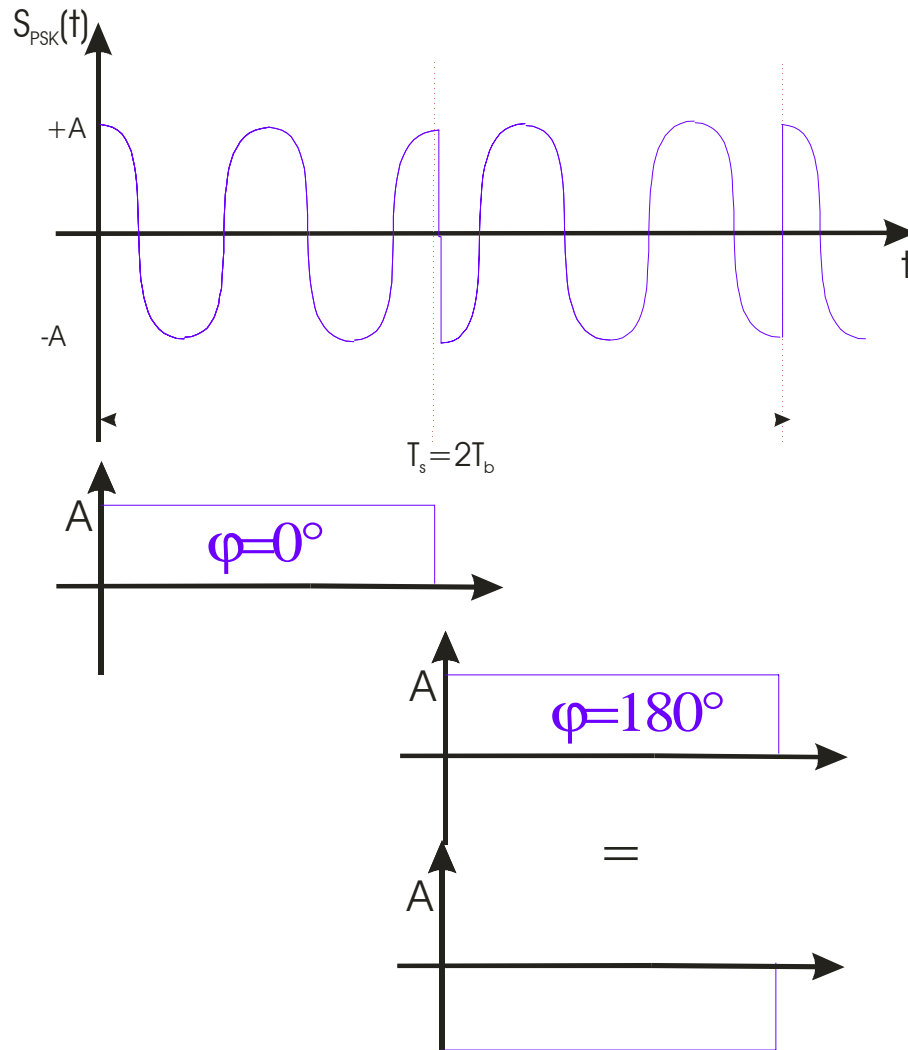
$$l_3/\lambda = 0,5 - 0,229 = 0,271$$

$$\frac{Z_{6_2}}{15} = \frac{1}{15} \Rightarrow Z_{12} = \sqrt{50\Omega \cdot \frac{1}{15} \cdot 25\Omega} = 9,128\Omega$$

Anpassung: (Punkt 6<sub>1</sub> innen und 5)

$$\frac{Z_{6_1}}{Z_{12}} = \frac{15 \cdot Z_{13}^{(25\Omega)}}{137\Omega} = 2,73 \Rightarrow \frac{Z_5}{Z_{12}} = 0,37 \left( \frac{1}{2,73} \right) \Rightarrow Z_5 = 0,37 \cdot 137\Omega = 50\Omega \text{ Kontrolle}$$

### 9.3 Die Phasenumtastung (PSK)



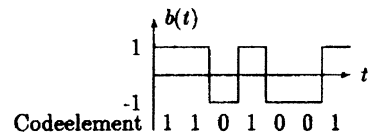
$$S_1(t) = A \cos(\omega_c t) \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$S_2(t) = A \cos(\omega_c t + T_b) = -A \cos(\omega_c t)$$

$$S_{PSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \cdot S(t - nT_b) \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \cdot S(t - nT_b)$$

bipolares PCM-Signal

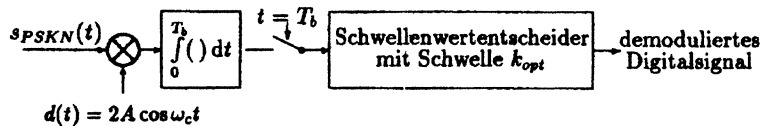


$$S_{PSK}(\omega) = \frac{A^2 T_b}{4} \left( \text{sinc}^2 \left( (\omega - \omega_c) \frac{T_b}{2} \right) \right) + \text{sinc}^2 \left( (\omega - \omega_c) \frac{T_b}{2} \right)$$

### 9.3.1 PSK - Modulation und Rauschen

kohärente Demodulation<sup>21</sup>

Aus dem übertragenen Signal wird das Trägersignal zurückgewonnen.



### 9.3.2 Die differentielle Phasenumtastung (DPSK)

Bei der Trägerzurückgewinnungsschaltung im Empfänger werden durch das Quadrieren des Eingangssignals die Phasenlagen bei den Signalformen auf Vielfache von  $2\pi$  abgebildet.

⇒ Spektrallinie bei der doppelten Trägerfrequenz

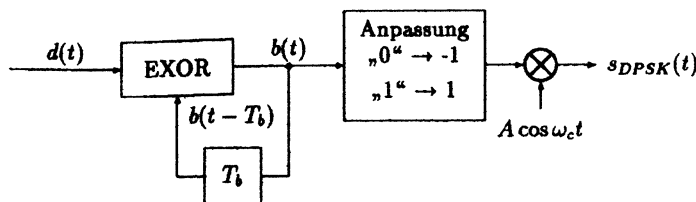
- Frequenztaftung

⇒ Trägerfrequenz  $\omega_c$  mit oder ohne konstanten Phasenwinkel! ⇒ deswegen DPSK

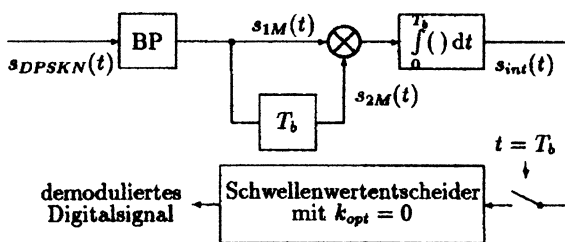
⇒ permanent falsche Decodierung (Komplementärer Datenstrom)

