

Kapitel 3 Grundlagen der Signal- und Datenübertragung

3.1	Grundbegriffe der Datenübertragungstechnik	2
3.1.1	Signale – Definition und Klassifikation	2
3.1.2	Signalumwandlungen bei Datenübertragung	8
3.1.3	Signaldarstellung im Zeit- und Frequenzbereich	10
3.1.4	Leistungs- und Zuverlässigkeitsskenngrößen einer Datenübertragung	25
3.2	Elektrische Signalübertragung	38
3.3	Optische Signalübertragung	41
3.4	Drahtlose Signalübertragung	51
3.4.1	Funksysteme	51
3.4.2	Mobilfunkübertragung	55
3.4.3	Infrarotübertragung	57
3.5	Allgemeine Charakteristika und vergleichende Beurteilung physikalischer Übertragungswege	58
3.6	Gesetze von Shannon und Nyquist	68
3.7	Datenübertragungsverfahren	77
3.7.1	Basisbandübertragungsverfahren	83
3.7.2	Modulationsverfahren mit Sinusträger	89
3.7.3	Modulationsverfahren mit Pulsträger	102
3.8	Serielle versus parallele Datenübertragung	104
3.9	Mehrfachnutzung physikalischer Übertragungswege	106
3.10	Synchronisation zur Datenübertragung	120
3.11	Datenübertragungseinrichtungen und Schnittstellen zu phys. Übertragungswegen	126

3. GRUNDLAGEN DER DATENÜBERTRAGUNG

3.1 Grundbegriffe der Datenübertragungstechnik

3.1.1. Signale – Definition und Klassifikation

Def. **Daten** (data), vgl. DIN 44300 :

Zeichen oder kontinuierl. Funktionen, die zum Zwecke der Verarbeitung Information auf Grund bekannter oder unterstellter Abmachungen darstellen. ■.

Sonderfälle :

digitale Daten : durch Zeichen dargestellte Daten

analoge Daten : durch kontinuierl. Funktionen dargestellte Daten



Def. **Signal** (signal), vgl. DIN 44300 :

Die physikal. Darstellung von Nachrichten oder Daten . ■.

Def. **Signalparameter**, vgl. DIN 44300 :

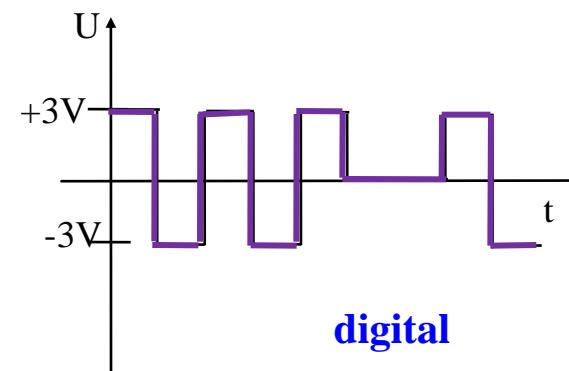
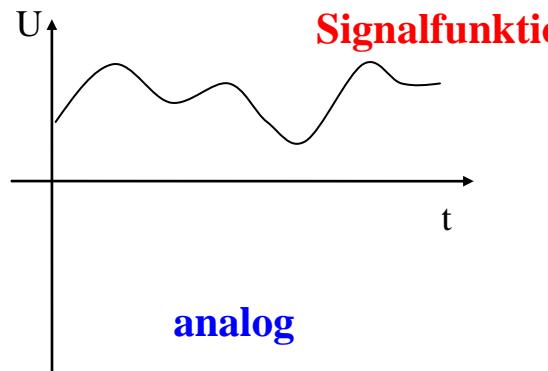
Diejenige Kenngröße des Signals, deren Wert(everlauf) die Nachricht oder die Daten darstellt . ■.

Analoge versus digitale Signalfunktionen

Bsp.: Amplitude ist **Signalparameter**, falls das Signal durch amplitudenmodulierte Wechselspannung U [V], (V für Volt), repräsentiert wird.

Bem.:

- Darstellung digitaler bzw. analoger Daten durch digitales bzw. analoges Signal.
- Bei einem digitalen Signal entspricht gewissen Wertebereichen des Signalparameters jeweils ein Zeichen.

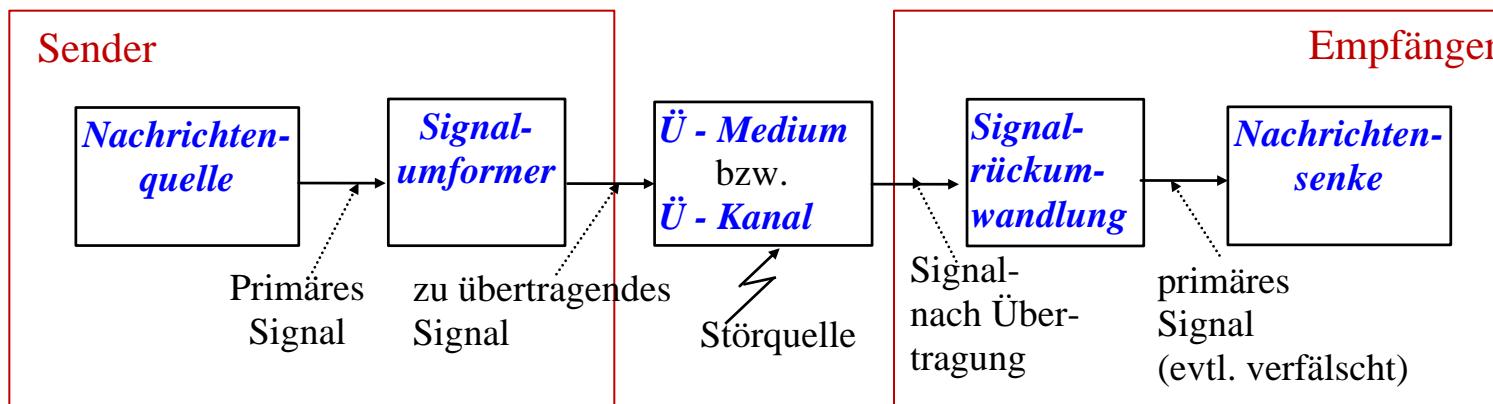


(a) Umwandlung von Signalen

Darstellung der Daten für Kommunikationspartner und innerhalb des Übertragungsmediums eines Kommunikationssystems i.a. unterschiedlich

- (1) Anpassung des durch die Nachrichtenquelle generierten **primären Signals** an die Eigenschaften des ÜMs
- (2) Signalrückumwandlung bei Empfänger .

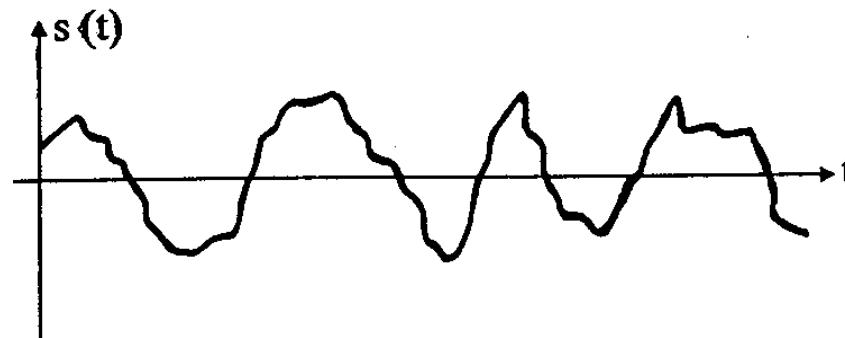
Resultierende ***verfeinerte Sicht eines Kommunikationssystems***
(bei unidirektonaler Übertragung) :



(b) **Primäre Signale** (Klasseneinteilung)

Vorbem.:

- Signal als zeitl. Folge von Signalwerten → mögliche Darstellung eines primären Signals $s(t)$ in folgender Form (Signalkoordinate s entspricht i.a. dem Signalparameter) :



- Sonderfälle :

(α) **diskrete Signalkoordinate**, d.h. \exists eine vorgegebene abzählbare Menge (in der Praxis: eine endliche Menge) $M_s = \{s_1, s_2, \dots\}$, so dass für den Wertebereich M_σ von s gilt: $M_\sigma \subseteq M_s$;
Spezialfall eines zweistufigen Signals:

$$M_\sigma = M_s = \{s_1, s_2\}$$



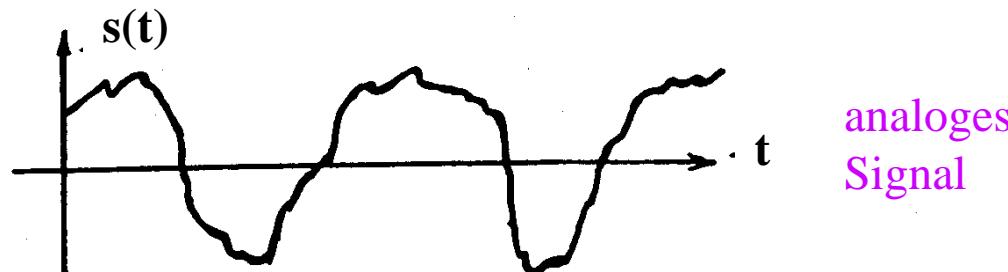
(β) **diskrete Zeitkoordinate**, d.h. \exists eine vorgeg. abzählbare Menge $M_t = \{t_1, t_2, \dots\}$, so dass für die Menge M_τ der Zeitpunkte mit Änderung der Signalkoordinate gilt: $M_\tau \subseteq M_t$;
Spezialfall eines konstanten Zeittaktes :

$$M_t = \{n \cdot \Delta t \mid n \in \mathbb{N}, \Delta t = \text{const.} > 0\}$$

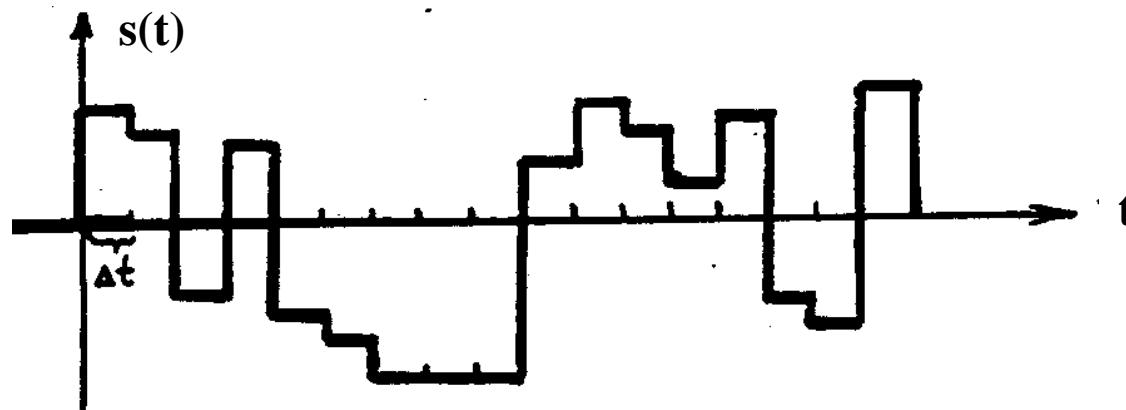
Klasseneinteilung von Signalen



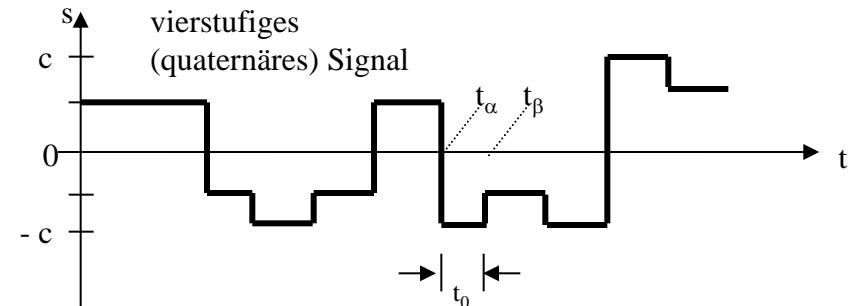
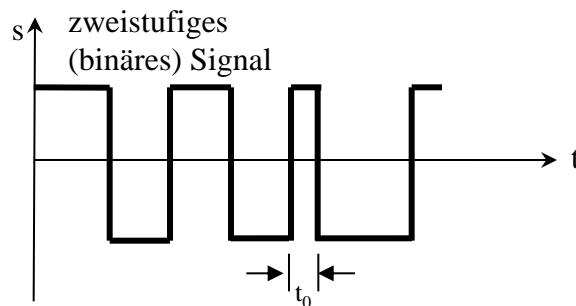
Klasse 1: kontinuierliche Zeit- und kontinuierliche Signalkoordinate
(z.B. Sprache, Musik)



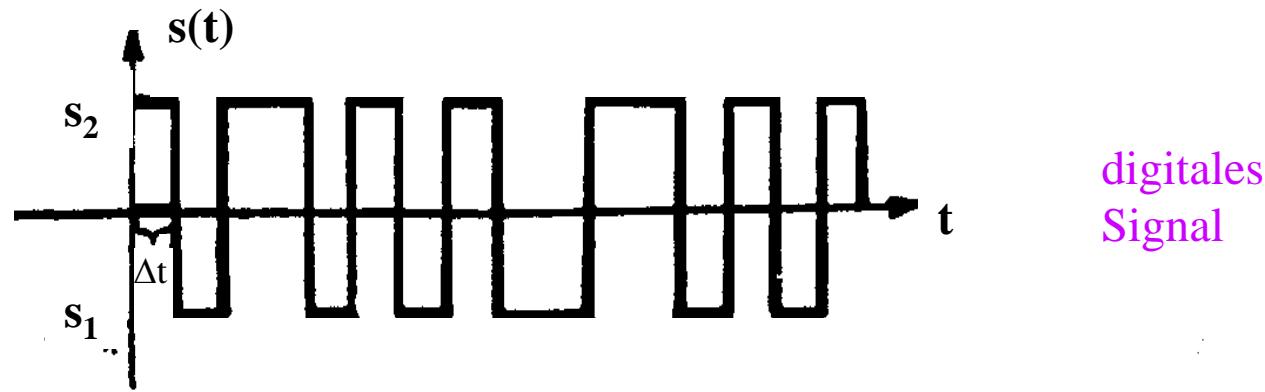
Klasse 2: diskrete Zeit- und kontinuierliche Signalkoordinate
(wichtiger Fall : konstanter Zeittakt Δt)



Klasse 3 : kontinuierliche Zeit- und diskrete Signalkoordinate (bel. Zeitpunkte für eine mögl. Änderung der Signalkoordinate; allerdings evtl. Restriktion : $|t_\alpha - t_\beta| \geq t_0$ für aufeinanderfolgende Änderungszeitpunkte t_α, t_β)



Klasse 4 : diskrete Zeit- und diskrete Signalkoordinate (praxisrelevanter Fall : zweistufiges Signal mit konstantem Zeittakt Δt)