⇒ Phasendifferenz zwei aufeinanderfolgender Signalformen

Datensignal



DPSK - Demodulator



### 9.4 Mehrstufige Modulationsverfahren

M ASK	2 Amplituden	} bei jetzt M-2	M=2,(4)
M FSK	2 Frequenzen		M=2,4,(8)
M PSK	2 Phasen		M=(2),4,8

QPSK

<sup>21</sup> zusammenhängend (gleicher Frequenz&Phase)

### 9.4.1 Die mehrstufige Phasenmodulation

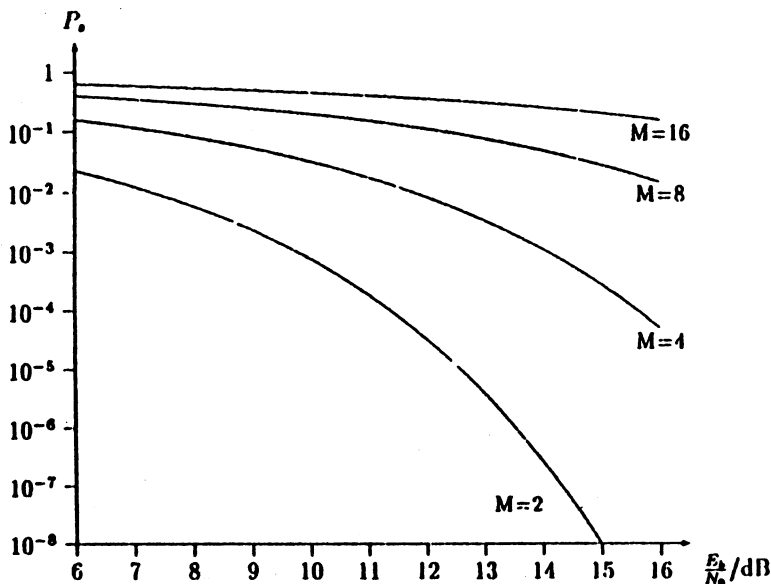
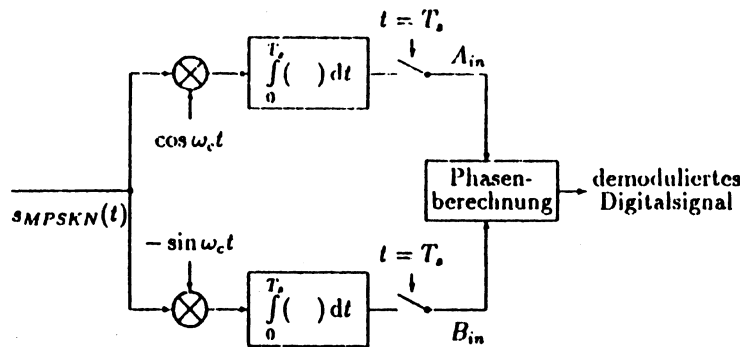
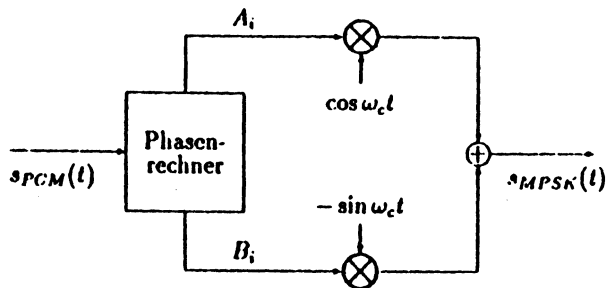
$$S_i(t) = A_i \cos(\omega_c t + \Theta_i + \varphi) \quad 0 \leq t \leq T_s \quad i=1, \dots, M$$

$\varphi$  = konstante Anfangsphase

$$\Theta_i = 2\pi (i-1) / M$$

$$S_i(t) = A_i \cos(\omega_c t) - B_i \sin(\omega_c t)$$

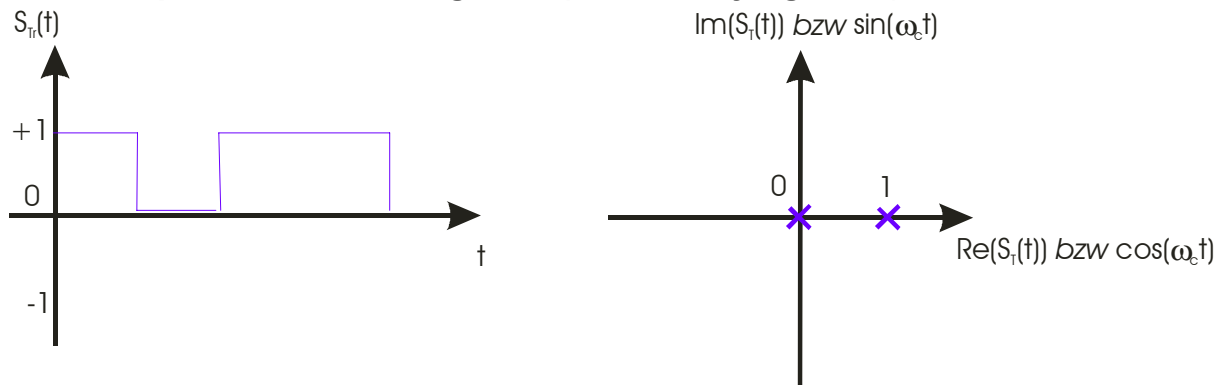
$$A_i = A \cos\left(\frac{2\pi(i-1)}{M} + \varphi\right) \quad B_i = A \sin\left(\frac{2\pi(i-1)}{M} + \varphi\right)$$



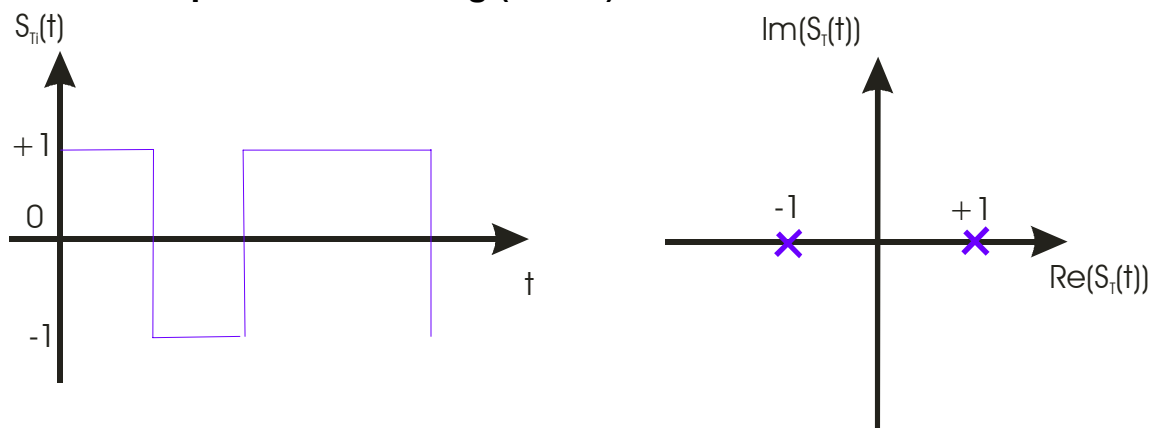
Verwendung:  
M=4 PSK  
4PSK=QPSK

### 9.4.3.1 Phasenzustandsdiagramm

#### 1. Amplitudenumtastung ASK (On Off Keying OOK)



#### 2. Binärphasenumtastung (BPSK)



Schreibweisenänderung

Alt: 
$$S_{PSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n S(t - nT_b) \cos(\omega_c t)$$

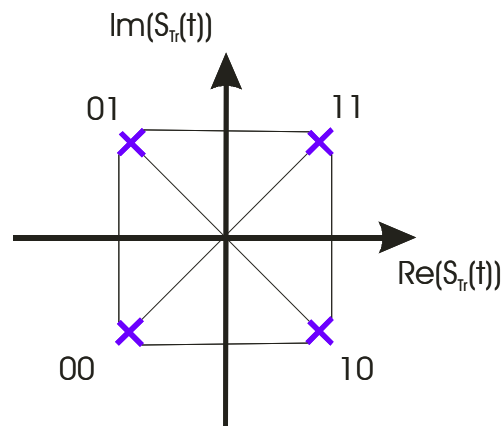
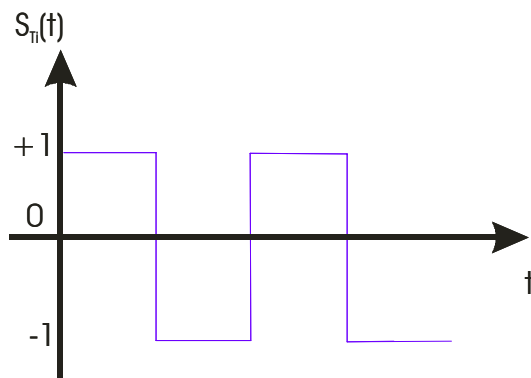
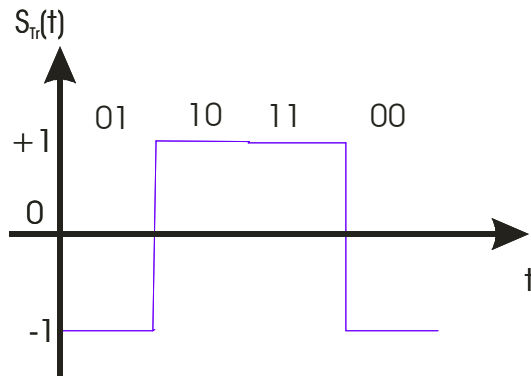
Neu: 
$$S_{BPSK}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \text{rect}\left(\frac{t - nT_b}{T_b}\right) \cos(\omega_c t)$$

Das äquivalente Tiefpasssignal: 
$$S_T(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \text{rect}\left(\frac{t - nT_b}{T_b}\right)$$

### 3. Quadraturphasenumtastung (QPSK)

$$S_{BPSK}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ a_{2n} \operatorname{rect}\left(\frac{t-2nT_b}{2nT_b}\right) \cos(\omega_c t) - a_{2n+1} \operatorname{rect}\left(\frac{t-2nT_b}{2nT_b}\right) \sin(\omega_c t) \right\}$$

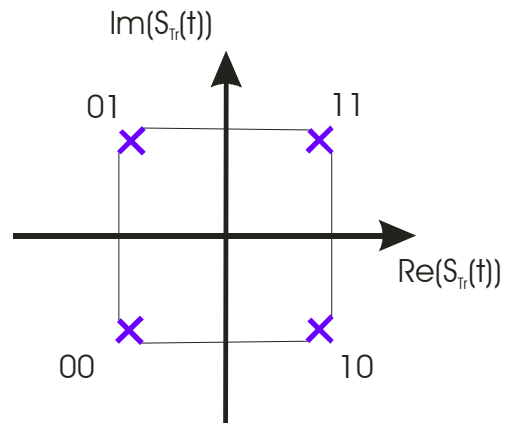
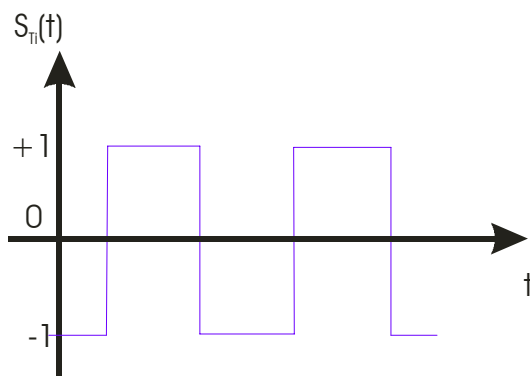
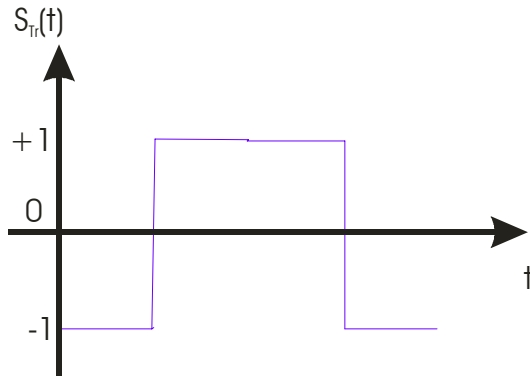
$$S_T(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} (a_{2n} - ja_{2n+1}) \operatorname{rect}\left(\frac{t-2nT_b}{2nT_b}\right)$$



### 4. Offset-QPSK (OQPSK)

$$S_{OQPSK}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ a_{2n} \text{rect}\left(\frac{t - 2nT_b}{2T_b}\right) \cos(\omega_c t) - a_{2n+1} \text{rect}\left(\frac{t - (2n+1)T_b}{2T_b}\right) \sin(\omega_c t) \right\}$$

$$S_T(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ a_{2n} \text{rect}\left(\frac{t - 2nT_b}{2T_b}\right) - ja_{2n+1} \text{rect}\left(\frac{t - (2n+1)T_b}{2T_b}\right) \right\}$$



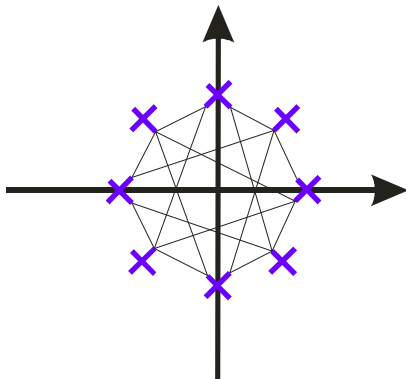
## 5. $\pi/4$ -QPSK

QPSK, bei der jedes Symbol gegenüber dem jeweiligen Vorgänger in der Phase zusätzlich um  $\pi/4$  versetzt wird. Bei jedem Symbolwechsel findet notwendig ein Phasensprung von  $\pm 45^\circ$  oder  $\pm 135^\circ$  statt.