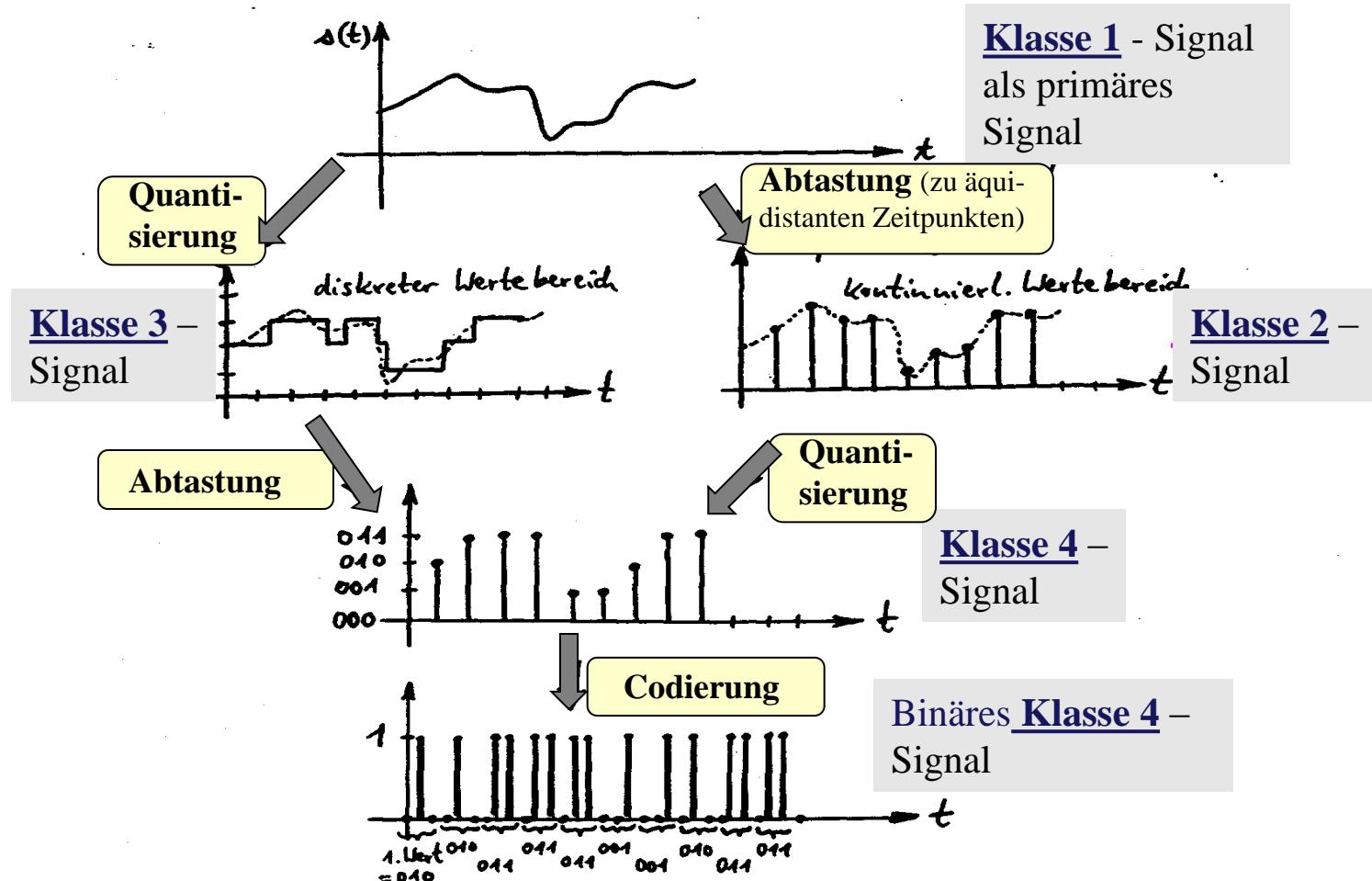


3.1.2 Signalumwandlungen bei Datenübertragung

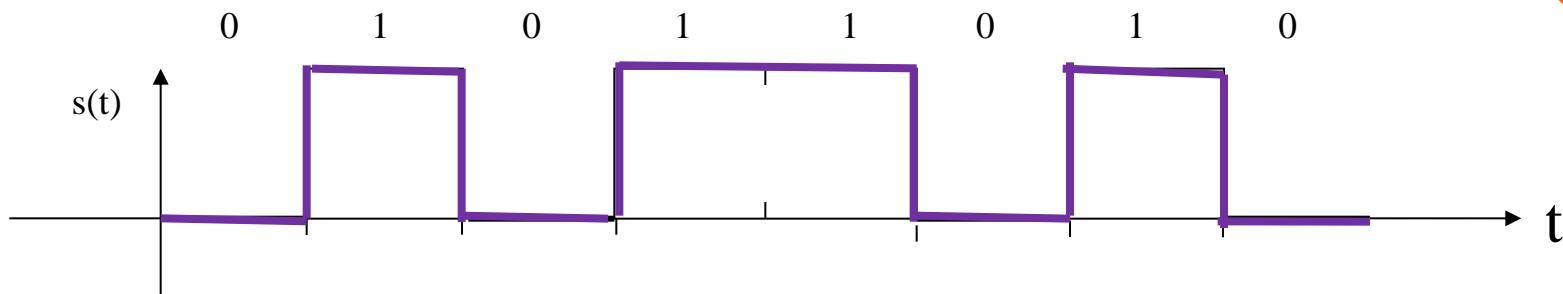
Ersetzbarkeit analoger und digitaler Signale zum Zwecke der Datenübertragung

1) digitale Übertragung analoger Signale

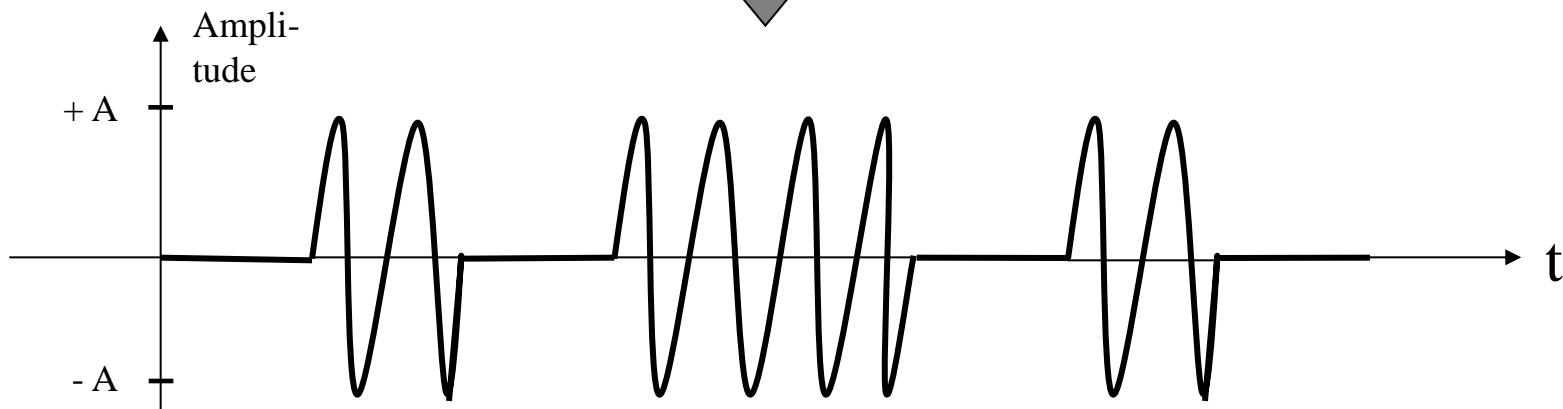
Überführung eines analogen in ein digitales Signal (Beispiel), s. auch PCM (in Kap.2)



2) Übertragung digitaler Signale mittels analoger Signalisierung (Signalisierung mittels des Übertragungsmediums)



↓
Modulation

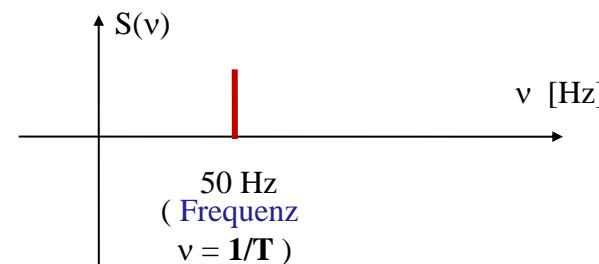
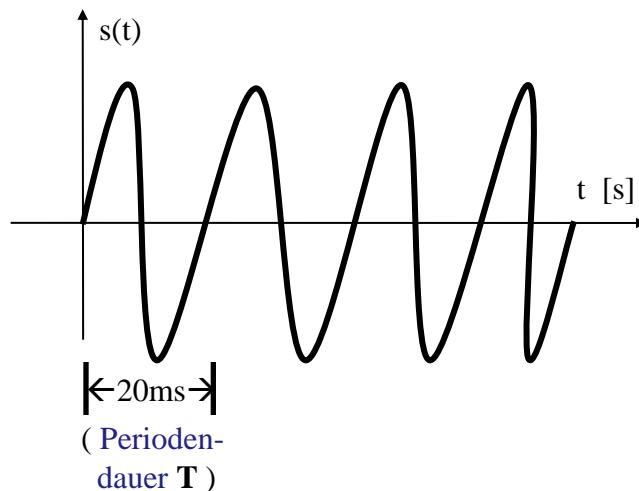


3.1.3 Signaldarstellung im Zeit- und Frequenzbereich

- **Signalfunktion** $s(t)$ beschreibt zeitl. Verlauf des Signalparameters
- **Spektralfunktion** $S(\omega)$ bzw. $S(v)$ beschreibt Verteilung der Signalenergie im Frequenzbereich (spektrale Energieverteilung)



Bsp.: Sinus-/Cosinus-Schwingung



Transformation zwischen Zeit- und Frequenzbereich :

⇒ Verknüpfung von $S(\omega)$ und $s(t)$ durch **Fouriertransformation**

$$S(\omega) = \int_{t=-\infty}^{\infty} s(t) \bullet e^{-i\omega t} dt, \quad i^2 = -1$$

oder

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega=-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

Bem.: Folgende Darstellung vom $S(\omega)$ ist üblich:

$$S(\omega) = |S(\omega)| \bullet e^{i\varphi(\omega)} \quad \text{mit } \omega = 2\pi\nu = \frac{2\pi}{T}$$

Jean Baptiste Joseph Fourier
1768 - 1830



➤ *Sonderfall* : periodische Signalfunktion (ergibt **Linienspektrum**)

⇒ Transformation über **Fourierreihe**



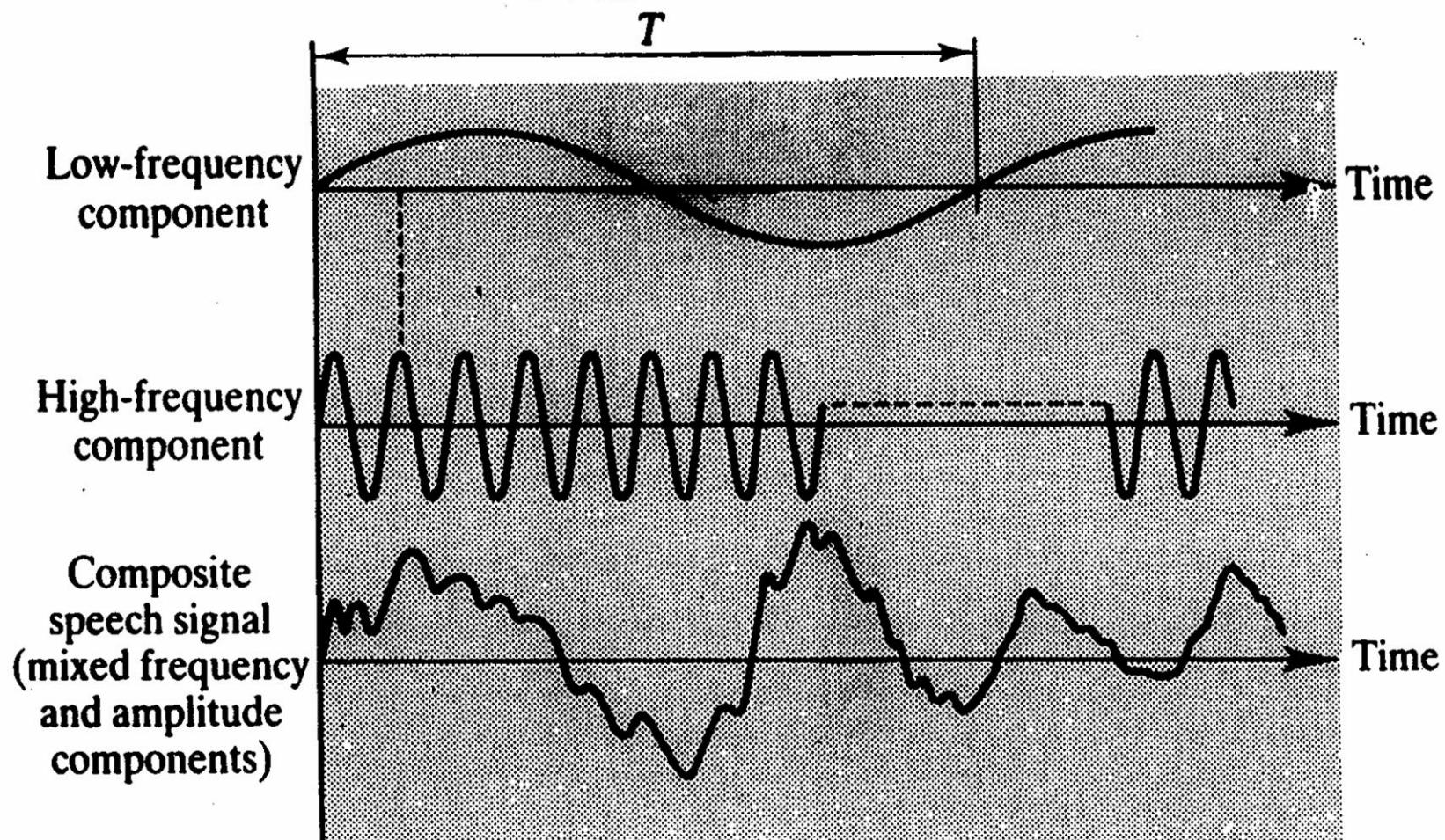
$$s(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \bullet \sin(\omega nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \bullet \cos(\omega nt)$$

wobei : $c_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T \sin(\omega nt) \bullet s(t) dt \quad \text{sowie} \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T \cos(\omega nt) \bullet s(t) dt$$

[Herleitung der Koeffiz., s.u.] → vgl. DKR III.18/19

Signale als Überlagerung von sin-Schwingungen



T = Period of wave in seconds
 $f = 1/T$ cycles per second or hertz

Figure 2.17
aus: [Hal96]

Signal- und Spektralfunktion für Rechteckimpulse

Signalfunktion eines Rechteckimpulses der Dauer T ,

z.B. gegeben durch :

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Resultierende Spektralfunktion eines Rechteckimpulses :

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{t=-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-T/2}^{T/2} e^{-i\omega t} dt = \frac{-1}{i\omega} e^{-i\omega t} \Big|_{-T/2}^{T/2} = \\ &= -\frac{1}{i\omega} \left[e^{-i\omega T/2} - e^{i\omega T/2} \right] . \end{aligned}$$

Da jedoch

$$\frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i} = \sin x$$

ergibt sich somit $(x: = \frac{\omega T}{2})$

$$S(\omega) = -\frac{1}{i\omega} \bullet (-2i) \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) = \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega T}{2}$$

und mit $\omega = 2\pi\nu$ resultiert

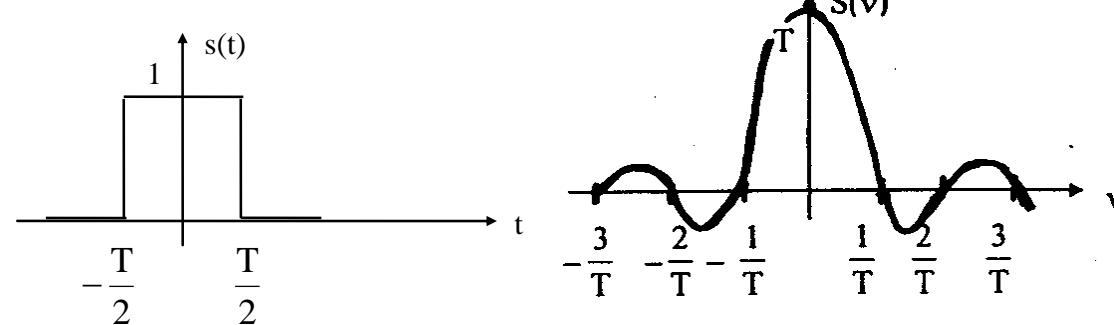
$$S(\nu) = \frac{2}{2\pi\nu} \sin \frac{2\pi\nu \bullet T}{2} = \frac{1}{\pi\nu} \bullet \sin(\pi\nu \bullet T) .$$