→ Taktsynchronisation

$\pi/4$ -QPSK und  $\pi/4$ -DQPSK sind die Modulationsstandards für digitale zellulare Systeme in den USA (IS-54, IS-95) und Japan (PDC).

$\pi/4$ -DQPSK





### 6. Minimum Shift Keying (MSK)

Binaries FSK

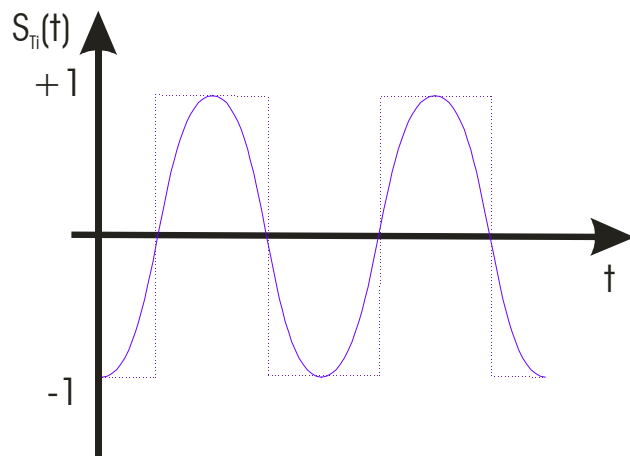
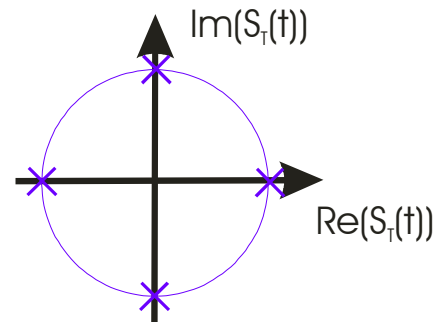
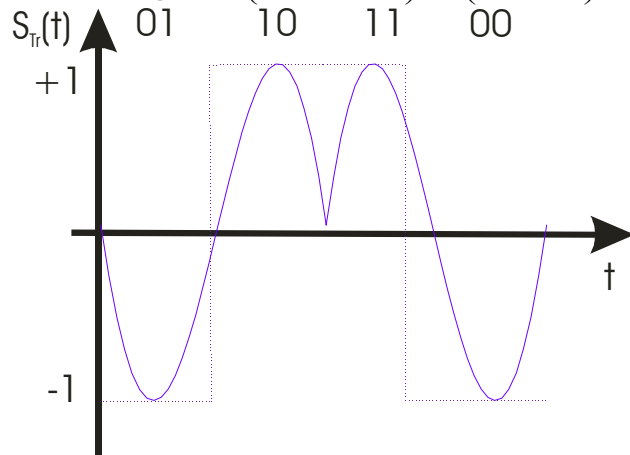
Offset QPSK mit cosinusförmigen Modulationsimpulsen

$$S_{MSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ b_{2n} \cos\left(\frac{\pi(t-2nT_b)}{2T_b}\right) \text{rect}\left(\frac{t-2nT_b}{2T_b}\right) \cos(\omega_c t) - b_{2n+1} \cos\left(\frac{\pi(t-(2n+1)T_b)}{2T_b}\right) \text{rect}\left(\frac{t-(2n+1)T_b}{2T_b}\right) \right\}$$

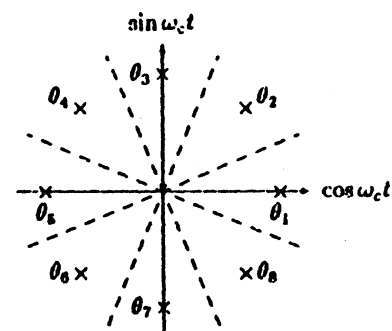
$$b_{2k} = -a_{2k} \quad b_{2k-1}$$

$$b_{2k+1} = a_{2k+1} \quad b_{2k}$$

$$S_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ b_{2n} \cos\left(\frac{\pi(t-2nT_b)}{2T_b}\right) \text{rect}\left(\frac{t-2nT_b}{2T_b}\right) + j b_{2n+1} \cos\left(\frac{\pi(t-(2n+1)T_b)}{2T_b}\right) \text{rect}\left(\frac{t-(2n+1)T_b}{2T_b}\right) \right\}$$



8PSK



Eine korrekte Detektion ist möglich, wenn die durch Rauschen gestörte Momentanphase zum Arbeitspunkt im Bereich  $-\pi/M \leq t \leq +\pi/M$  liegt.

$$S_{MPSK}(\omega) = \frac{A^2 T}{4} \left( \text{sinc}^2\left(\left(\omega - \omega_c\right) \frac{T_s}{2}\right) + \text{sinc}^2\left(\left(\omega + \omega_c\right) \frac{T_s}{2}\right) \right)$$

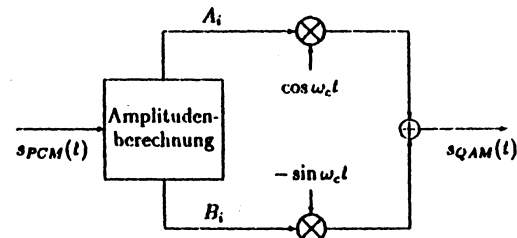
### 9.4.4 Die Quadraturamplitudenmodulation (QAM)

$$S_i(t) = C_i \cos(\omega_c t + \Theta_i) \quad 0 \leq t \leq T_s \quad i=1, \dots, M$$

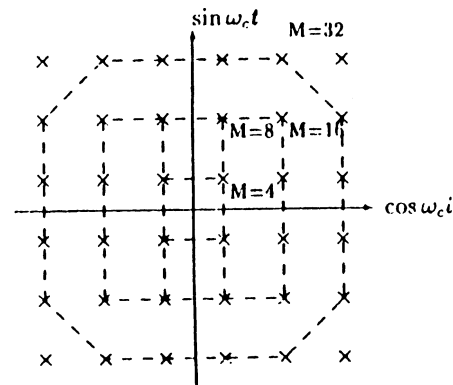
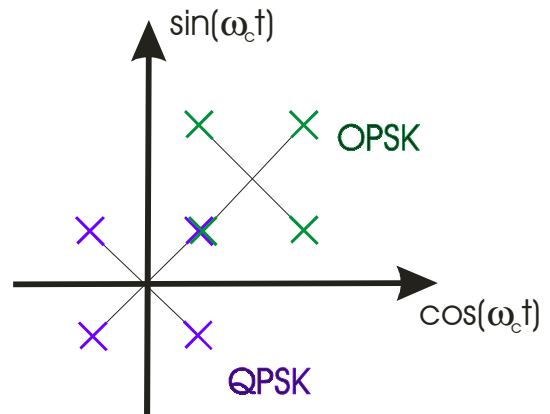
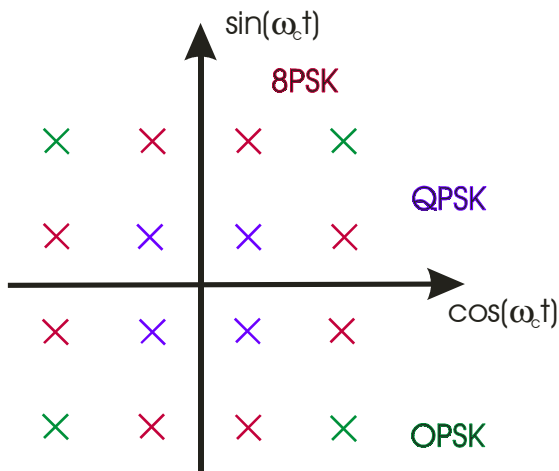
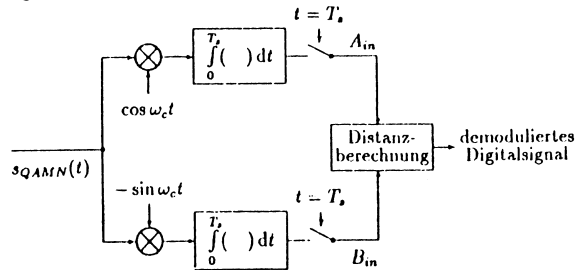
$$S_i(t) = A_i \cos(\omega_c t) - B_i \cos(\omega_c t)$$

$$A_i = C_i \cos(\Theta_i) \quad B_i = C_i \sin(\Theta_i)$$

QAM-Modulator

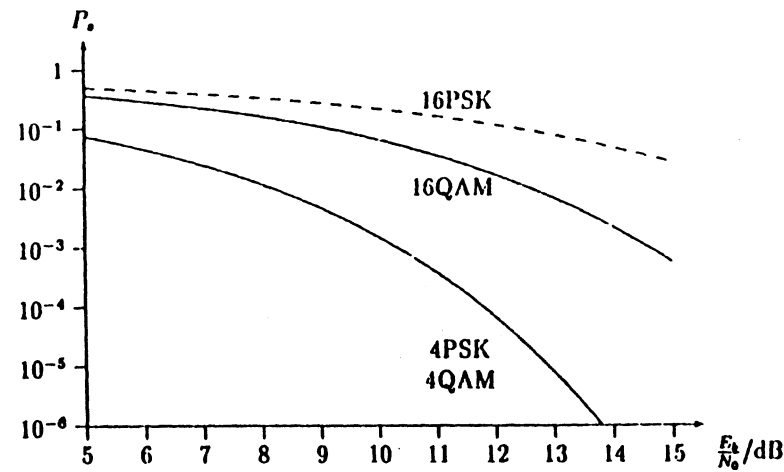
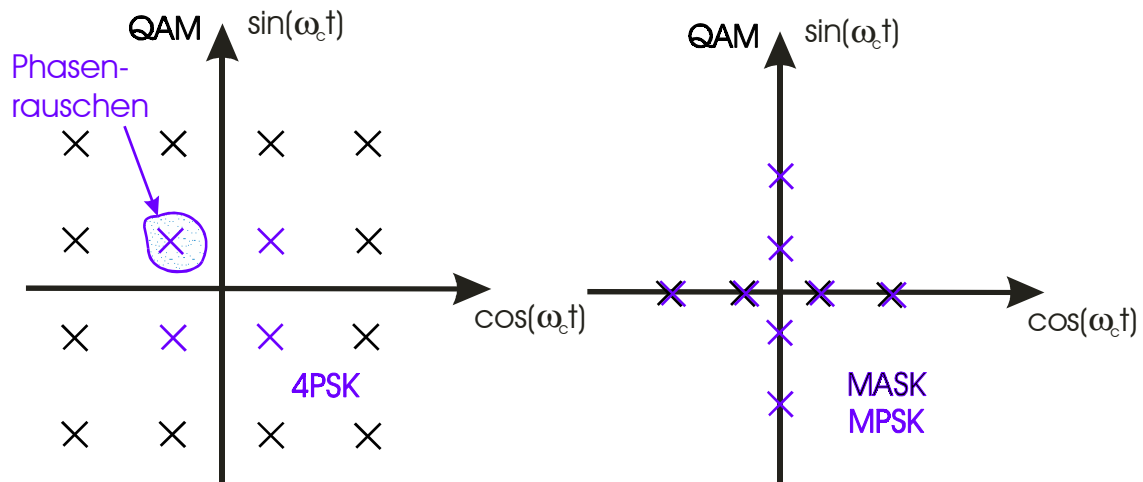


QAM-Demodulator



64 QAM  
256 QAM (8Bit)

Phasenzustandsdiagramm



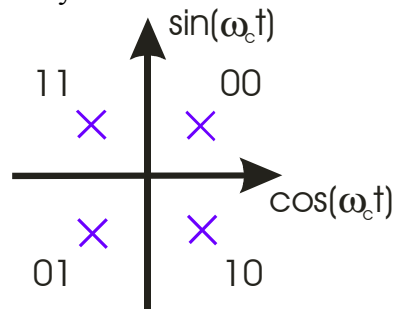
16QAM

Amplitudenmodulation → Empfindlich gegenüber Nichtlinearitäten im Sender

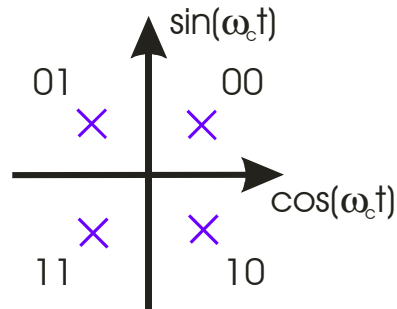
16QAM (QPSK mit AM auf zwei Niveaus) empfindlich gegenüber Interferenzen