Man beachte : $\lim_{\nu \rightarrow \infty} S(\nu) = 0$ für Rechteckimpulse

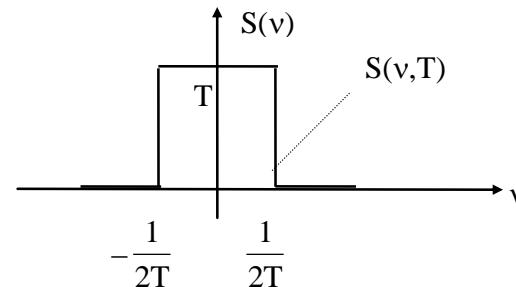
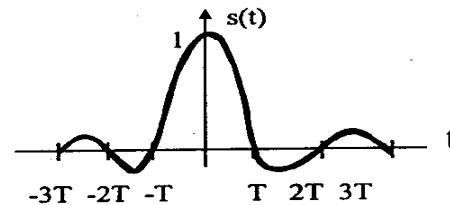
(vgl. Auswirkungen einer endlichen Bandbreite)

Beispiele für die Zuordnung von Spektral- zu Signalfunktion

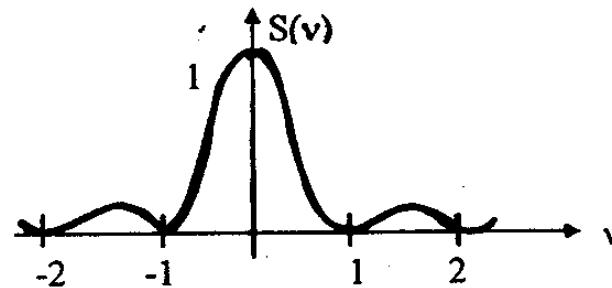
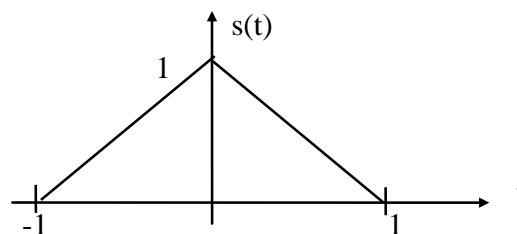
(α) Rechteckimpuls



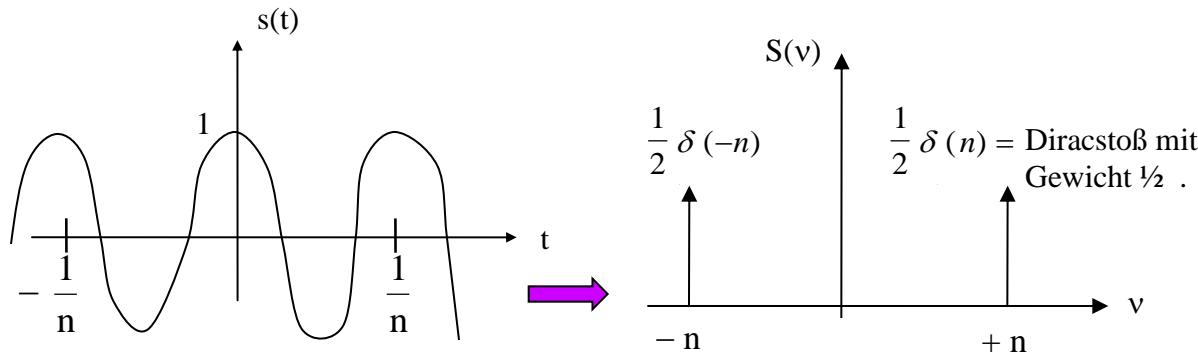
(β) Funktion $s(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} = \frac{\sin(\pi v t)}{\pi v t}$



(γ) Dreieckimpuls



(δ) Cosinus-Funktion $s(t) = \cos(2\pi nt)$, $n \in \mathbb{N}$



Bem.: Diracstoß δ an Stelle t_0 hat Eigenschaften :

$$\delta(t) = 0 \quad \forall t \neq t_0 \quad \text{und} \quad \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{t_0-\varepsilon}^{t_0+\varepsilon} \delta(t) dt = 1 .$$

Diracstoß an Stelle 0 z.B. gegeben durch :

$$\lim_{T \rightarrow \infty} S(v, T) \text{ für die Spektralfunktion aus } (\beta), \text{ s.o.}$$

Signalübertragung und verfügbares Frequenzspektrum

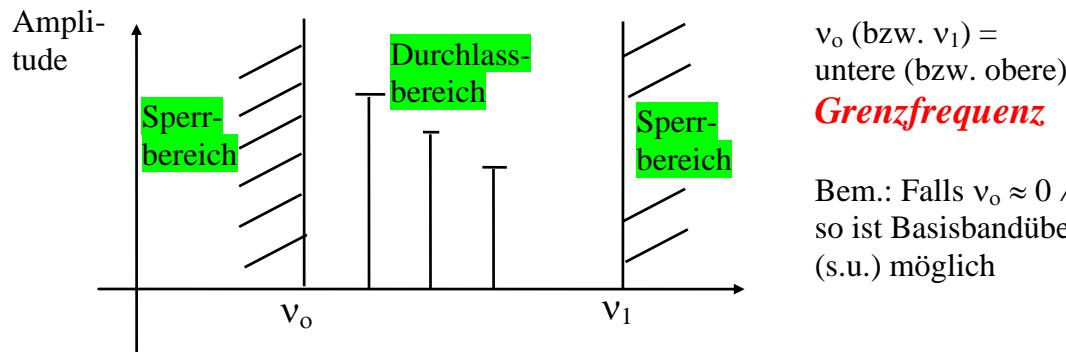
- Spektralfunktion eines Rechteckimpulses (s.o.) zeigt : es existieren Signale, zu deren exakter Übertragung ein unendliches Frequenzspektrum benötigt wird (bzw. würde).
- (*Frequenz-*) **Bandbreite** eines physikalischen Übertragungsmediums [in Hz] :
Differenz zwischen niedrigster und höchster sinnvoll übertragbaren Frequenz



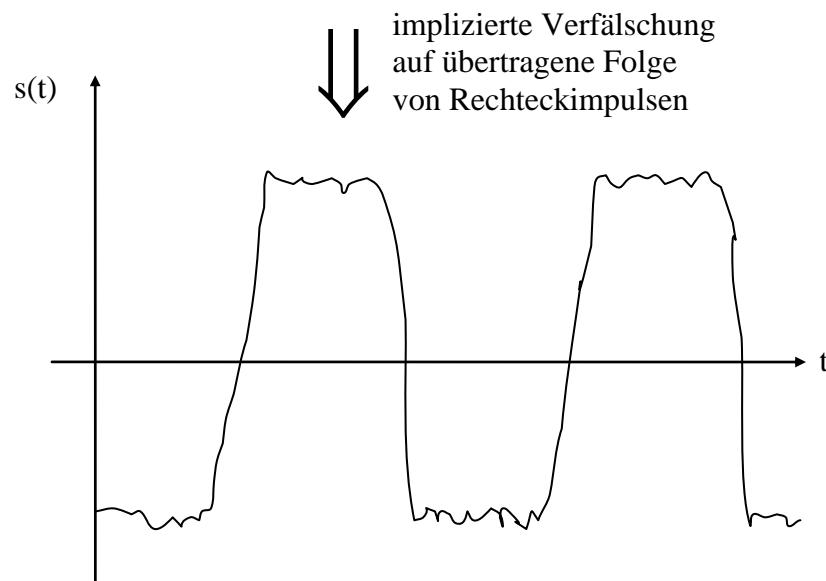
- Sonderfälle* :
- stark begrenzte Bandbreite (z.B. Konsequenz von Frequenzmultiplex auf mehrere Benutzer)
 - „nahezu unlimitierte“ Bandbreite, z.B. $\gg 1 \text{ MHz}$

„*Warning*“: InformatikerInnen ohne (hinreichend fundierte) Kenntnisse ganz elementarer nachrichtentechnischer Grundlagen nennen gerne auch die „*Datenrate*“ eines Übertragungsmediums (s.u.) „*Bandbreite*“ – Wolfinger's DKR-StudentInnen vermeiden diesen gravierenden Fehler (hoffentlich!) ☺

Beispiel für die Auswirkung einer endlichen Bandbreite des Übertragungsmediums :



Bem.: Falls $v_o \approx 0 \wedge v_1$ sehr groß,
so ist Basisbandübertragung
(s.u.) möglich



Implikation einer endlichen Bandbreite für die Qualität einer Signalapproximation

DKR: III.18

gegeben: in ASCII codiertes Zeichen „b“ als zu übertragendes primäres Signal $s(t)$, d.h. Bitsequenz : 0 1 1 0 0 0 1 0
→ Signalfunktion $s(t)$ ist u.a. darstellbar als **Fourierreihe** :

$$s(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(\omega nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \cos(\omega nt)$$

Zusammenhang der Koeffizienten a_n , b_n und c mit der Signalfunktion :

Sei $k \in \mathbb{N}$ bel., fest

$$\xrightarrow{(*)} \sin(\omega kt) \cdot s(t) = \frac{1}{2} \sin(\omega kt) c + \sum_n a_n \cdot \sin(\omega nt) \cdot \sin(\omega kt) \\ + \sum_n b_n \cdot \cos(\omega nt) \cdot \sin(\omega kt)$$

$$\rightarrow \int_0^T \sin(\omega kt) s(t) dt = -\frac{c}{2} \frac{\cos(\omega kt)}{\omega k} \Big|_0^T + \sum_n a_n \cdot \int_0^T \sin(\omega nt) \cdot \sin(\omega kt) dt \\ + \sum_n b_n \cdot \int_0^T \cos(\omega nt) \cdot \sin(\omega kt) dt \\ = 0$$

$$\rightarrow \int_0^T \sin(\omega kt) s(t) dt = a_k \cdot \frac{T}{2}, da: \int_0^T \sin(\omega nt) \cdot \sin(\omega kt) dt = \begin{cases} 0 & \text{für } k \neq n \\ \frac{T}{2} & \text{für } k = n \end{cases}$$

$$\Rightarrow a_k = \frac{2}{T} \int_0^T \sin(\omega kt) \cdot s(t) dt$$

Entsprechend ergibt sich [durch Multiplikation mit $\cos(\omega kt)$ und anschließende Integration, vgl. (*) s.o.] :

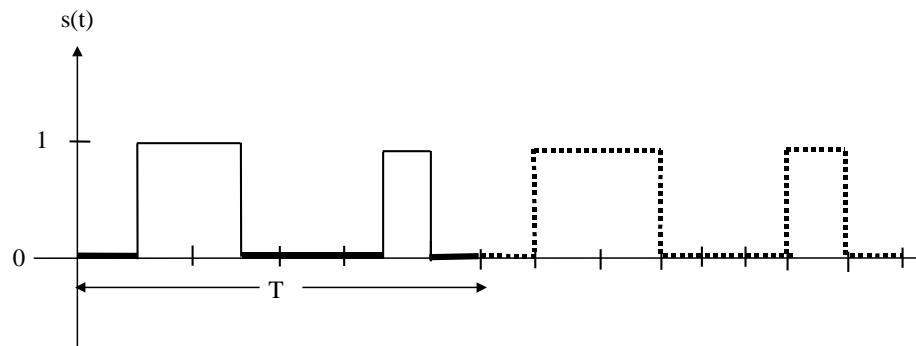
$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T \cos(\omega kt) \bullet s(t) dt$$

c berechnet sich wie folgt :

$$\int_0^T s(t) dt = \frac{1}{2} c \bullet T + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \underbrace{\int_0^T \sin(wnt) dt}_{=} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \underbrace{\int_0^T \cos(wnt) dt}_{=} = 0 = 0$$

$$\Rightarrow c = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) dt$$

- Fouriertransformation für ASCII-codiertes „b“, d.h.
für das folgende Signal :



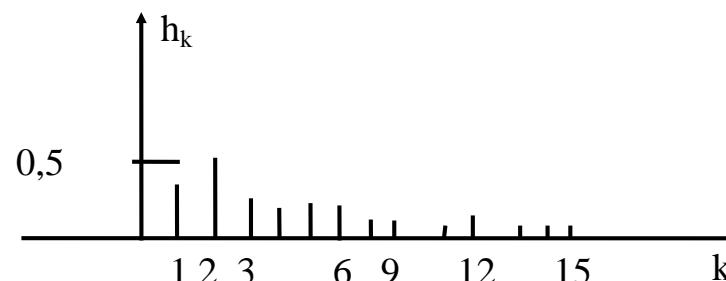
Es ergeben sich die Koeffizienten (unter Benutzung o.g. Formeln für a_k , b_k und c) :

$$a_k = \frac{1}{\pi k} \left[\cos \frac{\pi k}{4} - \cos \frac{3\pi k}{4} + \cos \frac{6\pi k}{4} - \cos \frac{7\pi k}{4} \right]$$

$$b_k = \frac{1}{\pi k} \left[\sin \frac{3\pi k}{4} - \sin \frac{\pi k}{4} + \sin \frac{7\pi k}{4} - \sin \frac{6\pi k}{4} \right]$$

$$c = \frac{2}{T} \bullet \frac{3}{8} T = \frac{3}{4}$$

Daraus resultieren für $h_k := \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ folgende Werte :



Bem.: Bei Frequenz $\frac{k}{T}$ ($\hat{=} k - te$ **Harmonische** oder auch k -te **Oberschwingung**) ist h_k^2 proportional zur übertragenen Energie.

Nota bene : Eine periodische Signalfunktion (Periodendauer T) besitzt immer eine Spektralfunktion, die nur Frequenzanteile bei ihren Harmonischen (d.h. bei $\nu_k = k/T$) haben kann !!!



- *Konsequenz einer endlichen Bandbreite :*

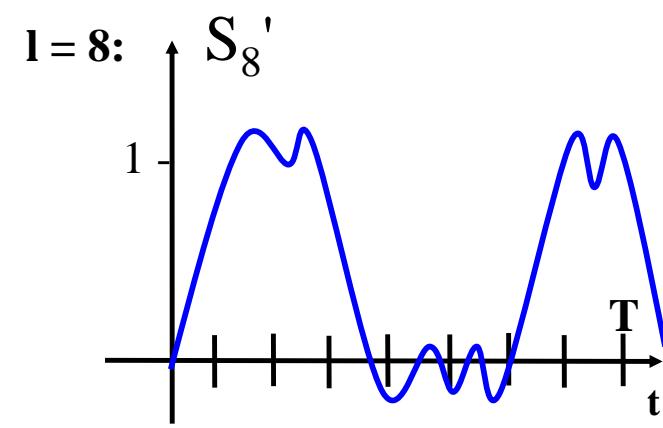
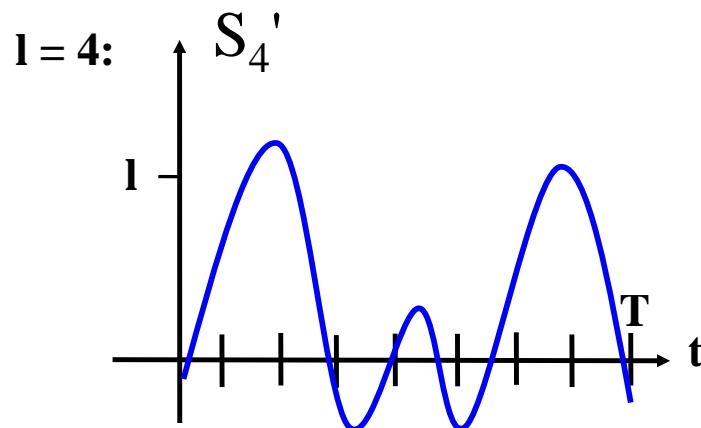
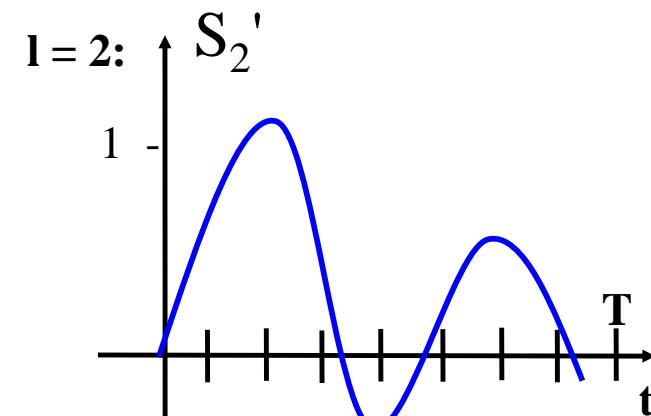
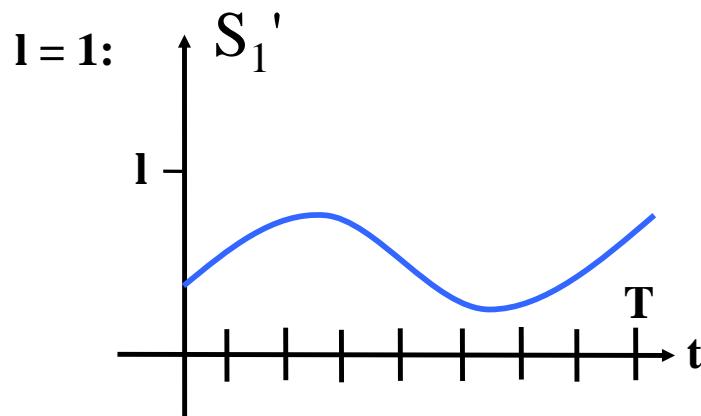
→ Approximation von

$$s(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \bullet \sin(\omega nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \bullet \cos(\omega nt)$$

durch

$$s_l(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^l a_n \bullet \sin(\omega nt) + \sum_{n=1}^l b_n \bullet \cos(\omega nt)$$