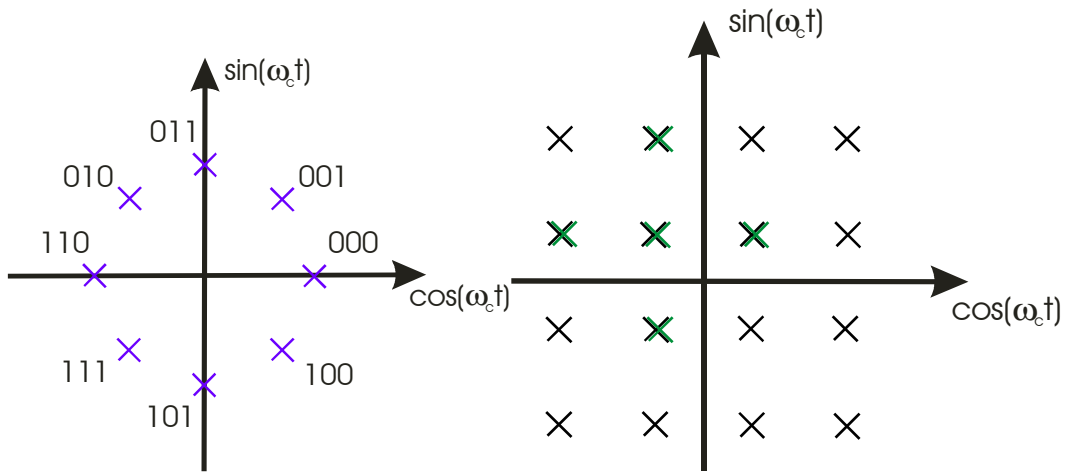
16QAM (QPSK mit AM auf vier Niveaus) unempfindlich gegenüber Interferenzen

Graycode

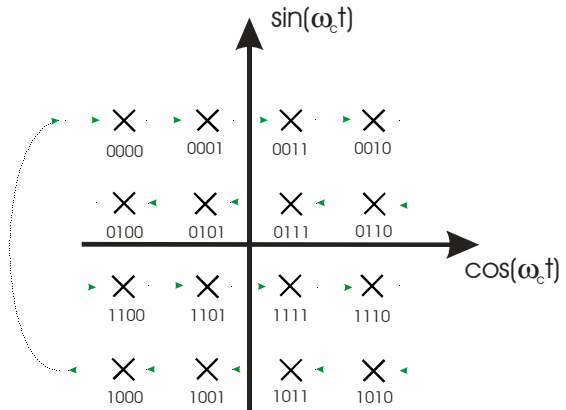
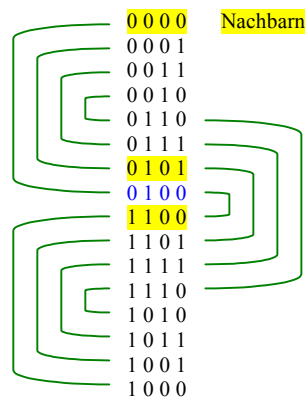


Vorschrift

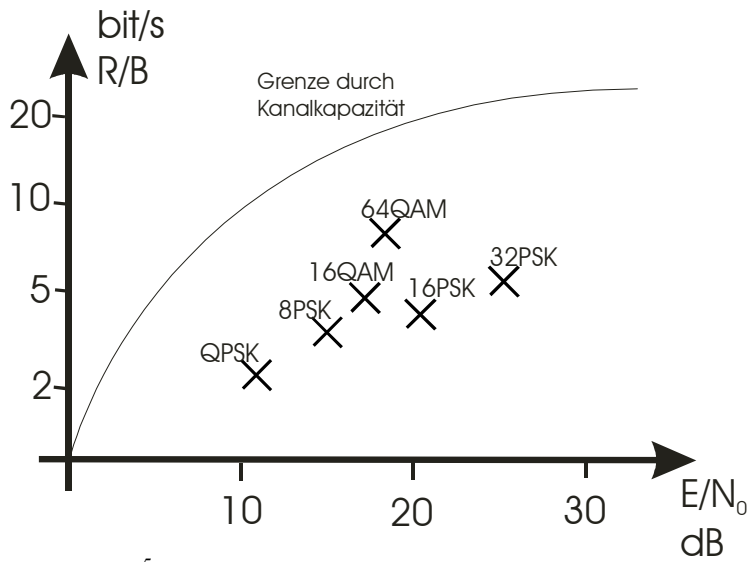




z.B. 0100



$$\text{Bandbreiteeffizienz} = \frac{\text{übertragene Datenrate}}{\text{Bandbreite}} = \frac{R}{B}$$



gilt bei  $10^{-5}$  Bitfehlerwahrscheinlichkeit (Standardwert)

GMSK (Gauß Minimum Shift Keying)

## 10 Modulation, Multiplexing und Multiple Access

Die drei M der Übertragungstechnik

### 10.1 Multiplexing

Multiplexing beinhaltet die Kombination von zwei und mehr Eingangssignalen auf einem einzelnen Sendesignal.

#### 10.1.1 Frequency-Division-Multiplexing (FDM)

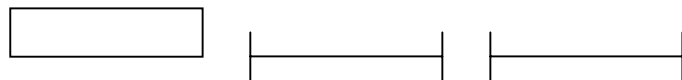
Wenn zwei Signale ursprünglich den gleichen Frequenzbereich haben, wird der Bereich des einen so weit verschoben, dass sich die Bereiche nicht mehr überlagern.

#### 10.1.2 Time-Division-Multiplexing (TDM)

- digitales Telefon (digitale Abtastung, dann zeitliche Verschiebung)
- PCM

### 10.2 Multiple-Access

Multiple-Access ist ähnlich wie Multiplexing, verlagert aber zusätzlich die Koordination und Zustimmung von verschiedenen Sende-/Empfangsstationen



UMTS

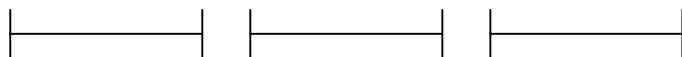
#### 10.2.1 Frequency-Division-Multiple-Access (FDMA)

Jeder Kunde erhält auf einen Transponder von der gesamten Transponderbandbreite eine gewisse Bandbreite mit einer vereinbarten Signalamplitude.

Benutzerplan

Das Equipment ist relativ einfach.

Centermodulation führt zu Leistungsverlusten.



Für immer zeitlich zugewiesen

#### 10.2.2 Time-Division-Multiple-Access (TDMA)

Im Gegensatz zu FDMA ist es auch möglich die gesamte Transponderbandbreite für einen Zeitbereich einen Besitzer zuzuweisen.

Benutzerplan

Der Vorteil von TDMA, ist dass der Transponder mit voller Leistung über die gesamte Bandbreite arbeiten kann. Problem die Seitenmodulation gibt es hier nicht TDMA ermöglicht leicht Zeitdaueränderungen.