- Beispiel für die Approximation eines ASCII-codierten „b“ bei endlicher Bandbreite



obiges Beispiel zeigt :

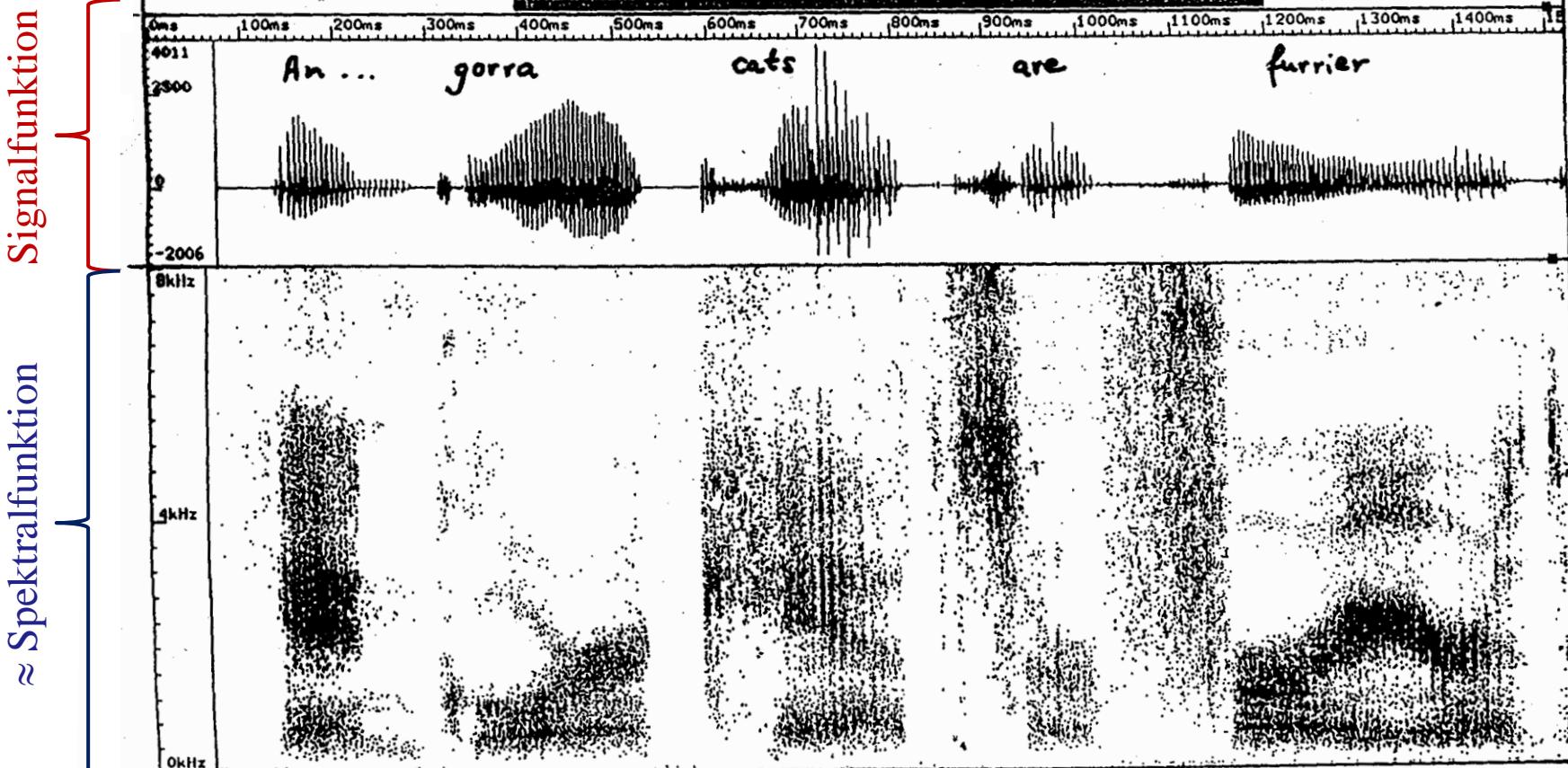
Qualität der Signalapproximation stark abhängig von Anzahl
der übertragenen Harmonischen.

Andererseits gilt jedoch :

Anzahl der übertragbaren Harmonischen abhängig von Übertragungsgeschwindigkeit v_D
(vgl. Tabelle).

v_D [Bit / sec]	pro Bit benötigte Zeit	pro 8-Bit-Byte benötigte Zeit (d.h. Wert für T)	1. Harmonische (bei $\nu = \frac{1}{T}$)	Anz. übertragbarer Harmonischer bei Bandbreite 3000 Hz.
300	$3, \bar{3}$ msec	$\sim 26,67$ msec	37,5 Hz	80, da $80 \bullet 37,5 = 3000$
1200	$0,8 \bar{3}$ msec	$\sim 6,67$ msec	150	20
2400	$\sim 0,42$ msec	$\sim 3,33$ msec	300	10
4800	$\sim 0,21$ msec	$\sim 1,67$ msec	600	5
9600	$\sim 0,1$ msec	$\sim 0,83$ msec	1200	2
19200	$\sim 0,05$ msec	$\sim 0,42$ msec	2400	1
38400	$\sim 0,026$ msec	$\sim 0,21$ msec	4800	0

- Diskrete Fouriertransformation der Sprachsignalfunktion für : „Angorra cats are furrier...“
- oben : Stärke des Eingangssignals als Funktion der Zeit
- unten : Frequenz und Amplitude als Funktion der Zeit; schmaler vertikaler Streifen $\hat{=}$ diskrete Fouriertransformation der Signalfunktion während des Intervalls $[t_0-10\text{ms}, t_0]$; jeweilige Erhöhung : 3ms
nota bene : je dunkler der Bereich eines vertikalen Streifens, desto höher ist die Amplitude bei der gegebenen Frequenz



3.1.4 Leistungs- und Zuverlässigkeitsskenngrößen einer Datenübertragung

(a) Geschwindigkeit der Datenübertragung

Bei Signalen der Klassen 2, 3, 4 (vgl. Abschnitt 2.1.1.) gilt :

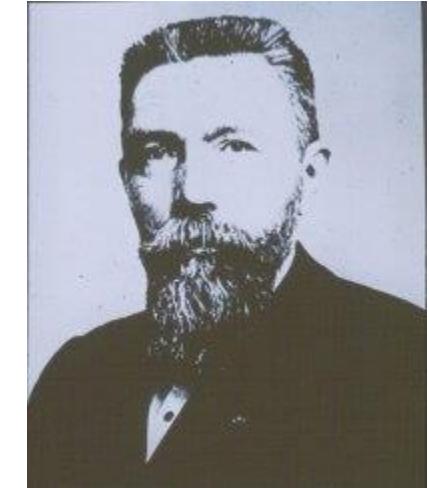
Gegeben : die Zeitpunkte $\{\tau_1, \tau_2, \dots\}$ mit einer Änderung der Signalkoordinate

- $\exists T_s$ dergestalt, dass $\forall \tau_i, i = 1, 2, \dots$ gilt :
Die Signalkoordinate bleibt konstant (zumindest) im Zeitintervall $[\tau_i, \tau_i + T_s]$.

(Man wähle $T_s := \Delta t$ für Signale der Klasse 2 und 4
 $T_s := t_0$ für Signale der Klasse 3).

T_s wird als **Schrittdauer** bezeichnet (d.h. Zeitdauer pro Schritt).

Jean-Maurice-Émile Baudot
b. September 11, 1845, Magneux, France
d. March 28, 1903, Sceaux (near Paris), France



Der Kehrwert (des Sollwertes) der Schrittdauer heißt **Schrittgeschwindigkeit** V_s (Einheit [Baud] , sprich : “**bo:d**“ und *niemals* “baud“ !!!, oder abgekürzt [Bd]), d.h.

$$V_s \hat{=} \frac{1}{T_s}$$

→ V_s erfasst somit die Anzahl der Schritte pro sec (nicht notwendigerweise gleichwertig mit [Bit/s], s.u. – und ohnehin völlig andere Maßeinheit !).



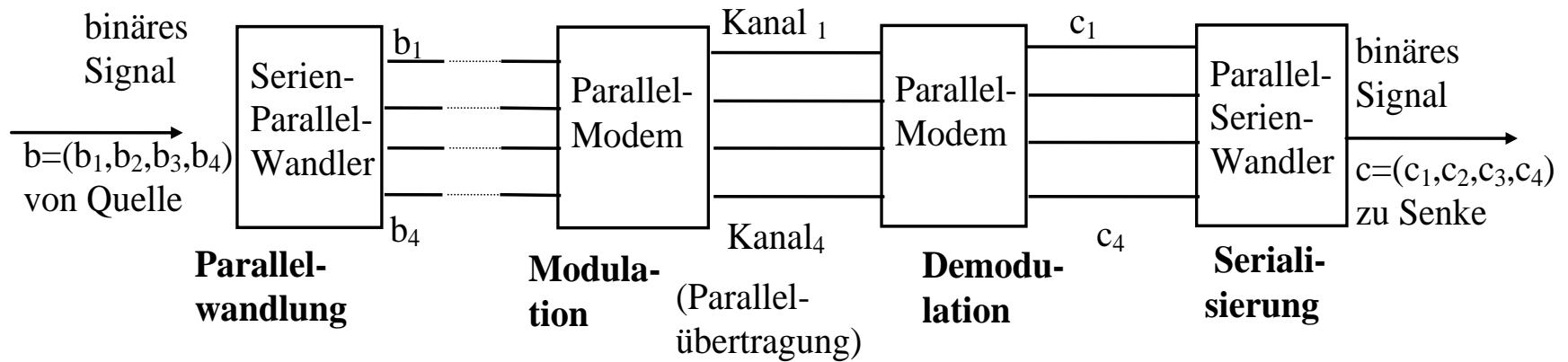
Serielle/parallele Datenübertragung :

serielle DÜ : Übertragung der informationstragenden Signalelemente (Schritte) zeitlich nacheinander

parallele DÜ : parallele Übertragung von m Schritten (z.B. über getrennte Leitungen)

Beispiel einer parallelen DÜ ($m=4$) :

[*nota bene* : realistisch, z.B. $m=8, 16, 32, 64$]



Notation : b und c bezeichnen jeweils eine Bitsequenz von 4 Bits;

bei fehlerfreier DÜ gilt : $b_i = c_i, i \in \{1, 2, 3, 4\}$.

Die ***Übertragungsgeschwindigkeit*** *) v_D von Binärentscheidungen

bei gegebener Schrittgeschwindigkeit v_s und Entscheidungsgehalt H_0 pro Schritt ergibt sich
bei serieller DÜ und n möglichen relevanten Signalwerten pro Schritt zu :

$$v_D \triangleq v_s \bullet H_0 = v_s \bullet \text{ld } n \quad (\text{Einheit } [\text{Bd} \bullet \text{Bit}] = [\frac{\text{Bit}}{\text{sec}}]).$$

*) auch : **Datenrate**

(VORSICHT !!! $v_D \neq$ Signalausbreitungsgeschwindigkeit in m/sec, vgl. Signallaufzeit)



Die ***Übertragungsgeschwindigkeit*** v_D von Binärentscheidungen bei paralleler DÜ mit Schrittgeschwindigkeit v_s^i und n_i möglichen relevanten Signalwerten pro Schritt in Kanal $i \in \{1, 2, \dots, m\}$ ergibt sich zu :

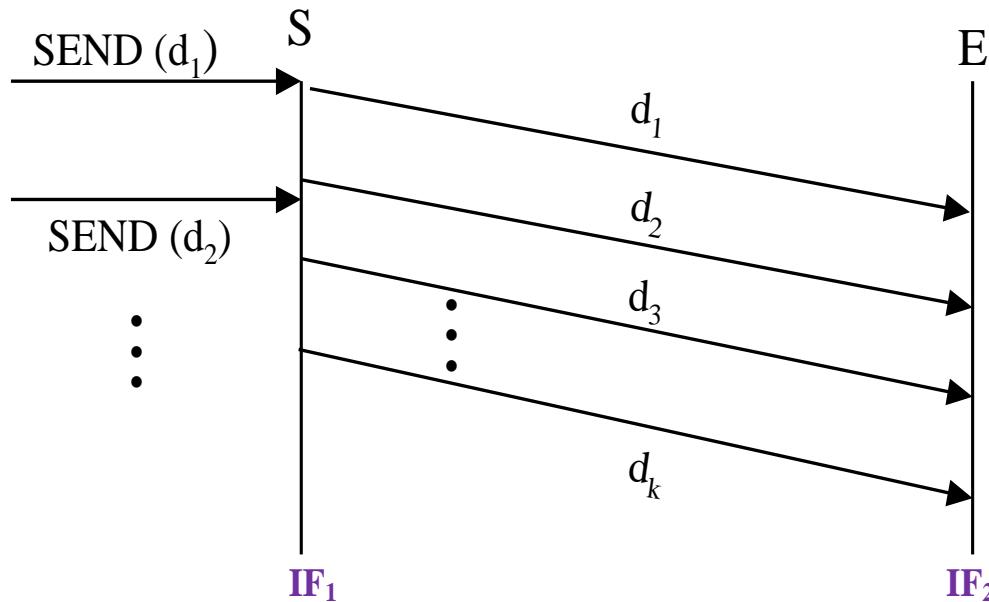
$$v_D \triangleq \sum_{i=1}^m v_s^i \bullet \text{ld } (n_i) \left[\frac{\text{Bit}}{\text{sec}} \right].$$

Sonderfall : identische Schrittgeschwindigkeit v_s und identischer Entscheidungsgehalt $H_0 = \text{ld } n$ pro Schritt für \forall Kanäle

$$\rightarrow v_D = m \bullet v_s \bullet \text{ld } n .$$

Bem.: Zum Begriff Entscheidungsgehalt, vgl. DKR II-5-

Menge der Daten (Bit, Zellen, Pakete, Dateien o. ä.), die pro Zeiteinheit in einem fest gewählten Beobachtungsintervall über eine wohldefinierte Schnittstelle transferiert werden. ■



S, E : Sender, Empfänger

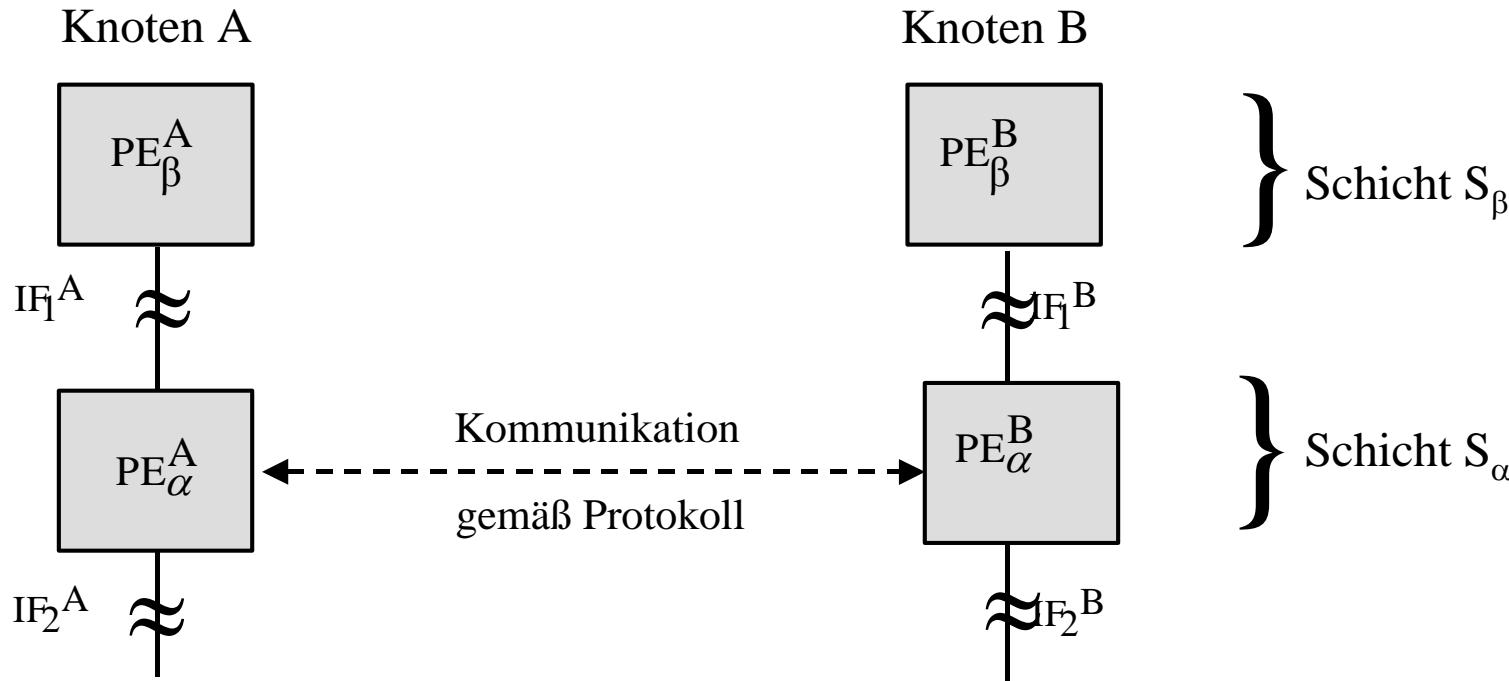
d_i : übertragene Daten-einheiten

IF_i: Schnittstellen

- Bem.:
- Durchsatz z.B. in bit/s, Byte/s, ATM-Zellen/s, Pakete/s, etc.
 - in obiger Abb. evtl.: Durchsatz aus Sicht von S, siehe Schnittstelle IF₁ ≠ Durchsatz aus Sicht von E, siehe Schnittstelle IF₂ (z.B. bei Verlusten)
 - Durchsatz evtl. stark abhängig von gewähltem Beobachtungsintervall, insbesondere bei kleinen Intervallen: typischerweise große Schwankungen
 - Unterscheidungsmöglichkeit zwischen Brutto- und Nettodurchsatz (mit/ohne Kontrollinfo !)
 - Datenrate des benutzten ÜM limitiert den max. erzielbaren Durchsatz für jede darauf basierende Schicht einer Rechnernetzarchitektur

(b) Dauer von Datenübertragungsvorgängen

Ausschnitt aus einer Protokollhierarchie :



PE : Protokolleinheiten, “Vorkommnisse“

IF : (Dienst-) Schnittstellen, vgl. SAPs/CEPs

Sei $\tau_{_IF}(d)$ der *Zeitpunkt*, zu dem eine Dateneinheit d über eine Schnittstelle IF übergeben wird (nota bene : sofern Übergabezeit nicht vernachlässigbar \rightarrow wir wählen entweder Beginn oder Ende der Übergabe!)

Wir können nun u.a. definieren :

➤ **Verweilzeit/Verzögerungszeit** (*delay*) einer Dateneinheit d

- innerhalb einer Schicht einer Rechnernetzarchitektur, z.B.:
 - $\tau_{\text{IF}_2}^A(d) - \tau_{\text{IF}_1}^A(d)$ als Verzögerung innerhalb Schicht S_α auf Sendeseite
 - $\tau_{\text{IF}_1}^B(d) - \tau_{\text{IF}_2}^B(d)$ als Verzögerung innerhalb Schicht S_α auf Empfangsseite
- innerhalb sämtlicher Schichten bis einschließlich S_α , z.B.
 - $\tau_{\text{IF}_1}^B(d) - \tau_{\text{IF}_1}^A(d)$

→ Nota bene: Hier Synchronisation der Uhren in Rechnern A und B erforderlich!



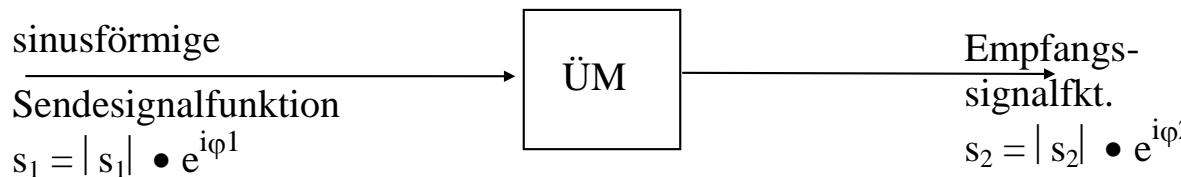
➤ **Verzögerungsschwankung** (*delay jitter*) für eine Folge übertragener Dateneinheiten als Maß für die Variation der einzelnen Verzögerungen von Dateneinheiten → vgl. Echtzeitkommunikation, indes : keine fest etablierte Definition für “jitter“ bislang bekannt!

➤ **Bedien- und Wartezeit** (*service/waiting time*) einer Dateneinheit innerhalb einer Schicht einer Rechnernetzarchitektur, sofern sich das Verweilzeitintervall in eine Warte- und eine, davon disjunkte, Bedienphase zerlegen lässt.

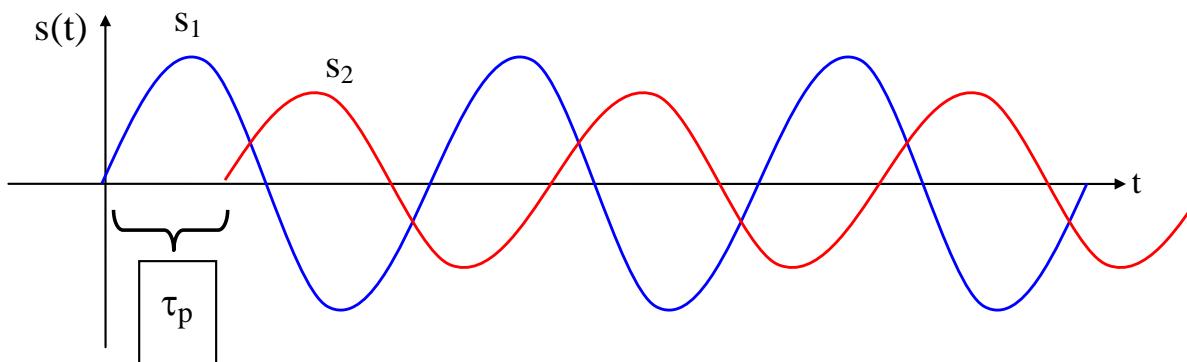
(c) Zuverlässigkeit einer Datenübertragung

- *Verzerrungsfreie Datenübertragung*

gegeben :



⇒ Beziehung zwischen s_1 und s_2 :



⇒ Bedingungen für verzerrungsfreie DÜ:

- (B1) s_2/s_1 zeit- und amplitudenunabhängig
- (B2) $|s_2/s_1|$ frequenzunabhängig
(d.h. frequenzunabhängige Dämpfung bzw. Verstärkung)
- (B3) $\varphi \equiv \varphi_2 - \varphi_1$ proportional zu Frequenz wachsend
(d.h. frequenzunabhängige Phasenlaufzeit τ_p)

- Falls $(B1) \wedge (B2) \wedge \neg (B3)$: **Laufzeitverzerrung**
falls $(B1) \wedge \neg (B2) \wedge (B3)$: **Dämpfungsverzerrung**
- Störeinflüsse in existierenden Übertragungswegen (Bsp.) :
 - Dämpfungs-/Amplitudenverzerrung
 - Gruppenlaufzeitverzerrung
 - Echos
 - Frequenzverwerfung
 - Phasenschwankungen

Begriffe zur Sicherheit einer DÜ

Fehler (error), vgl. DIN 44302 : Abweichung der empfangenen Zeichen(folgen) von den gesendeten Zeichen(folgen).

Bitfehler : Abweichung eines empfangenen Bit von dem entsprechenden gesendeten Bit.

entsprechend : *Zeichen-, Blockfehler*.

(Datenübertragungs-) **Block**, vgl. DIN 44302 : Zum Zwecke der DÜ, insbesondere zur Fehlerüberwachung, zu einer logischen Einheit zusammengefasste, begrenzte Anzahl von Bit/Zeichen.

Bitfehlerhäufigkeit $FH_{\text{Bit}}(T) = \frac{\text{Anz. fehlerhaft empfangener Bit}}{\text{Gesamtanzahl empfangener Bit}}$

während gegebener Messdauer T.

entsprechend : *Zeichen-, Blockfehlerhäufigkeit*.



Die **Bitfehlerwahrscheinlichkeit** FW_{Bit} ist die Wahrscheinlichkeit für das Eintreten eines Bitfehlers und wird gegeben durch

$$FW_{\text{Bit}} \hat{=} \lim_{T \rightarrow \infty} FH_{\text{Bit}}(T)$$

entsprechend : *Zeichen-, Blockfehlerwahrscheinlichkeit*.

Begriffe zur Sicherheit einer DÜ (Fortsetzung)

Bitfehlersicherheit = $1 / \text{Bitfehlerwahrscheinlichkeit}$.

entsprechend : *Zeichen-, Blockfehlersicherheit*

Verkleinerung der ursprünglichen Fehlerwahrscheinlichkeit durch geeignete Fehlerschutzmaßnahmen (z.B. durch entspr. Kanalcodierung)

→ verbleibende Fehlerwahrscheinlichkeit wird auch als
Restfehlerwahrscheinlichkeit bezeichnet.

Bem. zu Fehlerraten in existierenden Übertragungswegen :

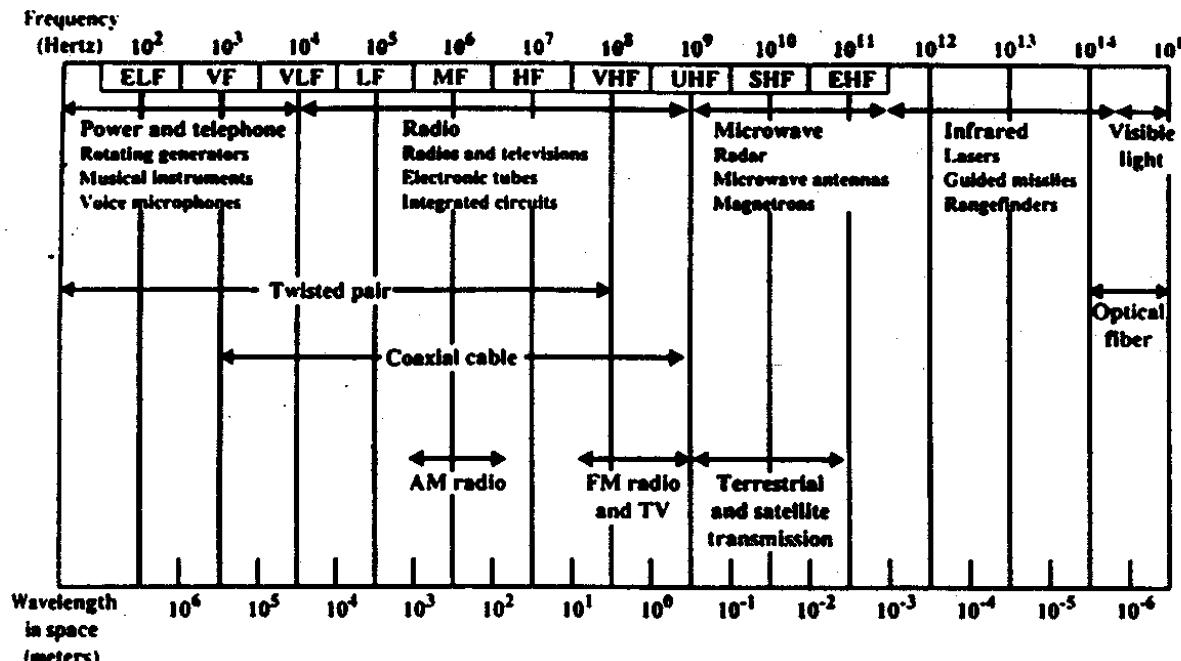
- stark abhängig von Art des ÜM
- evtl. stark streuend
- abhängig von gewählter Übertragungsgeschwindigkeit
- i.a. höher bei Mehrfachnutzung des ÜM

Physikalische Übertragungsmedien (Übersicht) :



Spektrum der elektromagnet. Wellen :

beachte : $\lambda = \frac{c}{v}$ mit $c \approx \text{Lichtgeschwindigkeit} (\approx 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}})$; $c = \lambda/T = \text{Weg (Wellenlänge)}/\text{Zeit (Periodendauer)}$

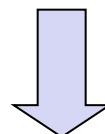


ELF = Extremely low frequency
VF = Voice frequency
VLF = Very low frequency
LF = Low frequency

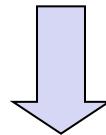
MF = Medium frequency
HF = High frequency
VHF = Very high frequency

UHF = Ultrahigh frequency
SHF = Superhigh frequency
EHF = Extremely high frequency

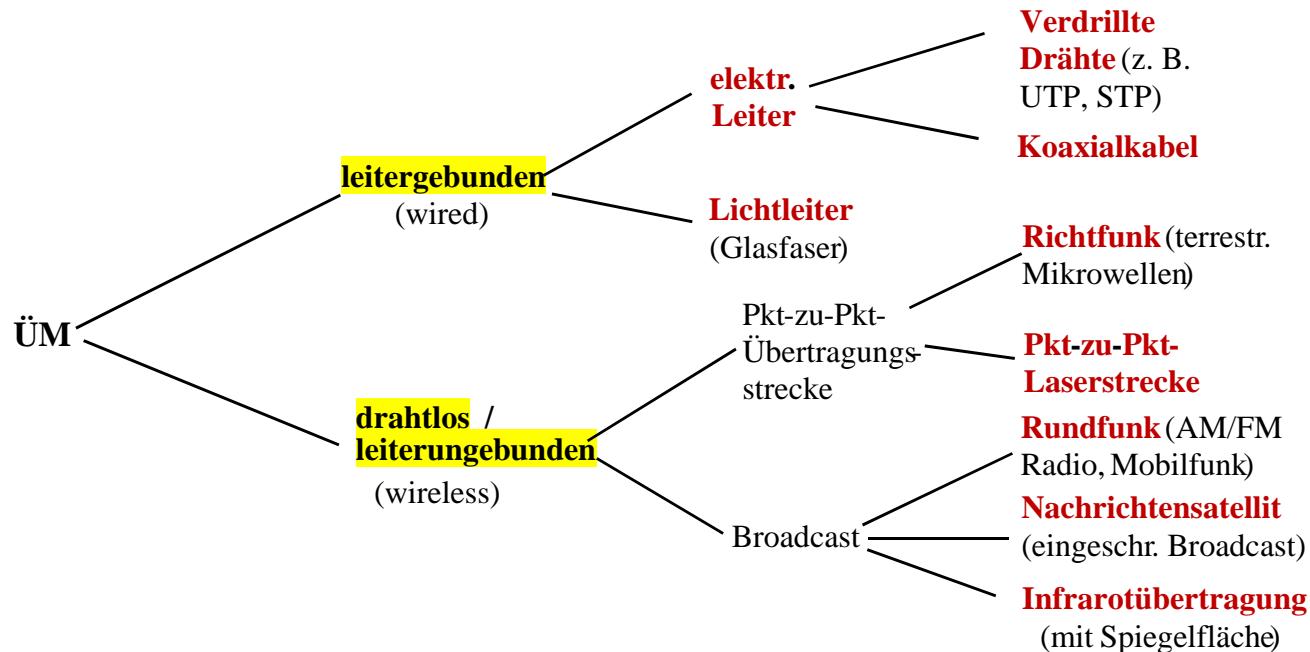
Figure 4.1 Electromagnetic Spectrum for Telecommunications (aus: [Sta 00])



Spektrum der elektromagnetischen Wellen (s.o.)