→ flexibel Equipment ist sehr komplex und teuer

#### 10.2.3 Space-Division-Multiple-Access (SDMA)

- Polarisierung: linear, zirkular
- verschiedene Richtungen

### 10.2.4 Code - Division - Multiple -Access (CDMA)

Spread<sup>22</sup> Spektrum Multiple Access (SSMA)

CDMA teilt ein gemeinsames Transponderspektrum in dem es das Signal in eine Bandbreite aufspreizt, die viel größer ist als die aktuell benötigte. Bei CDMA benutzt jede Sendestation einen eigenen pseudorandom Code, um das Sendesignal aufspreizen. Jede autorisierte Empfangsstation muss den identischen Code haben, um die Information zu identifizieren. CDMA ist sehr störnunempfindlich, hat gute Frequenzausnutzung und ist kostengünstig.  
- niedrige Leistungsanforderungen

15.5.2000

### 10.3 Aktuelle zukünftige Anwendungsstandards?

- GSM Global System for Mobile Communications  
(TDMA/FDMA)

- UMTS Universal Mobile Telecommunication System  
(W-CDMA)

- IMT-2000 International Mobile Telecommunications  
(ein System wodurch auch UMTS entfallen)  
(W-CDMA CDMA2000) USA-System

-FPLMTS Future Public Land Mobile Telecommunication System  
(gehört zu IMT-2000)

Europa heute:

TDMA ⇒ EDGE Enhanced Data rates for Global Evolution and GPRS General Packet Radio Service for 2,5G(Generation)

USA:

CDMA ⇒ CDMA2000

Japan:

PDC ⇒ WCDMA

- Bluetooth (2,456 GHz ISM-Band) Freies Band auch betreibbar ohne Genehmigung  
(Leistungsbegrenzung 10mW)  
(433 oder 435MHz) ähnlich CDMA

-GPS Global Positionising by Satellite  
Amerika muss jedes Mobiltelefon für Notrufe gleichzeitig eine Standortmeldung mitsenden  
Bereich 125m Abweichung (Genauigkeit)  
Notruf USA 911 Notrufsystem ab 2001 Europa ab 2002

Organisationen zu den Standards

Europa:

ITU International Telecommunication Union  
(Sitz in Genf)

UTA G711 PCM

---

<sup>22</sup> engl. Gespreizt  
NÜK-V  
A.Hagedorn

WARC World Administration Radio Conference  
(Aufgabe Lizenzvergabe, alle 10 Jahre Tagung 1992)

ETSI European Telecommunication Standards Institute  
(Sitz Paris Außenstelle Tripolis bei Nizza)

CENELEC Comité Européen de Normalisation Electrotechnique  
(Sitz in Genf) Vorstelle für Normen zu ETSI

USA:  
ANSI American National Standards Institute  
(gleich ETSI in Europa) Normeninstitut

Japan:  
ARIB Association of Radio Industry Business

MPT Japanese Ministry of Post and Telecommunication

TTC Telecommunication Technology Committee

## **10.4 GSM**

ETSI zuständige Behörde  
- SMG (GSM Group Special Mobile ⇒ SMG Special Mobile Group)  
1982 CEPT Conférence Européenne des Pactes et Télécommunications  
1990 Standards Phase 1 verabschiedet  
1991 1GSM-System (Markteinführung)GSM800  
1995 GSM Phase 2  
1997 GSM Phase 2+ (Vereinbarung mit der ANSI USA)  
1998 UMTS  
1999 UMTS Phase1 (Standards wurden normiert bei den Organisationen)  
Standardverabschiedung 18 Monate später Telefon auf den Markt  
Haltbarkeit eines Mobiltelefon 3 Monate

### **10.4.2 Radiolink Aspects**

- Standard of primary GSM900 Band P-GSM  
890-915 MHz mobile transmit, base receive  
935-960 MHz base transmit, mobile receive

- Extended GSM 900 Band E-GSM  
890-915 MHz mobile transmit, base receive  
925-960 MHz base transmit, mobile receive

- Railways GSM900 Band R-GSM  
876-915 MHz mobile transmit, base receive  
921-960 MHz base transmit, mobile receive  
DCS 18000 Band  
1710-1785 MHz mobile transmit, base receive  
1805-1880 MHz base transmit, mobile receive

UMTS  
 2000-2100 MHz

### 10.4.3 Multiple Access and channel structure

25 MHz Bandbreite (Bandwidth)

FDMA unterteilen 25MHz bandwidth into 124

Carrier Frequencies spaced 200KHz

TDMA jede dieser Trägerfrequenzen wird wieder zeitlich geteilt

23.5.2000

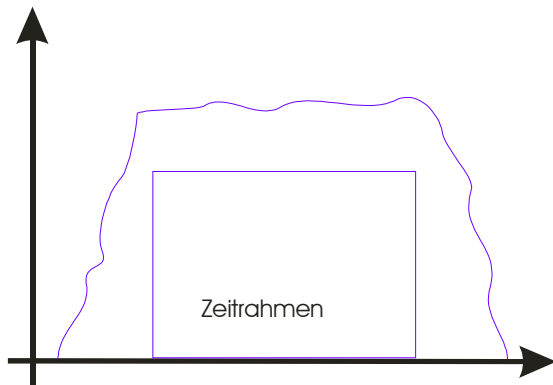
FDMA teile das in 124 Trägerfrequenzen d.h. jede Trägerfrequenz hat 200 KHz Abstand

TDMA Burst period (physikalische Einheit wie viel Bit ist eine Zeit)

Dauert 15/26 ms

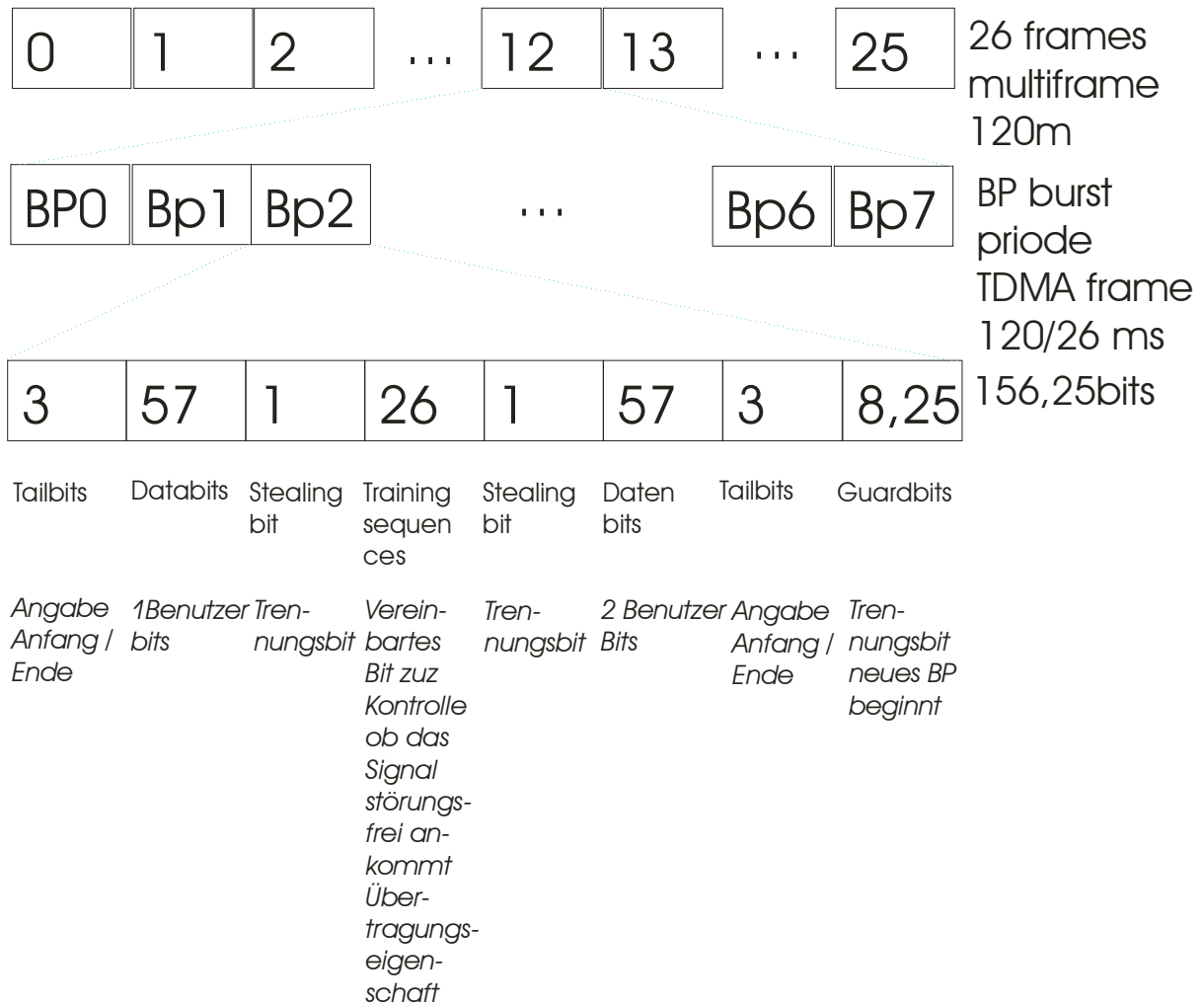
8 burst periods 5 are grouped into 8 burst