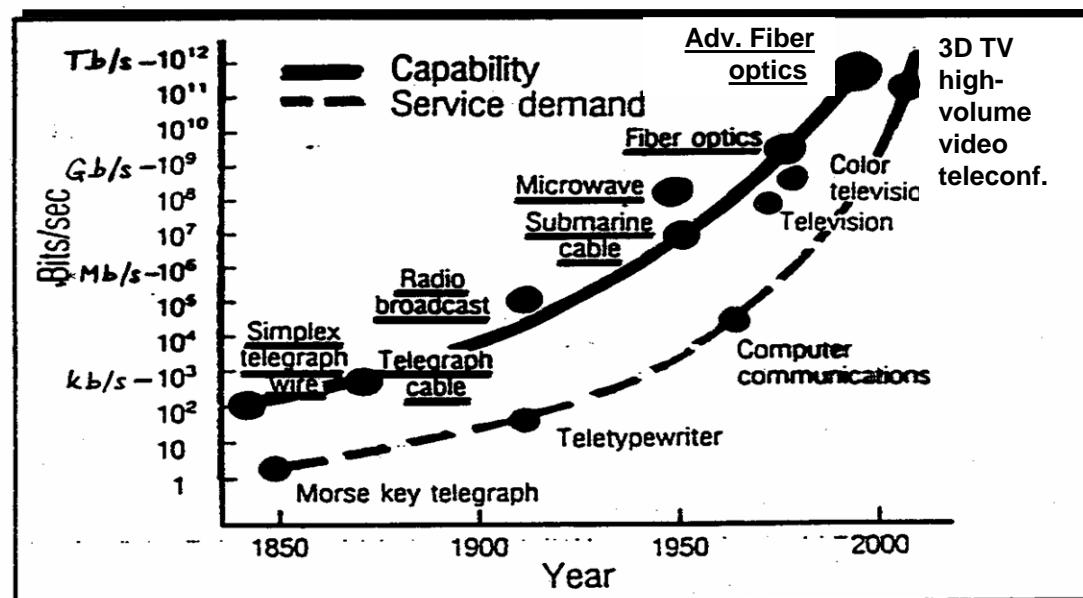


Resultierende physikal. Medien zur Signalübertragung :



nota bene: Broadcast-ÜM selbstverständlich auch für Pkt-zu-Pkt-Verbindung nutzbar

DEVELOPMENT OF TELECOMMUNICATION CAPACITY AND SERVICE DEMAND



Beispiel für „*Technologie-Push*“ in Telekommunikationsbereich
(nicht: „*Anwendungs-Pull*“)

3.2 Elektrische Signalübertragung

Beispiele für elektrische Leitungen :

- **Kupfer-/Bronze-Doppelader**
 - Freileitung
 - Kabel
 - niederpaarig (z.B. 50 Paare)
 - hochpaarig (z.B. 2 000 Paare)

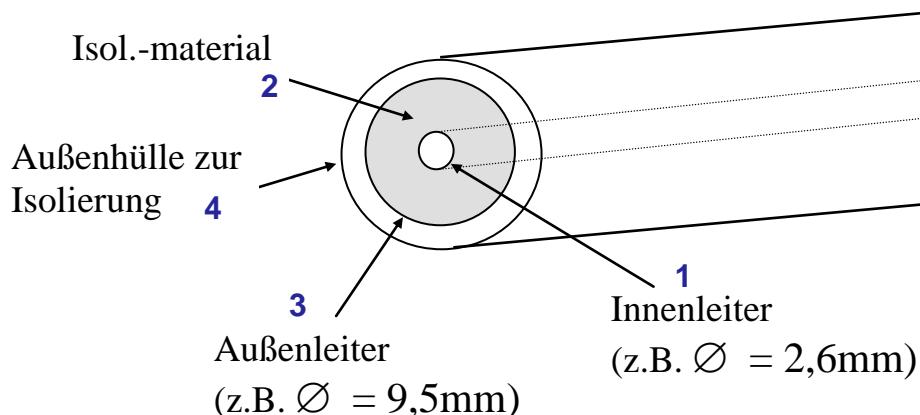
⇒ verbesserte Leistung durch **Verdrillen und Abschirmung**

\varnothing : ca. 0,4 - 1,2mm (Ortsnetz)
ca. 0,9 - 1,4mm (Bezirksnetz)

→ billig, relativ geringe Bandbreite (kHz-Bereich bis in MHz-Bereich)
⇒ **entfernungsabhängig!**



- **Koaxialkabel** :



→ relativ preisgünstig, große Bandbreite (MHz-/GHz-Bereich);
vgl. auch: <http://de.wikipedia.org/wiki/Koaxialkabel>

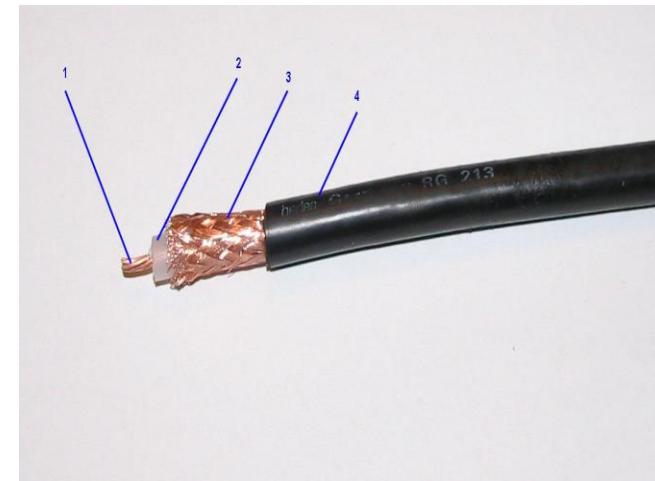


Abb. aus Wikipedia:
http://de.wikipedia.org/wiki/Bild:Rg213_1.jpg#file

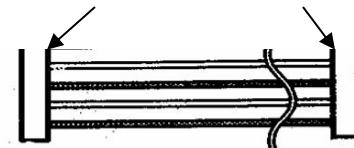
Charakteristika homogener Leitungen :

- **homogene Leitung** → elektr. Eigenschaften längs gesamter (Leitungs-) Strecke konstant
 - Leitungseigenschaften, die Übertragung der elektr. Energie beeinflussen :
 - *Widerstand R [Ω]*, Ω für Ohm
 - *Induktivität L [H]*, H für Henry
 - *Ableitung/ elektr. Leitwert G [S]*, S für Siemens
 - *Kapazität C [F]*, F für Farad
- entspr. Werte je Längeneinheit (hier oft : km) heißen
Leitungskonstanten R', L', G' sowie C'

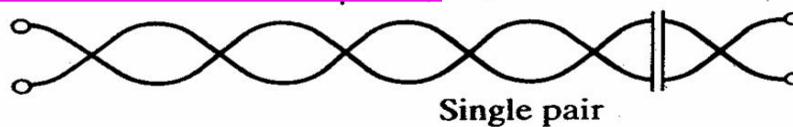
Bem.: R' $\hat{=}$ Widerstandsbelag: wachsend mit zunehmender Frequenz
L' $\hat{=}$ Induktivitätsbelag /C $\hat{=}$ Kapazitätsbelag : kaum frequenzabhängig
G' $\hat{=}$ Ableitungsbelag : bei Wechselstrom größer als bei Gleichstrom

(a) "two-wire open lines":

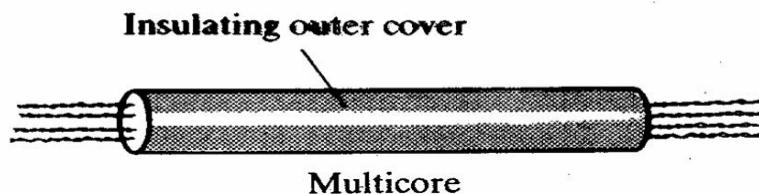
Single pair

Terminating connectors

Flat ribbon

(b) "Unshielded twisted pair" (UTP):

Single pair

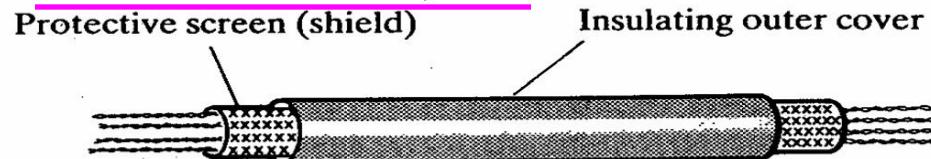


Insulating outer cover

Multicore

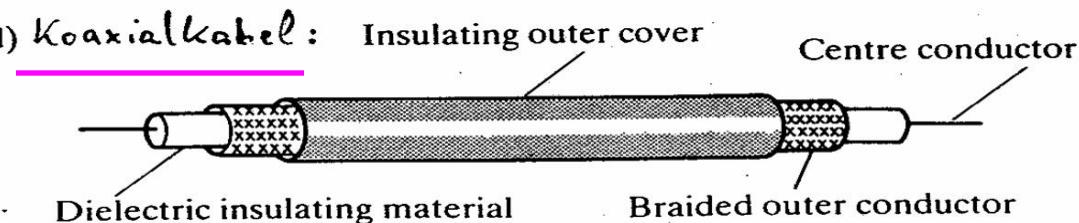
Twisted pair :
Verdrillte Drähte

(Un)Shielded:
(Nicht) Abgeschirmt

**(c) "Shielded twisted pair" (STP):**

Protective screen (shield)

Insulating outer cover

(d) Koaxialkabel:

Insulating outer cover

Centre conductor

Dielectric insulating material

Braided outer conductor

Zur Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit von Leitungen

Meldung vom 16.09.2009 07:17 Uhr

Aus: CIO Wirtschaftsmeldungen-Newsletter vom 17.09.2009

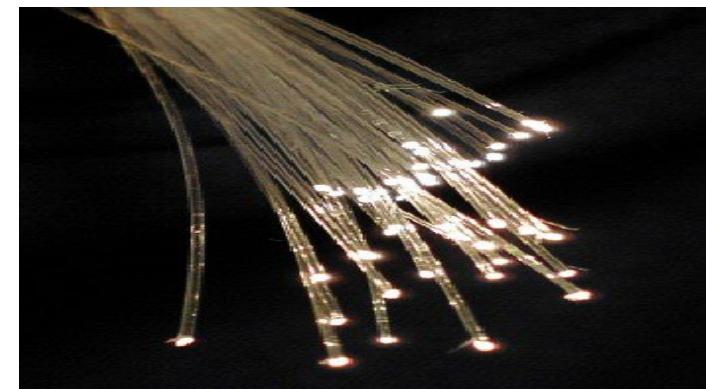
Sydney: Presslufthammer legt tausende Telefonleitungen lahm

Sydney (dpa) - Mit einem Presslufthammer hat ein Arbeiter in Sydney versehentlich ein dickes Bündel mit Telefondrähten durchtrennt. Tausende Leitungen waren am Mittwoch sofort tot. Es könnte bis zu einer Woche dauern, bis die Telefonverbindungen wieder funktionieren, warnte die Telekom-Firma Telstra. «Es sind mehrere Tausend betroffen, aber die genaue Zahl wissen wir noch nicht», sagte Sprecher Craig Middleton. «Wir müssen das durch den Presslufthammer beschädigte Stück heraustrennen.»

3.3 Optische Signalübertragung

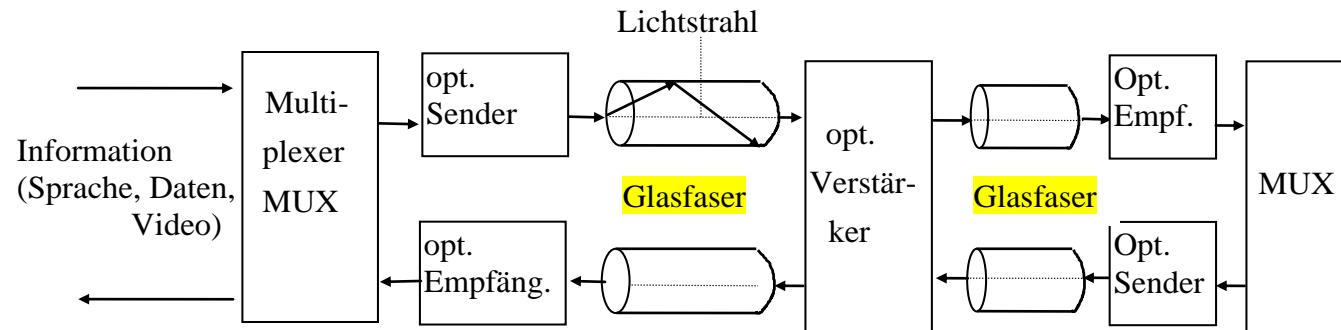
Licht als elektromagnet. Welle mit den Bereichen

- ferner Infrarot : ~ 0,05mm - 1mm Wellenlänge
- nahes Infrarot : ~ 1µm - 50µm
- sichtbares Licht : ~ 400nm - 800nm
- Ultraviolett : ~ 1nm - 100nm

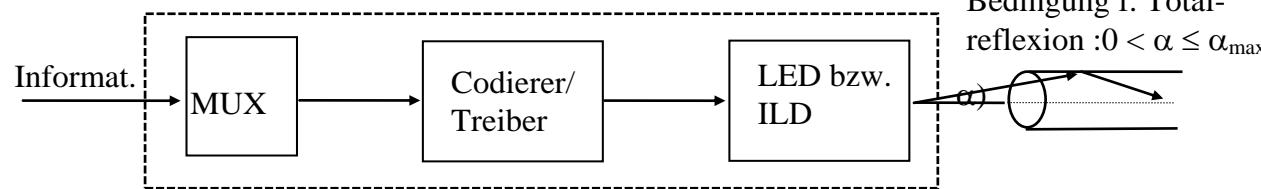


Allg. Aufbau eines **Lichtleiters** :

Abb. aus Wikipedia: <http://commons.wikimedia.org/wiki/Image:Fibreoptic.jpg>



Aufbau opt. **Sender** :

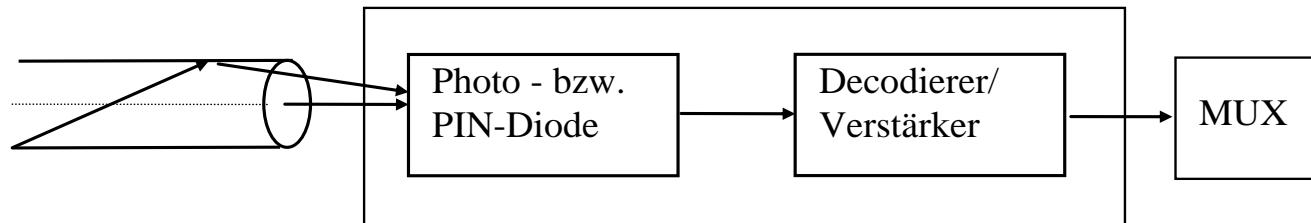


LED: light emitting diode = Leuchtdiode (z.B. Ga-As)

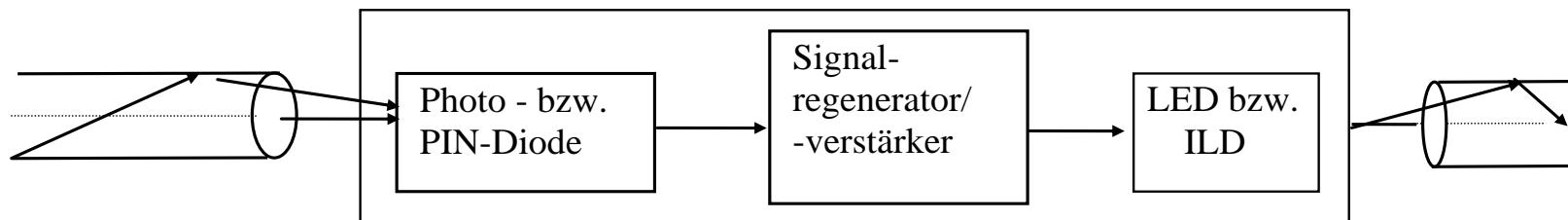
ILD: injection laser diode = Laserdiode

Aufbau Lichtleiter (Fortsetzung) :

Aufbau opt. ***Empfänger*** :



Aufbau opt. ***Verstärker*** :



PIN-Diode (engl. *positive intrinsic negative diode*):

Diode bei der ***p-dotierte Schicht*** nicht direkt bei der ***n-dotierten Schicht***, sondern dazwischen befindet sich eine ***schwach dotierte i-Schicht***.

Beurteilungskriterien für Lichtleiter

hinsichtl. Signalübertragung :

- **Signaldämpfung** (Maß für die Abschwächung der übertragenen Lichtimpulse)
- **Dispersion** (Maß für die Deformation der übertragenen Impulse)



Signaldämpfung abhängig von

- Durchlässigkeit des verwendeten Materials
- Präzision der Steckverbindungen

Dispersion z.B. resultierend aus unterschiedlichen Signallaufzeiten
(bei Laser kleiner als bei LED)

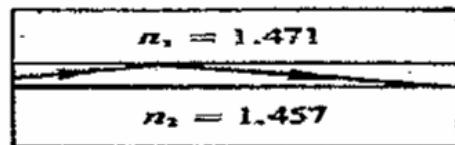
Material für Lichtleiter :

- Inneres : Glas (höchster Reinheit)
- Hülle : Glas oder Kunststoff (z.B. Teflon)

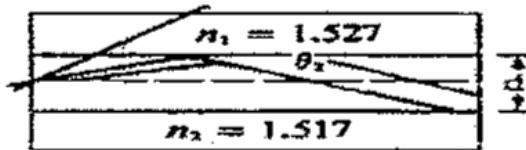
Illustration des Aufbaus und der Signalausbreitung für unterschiedliche Glasfasertypen:

a) Signalausbreitung

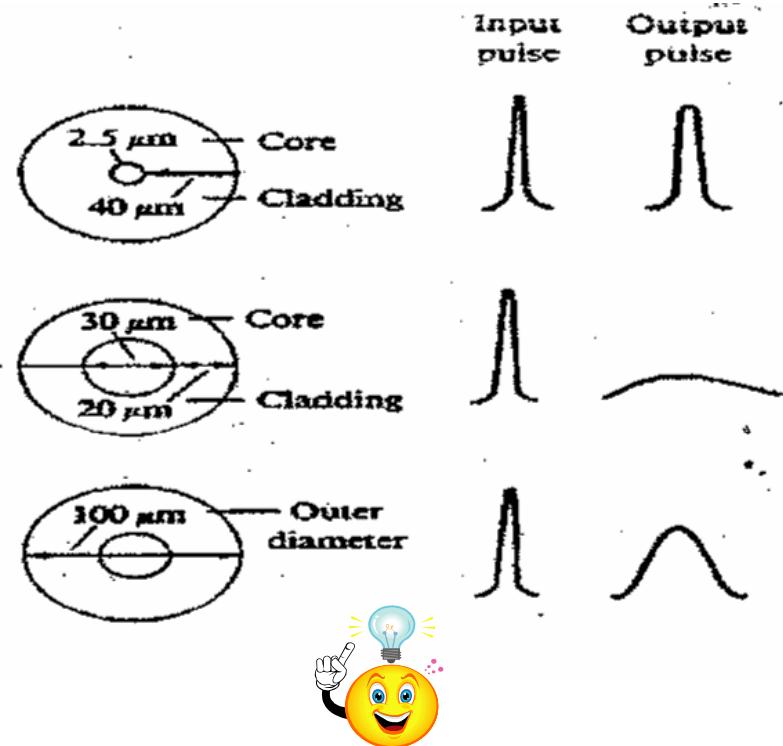
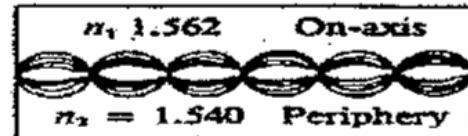
- Single-mode step-index fiber
(monomode)



- Multimode step-index fiber



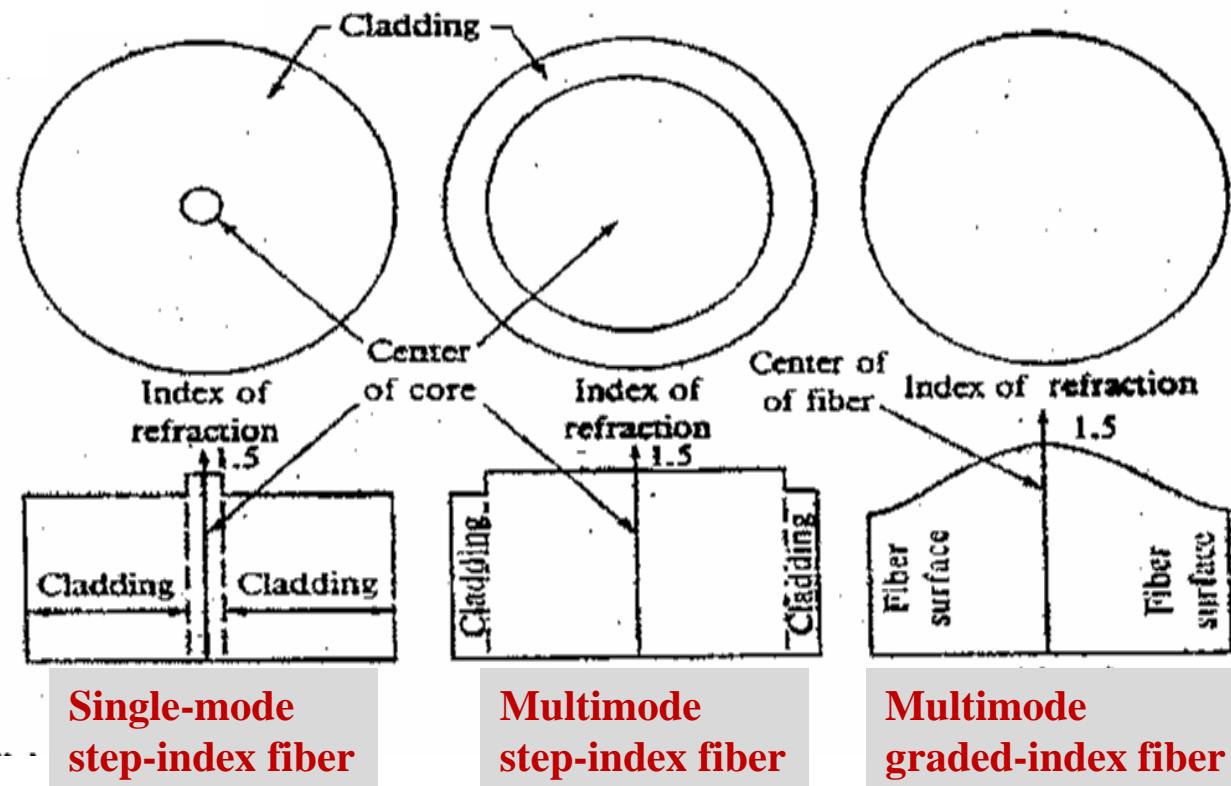
- Multimode graded-index fiber



→ vgl. auch: <http://de.wikipedia.org/wiki/Glasfaser>

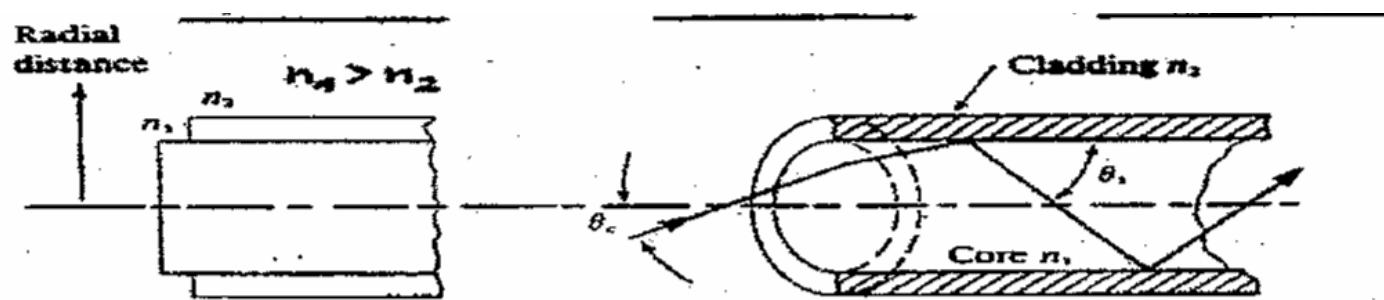
Glasfasertypen (Forts.)

b) Verlauf des Brechungsindexes

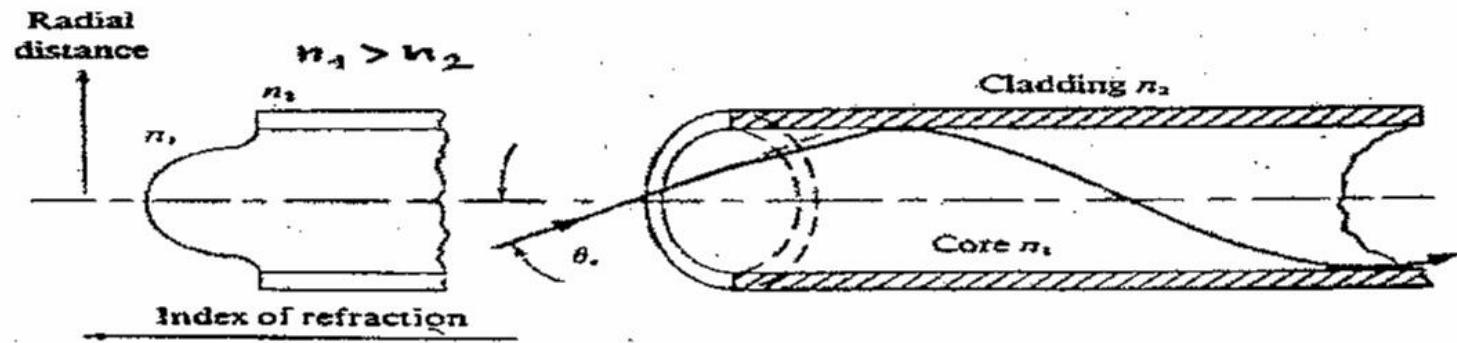


Glasfasertypen (Forts.)

c) Signal in einer Step-index Faser



d) Signal in einer Graded-index Faser

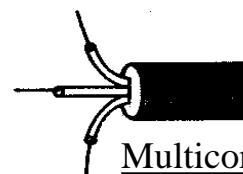
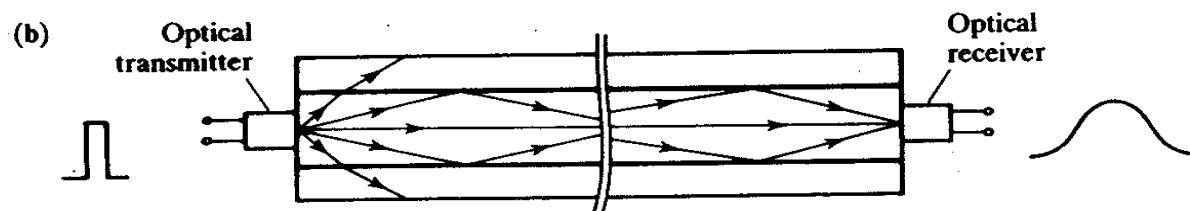
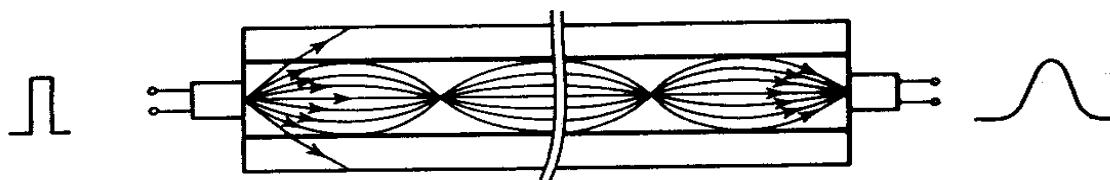
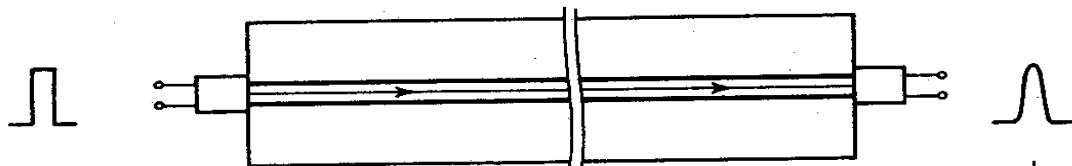


Glasfasertypen (Forts.)