TDMA frame 120/26ms

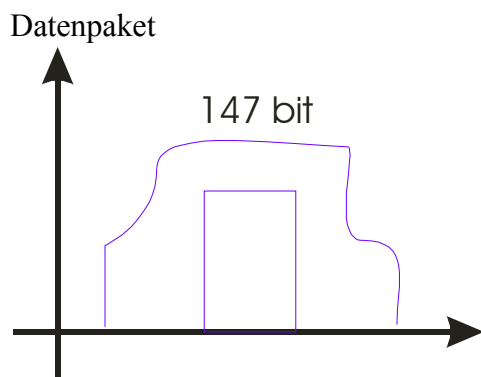




### 10.4.4 Traffic Channels



Ständige Wechselung zwischen Zeitrahmen und Trägerfrequenz/Frequenzrahmen



### 10.4.5 Speech coding

Abtastung über PAM

Sprachsignale alle Telefone (ISDN, Handy, analoges Telefon) werden mit PCM digitalisiert  
 PCM mit 8KHz Abtastung dann kommt 64 kbps<sup>23</sup> heraus (ISDN) (Es wird nur die Änderung des Sprachsignals übertragen)

<sup>23</sup> kilo bits per second  
 NÜK-V  
 A.Hagedorn

Redundancy

Subjective speech quality (Gefühlsmäßige Empfindung der Sprachqualität, dadurch spart man an Datenrate)

Linear predictive codex with a long Term Predictor loop

Vorhersehbares Signal z.B. wird das Signal nicht sofort wieder abfallen, es wird eine Vorhersage im Zwischenraum (zeitlich) getroffen.

Speech is divided into 260 bits giving a total rate of 13 kbps.

Jedes Signal wird in 20ms Schritten abgetastet. Jeder Abtastwert wird mit 260 Bits aufgeschlüsselt und steht insgesamt für 1s an. Datenrate 13kbps.

Datenreduktion (Domäne von GSM)

Full-Rate-Speech-Coding

**10.4.6 Channel coding and subjective testing**

Dabei gibt es wichtige und weniger wichtige Bits (subjektiv)

Class Ia 50 bits: most sensitive to bit errors

Class Ib 132bits: moderately ...

Class II 78 bits: least ...

Bits werden in 3 Klasen eingeteilt

50 sehr empfindliche Bits (sehr stark hörbar bei einem Fehler) → II 78 machen die Fehler nicht mehr so viel aus

Class Ia bits have 3 bits cyclic redundancy code (CRC) for error detection.

Bekommt 3 Bits dazu einrahmen Kontrollbits ob etwas beschädigt wurde.

Bei wenigen Fehlern wird es gedämpft damit es nicht so stark hörbar ist. Wenn es zu defekt ist wird das alles in Class Ia übertragen.

53 Bits

132 Bits Class Ib (diese beiden Formen des nächsten Rahmens)

4 Bits tail (4 Bits dazu für die Endung)

-----

189 Bits (sehr wichtig deswegen werden sie doppelt übertragen)

378 bits

78 bits Class II

-----

456 Bits

456 Bits / 8 = 57 Bits Benutzerdaten

**10.4.8 Physical Channels**

8 Timeslots from a TDMA-frame

8 Zeitschlitze bilden ein TDMA - Rahmen

Frame Number: FN

$FN_{max} = 26 \times 51 \times 2048 = 2715641$

A hyper frame consists of 2048 super frames where a super frame is defined as 26 x 51 x TDMA-frames

x1 Sprechdaten x2 Sicherungsdaten

TDMA-Frame 51-TDMA-Frames

26 TDMA frames: multiframe traffic channels

x2048 langen Zyklus für die Kodierung deswegen ist die Zahl sehr hoch für die lineare Verschlüsselung

### **10.4.9 Multipath Equalization**

Equalization works by finding out here a known transmitted signal is modified by multipath fading and construction an inverse filter to extracted the rest of desired signal. This known signal is the 26 bit training sequence transmitted in the middle of every time slot burst.

Ich muss etwas bekanntes übertragen und durch Filterung und durch inverse Filterung um Fehler herauszufinden.

### **10.4.11 Discontinuous Reception**

Meistens empfängt das Handy nicht. Es die Standardabfrage a... und nicht ... dazwischen gibt es noch den (Schlafmodus !wichtig Energieersparnis)

Paging channel

Der wird von der Basisstation verwendet wird der sagt es liegt ein Gespräch an oder nicht.

Base station

Mobile station needs to listen only to his own sub channels. In the time between successive paging sub channels, the mile can go into sleep modes.

### **10.4.12 Multiple Access Communication**

Räumliche Ausnutzung

Gleiche Zelle mit der selben Frequenz

124 Frequenzen :7 = 17 mögliche Frequenzen pro Zelle

Unterteilung in Subzellen /in 3 Subzellen/ 6 Frequenzen in einer Subzelle.

Also pro Zelle eine maximale Benutzerzahl (ca. 1000) Wandern zur Nachbarstelle, angemeldet an der Basisstation alles abmelden, alles anmelden. (hartes Umschalten)

Zellengröße nicht kleiner paar 100m Auto findet ständiges umschalten statt (schlecht, hörbar)