Typen von Lichtleitern :



- *Single-mode step-index* Fasern (**Monomode**-Fasern) :
gleicher Brechungsindex auf gesamtem Querschnitt
Voraussetzung : kleiner \varnothing (Kern), äußerst reines Material → aufwendige Herstellung
Eigenschaften : geringe Dispersion, aufwendige Kopplung Sender \leftrightarrow Glasfaser (nur über Laser)
- *Multimode step-index* Fasern (**Stufenprofil**) :
diskrete Abnahme des Brechungsindexes von innen nach außen
Voraussetzung : konzentrisch angeordnete Glasschichten
Eigenschaften : beträchtliche Dispersion, größerer tolerierbarer Einspeisewinkel
- *Multimode graded-index* Fasern (**Gradientenprofil**) :
Kontinuierliche Abnahme des Brechungsindexes von innen nach außen
Eigenschaften : mittlere Dispersion, mittlerer Aufwand bei Kopplung

Single coreMulticore(i) Multimode step-index(ii) Multimode graded-index

↑
Electrical
input signal

(iii) Monomode / Single-mode step-index

↑
Electrical
output signal

Eigenschaften von Lichtleitern :

- Übertragungsgeschwindigkeit : Gbps, ..., Tbps
(1.000.000.000.000)



(→ Laser leistungsfähiger als Leuchtdiode) T G M K

Geschwindigkeitsrekord (Stand Mitte 2011): **26 TBit/s mittels eines einzigen Laserstrahls** über Entfernung von **50 km** [Prof. Dr. Jürg Leuthold, KIT Karlsruhe], zu Details siehe: <http://lawlearning.typepad.com/myblog/2011/06/new-data-transmission-speed-record-set.html>

ABER: bereits Sept. 2012 [in Japan] → Rekord von **1 Petabit/s** = 1000 Tbps (auch über ca. **50 km**) in einem einzigen Kabel mit 12 Glasfasern; kann ergo z.B. 5000 HD-Videos à 2 h in 1 sec übertragen

SOWIE: Juli 2013 [TK-Anbieter ZTE in China] → Rekord von **400 Gbps** (über Entfernung > **5.000 km**) ohne elektr. Repeater, nur 25 opt. Add-Drop-Multiplexer

- *Dämpfung :*
 - hoch : > 100 dB/km (bis 30m)
 - mittel : 20, ..., 100 dB/km (30, ..., 500m)
 - niedrig : < 20 dB/km

⇒ Auswirkung auf Verstärkerabstand

- *unempfindlich gegenüber elektrischer Störungen*
⇒ keine elektrische Abschirmung notwendig
- *keine (galvanisch) leitende Verbindung* zwischen Sender und Empfänger
- *ÜM aus billigem Material, von geringem Gewicht*

Eigenschaften von Lichtleitern :

(Fortsetzung)

- *abhörsicher* \Rightarrow Datensicherheit erleichtert
- *äußerst geringe Fehlerraten* (trotz relativ großem Verstärkerabstand)
- *mechanische Empfindlichkeit* höher als bei elektrischen Leitungen
 \Rightarrow überdies : Reparatur aufwändig
- relativ geringe *Lebensdauer* der optischen Sender (insbesondere Laser)

wichtiges Fazit :

*DÜ-Kosten pro übertragenem Bit für Lichtleiter
sehr gut !*

(lokal, regional sowie überregional)

3.4 Drahtlose Signalübertragung

3.4.1 Funksysteme

*Bereiche der
Radiowellen
und ihre
Nutzung*

Frequency band*	Name	Microwave band (GHz)	Letter designations	Typical uses
3–30 kHz	Very low frequency (VLF)			{ Long-range navigation: sonar
30–300 kHz	Low frequency (LF)			{ Navigational aids: radio beacons
300–3000 kHz	Medium frequency (MF)			{ Maritime radio: direction finding: distress and calling: Coast Guard comm.: commercial AM radio
3–30 MHz	High frequency (HF)			{ Search and rescue: aircraft comm. with ships: telegraph, telephone, and facsimile: ship-to-coast
30–300 MHz	Very high frequency (VHF)			{ VHF television channels: FM radio: land transportation: private aircraft: air traffic control: taxi cab: police: navigational aids
0.3–3 GHz	Ultra high frequency (UHF)	0.5–1.0 1.0–2.0 2.0–3.0 3.0–4.0 4.0–6.0 6.0–8.0 8.0–10.0	VHF L S S C C X	Previous Current { C D E F G H I
3–30 GHz	Super high frequency (SHF)	10.0–12.4 12.4–18.0 18.0–20.0 20.0–26.5 26.5–40.0	X Ku K K Ka	{ J J J K K
30–300 GHz	Extremely high frequency (EHF)			{ Railroad service: radar landing systems: experimental

*Abbreviations: kHz = kilohertz = $\times 10^3$; MHz = megahertz = $\times 10^6$; GHz = gigahertz = $\times 10^9$.

Allg. Aufbau eines Funksystems :

a)

Richtfunk

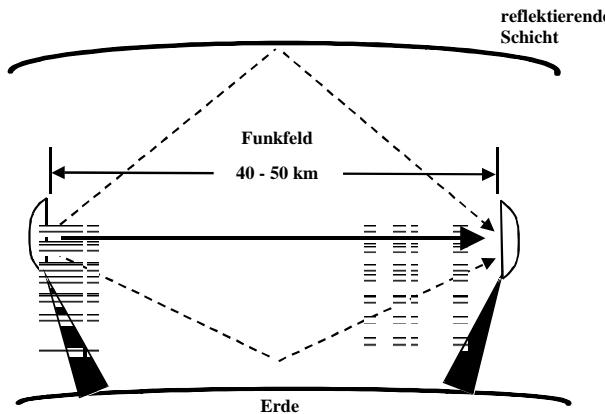
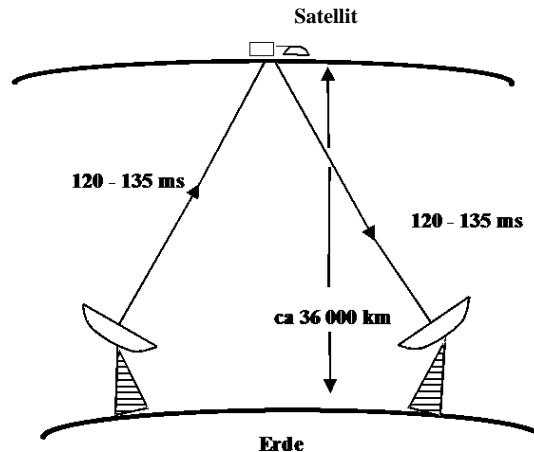


Abb. aus Wikipedia :

<http://upload.wikimedia.org/wikipedia/de/a/a2/Richtfunkantennen.jpg>

Bem.: evtl. Relaisstellen zur Signalumsetzung und Verstärkung; max. Entfernung zwischen Relaisstellen ca. 50km

b) Satellitenübertragung



GEOs (Geosynchronous/Geostationary satellites)

Abb. aus Wikipedia :

http://de.wikipedia.org/wiki/Bild:Astra_2D_3A_sp.JPG#file

Satellitenübertragung (Fortsetzung) :

Bem.: Frequenzumsetzung im Satelliten (durch *Transponder*);

⇒ wesentl.: C – Band $\hat{=}$ 4/6 GHz, neu : KU – Band $\hat{=}$ 12/14 GHz,

Tendenz : 20/30 GHz

Bsp.: 4/6 GHz \wedge Bandbreite \leq 500 MHz

⇒ [5.925, 6.425] GHz zum Satelliten
[3.7, 4.2] GHz zur Erdstation. ■

Wichtige Realisierungsbeispiele : *INTELSAT*-Systeme

(z.B. *INTELSAT V* seit 1980; ...)

seit 2004: *INTELSAT 10-02* → Fernsehsatellit mit geplanter Lebensdauer von ca. 13 Jahren)
überdies : **LEOs** (**L**ow **E**arth **O**rbiting satellites), vgl. *IRIDIUM*-System (Motorola) et al.

Ausbreitung von Radiowellen

Einfluss der Wellenlänge auf

- Struktur und Größe der verwendeten Antennen (z.B. Parabolspiegel)
- Art der Wellenausbreitung in der Atmosphäre (s.u.)

Wellenausbreitung in der Atmosphäre („Kür“)

- Ausbreitung mit Lichtgeschwindigkeit – **nicht** mit z.B. Schallgeschwindigkeit !!! 😊
- existierende Ionisationsschichten :

E-Schicht → ionisierte O-Moleküle

F-Schicht → F₁-Schicht mit ionisierten N - Molekülen

F-Schicht → F₂-Schicht mit ionisierten O - Atomen oder H oder He

D-Schicht → tagsüber existent

→ Schichten mit abnehmender Erdentfernung: F, E, D, d.h. D = erdnächste Schicht

(1) $\lambda < 10\text{m}$
(cm-, dm-Wellen, **UKW**)

Bem.: u.a. Bereich für Satellitenübertragung
(wegen nicht vorhandener Wellenreflexion in den Schichten D, E, F)

(2) $\lambda \sim 10\text{m}, \dots, 200\text{m}$ (**KW**)

Bem.: Nahstrahlung nur bis zu gewissem Ausstrahlungswinkel ψ
z.B. $\psi = 20^\circ$ bei $\lambda = 15\text{m}$; $\psi = 50^\circ$ bei $\lambda = 25\text{m}$
Wellenreflexion in der F-Schicht

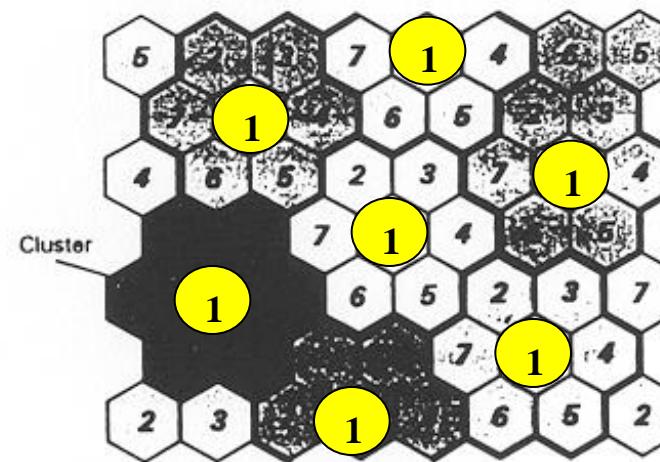
(3) $\lambda \sim 200\text{m}, \dots, 2000\text{m}$ (**MW, LW**)

Bem.: Wellenreflexion in der E-Schicht

3.4.2 Mobilfunkübertragung

Grundprinzipien terrestrischer Mobilfunknetze :

- Organisation der Übertragung in (Funk-) Zellen mit zugeordneter Basisstation (BS)
 - Mehrfachnutzung identischer Frequenz in hinreichend weit entfernten Funkzellen möglich (\Rightarrow frequency reuse)
- Kommunikation zwischen
 - Mobilstationen MS ("Teilnehmern") und Basisstation BS \rightarrow drahtlos
 - Basisstation BS_i und BS_j
 \rightarrow leitungsgebunden oder mittels Richtfunk



Bisherige Generationen zellulären Mobilfunks (amerikan. : *cellular radio*)

- ***Generation 1*** : *analoge* Übertragung
z.B. : **C-Netz** in BRD \Rightarrow 450 - MHz-Band
AMPS (**A**dvanced **M**obile **P**hone **S**ystem) in USA \Rightarrow 800 - MHz Band
- ***Generation 2*** : *digitale* Übertragung
z.B. : **GSM** (**G**lobal **S**ystem for **M**obile Communication) u. a. in Europa
 \Rightarrow GSM 900 : [890, 915] MHz-Band für “Uplink” (MS \rightarrow BS) und [925, 960] MHz-Band für “Downlink” (BS \rightarrow MS)
- ***Generation 3*** : *digitale* Übertragung gemäß *weltweit einheitlichem Standard*, höhere Datenraten (z.B. 2 Mb/s und etwas mehr), effiziente Bandbreiten-Nutzung
z.B. : **UMTS** (**U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem)
- Generation 4*** : *digitale* Übertragung gemäß *weltweit einheitlichem Standard*, nochmals deutlich höhere Datenraten (ca. 100 Mb/s, ..., 1 Gb/s), sehr effiziente Bandbreiten-Nutzung, Endgeräte evtl. permanent mit Internet verbunden
z.B. : **LTE** (**L**ong **T**erm **E**volution)

Zur **Datenrate bei Funkübertragung** :

Weltrekord bei DÜ per Funk erzielt durch Forscher des KIT und Fraunhofer IAF, Karlsruhe (im Mai 2013) : 40 Gb/s bei 240 GHz über Entfernung von 1 km !!! ... da geht noch was 😊

→ zu weiteren Details, vgl. Kap. 7 „Drahtlose Datenübertragung und Mobilkommunikation“

3.4.3 Infrarotübertragung

➤ Art der Realisierung :

- Elektromagnetische Wellen im Infrarot-Bereich genutzt,
z.B. Wellenlängen im Intervall [850, 900] nm, vgl. u.a. IEEE 802.11 Standard
- Sender und Empfänger notwendigerweise in direkter optischer Sicht
(ohne Hindernisse)
- Topologien, s.u.

➤ Wesentliche Charakteristika :

- nur kurze Entferungen überbrückbar, ca. 20-60m
- nicht im Freien nutzbar (u.a. Sonnenstrahlen mit erheblichem Infrarotanteil)
- einfach zu realisieren und (daher) billig
- Wände unüberwindliche Hindernisse → keine gegenseitigen Störungen in Nachbarräumen, bessere Abhörsicherheit, keine Lizenz für Betrieb erforderlich
(im Gegensatz zu Richt-/Rundfunk u.ä.)



➤ Topologien :

- Pkt-zu-Pkt-Verbindungen : PC ↔ Drucker, Fernbedienungen
(z.B. für TV, CD-Player, ...) ⇒ **Directed Beam Infrared**
- Broadcastsysteme : Reflexion von Signalen an Raumdeckenwand mit Mögl. der Realisierung sog. “wireless LANs“ (in Raum), evtl. als “*ad hoc*“-Netze ⇒ **Diffused Infrared**

3.5 Allgemeine Charakteristika und vergleichende Beurteilung physikalischer Übertragungsmedien

Charakteristika eines physikal. Übertragungsmediums :

- **max. „überbrückbare“ Entfernung**
zwischen Sender und Empfänger :
z.B. wenige Meter (spezielle Leitungstypen), ..., interkontinental (Nachrichtensatelliten)
- **Signallaufzeit** (= propagation delay) : z.B. wenige μ sec (in lok. Rechnernetzen),
..., ca. 250 msec (bei Satelliten)
- **Art der Datenübertragung** :
digital / analog
- **Fehlerhäufigkeiten**, u.a. Wahrscheinlichkeit für Bitfehler als Folge von Signalverfälschungen :
 10^{-4} (bei Leitungen schlechter Qualität), ..., vernachlässigbar (z.B. oft bei Lichtleitern)
- **Verfügbarkeit** des Übertragungsmediums
- **Bandbreite** : kHz, ..., MHz-Bereich (verdrillte Drähte), ..., GHz bis hin zu THz (Lichtleiter)
Vorsicht: Zahlreiche Informatiker (mit wenig Ahnung bzgl. Nachrichtentechnik !) nennen den *Durchsatz* in Netzen [in: kBit/sec] fälschlicherweise (!) auch *Bandbreite* [in: Hz, s.o.]
- **Übertragungsgeschwindigkeit** (=data signaling rate): wenige kBit/sec (über Fernsprechverbindungen), ..., GBit/sec (über Lichtleiter oder Satellit); auch :
Datenrate → stark abhängig von zu überbrückender Entfernung (zwischen Knoten bzw. Verstärkern); auch die *Datenrate* wird z.T. fälschlicherweise als *Bandbreite* bezeichnet !

Charakteristika physikal. ÜM (Forts.):

- **Kosten** (z.B. pro übertragenes Bit) : Verlegen der Leitung, Positionierung Satellit, Wartung
- Möglichkeit *des gleichzeitigen Sendens* an mehrere Empfänger : Punkt-zu-Punkt (Richtfunk), Rundsenden (Satellit)
- Art der **zu erfüllenden Randbedingungen** für Sender und Empfänger : z.B. Verlegen einer festen Leitung (Koax., Lichtleiter), Vermeidung von Hindernissen zwischen Sender und Empfänger (Richtfunkstrecken)
- Unterstützung von **Mobilkommunikation** → zunehmend wichtig !

Grobbeurteilung physikal. Übertragungsmedien :



	<i>Frequenzspektrum</i>	<i>häufigste Topologie-formen</i>	<i>Übertragungs-geschwindigk.</i>	<i>Fehler-raten</i>	<i>ohne Verstärker überbrückbare Entfernung</i>	<i>Sonstiges</i>
verdrillte Drähte	$\approx 10^8$ Hz ^ abgeschirmt : $\approx 10^9$ Hz	Pkt.-zu-Pkt., Ring	≈ 100 Mbit/s ^ abgeschirmt : bis ≈ 1 Gbit/s	relativ hoch	geringe Entf., ansonsten Modems	preis-günstig
Koaxialkabel	> 1 GHz	Pkt.-zu-Pkt., Bus	≈ 10 Gbit/s	relativ gering	$\sim 1\text{-}10$ km	relativ preisgünstig
Lichtwellen-leiter	>> 1 GHz	Pkt.-zu-Pkt., Stern, Ring	≈ 100 Gbit/s [bis zu Tbit/s]	sehr gering	\sim wenige km, ..., 50 km	abhörsicher
Funkstrecken im Radiowellen-bereich	\approx MHz	„Broadcast“ (Bus)	≈ 100 Mbit/s	mittel	(über-) regional	mobile Empfänger (und evtl. Sender)
terrestr. Richtfunk-strecken	0.3-40 GHz	Pkt.-zu-Pkt.	≈ 100 Mbit/s	relativ gering	$\sim 40\text{-}50$ km	direkte optische Sicht zwischen Sender/Empf.
Satelliten-übertragung	1-40 GHz	Pkt.-zu-Pkt., „Broadcast“ (Bus)	\approx Gbit/s	durchschnittl. gering, jedoch stark streuend	interkontinental	relativ teuer; erhebl. Signallaufzeit (~ 250 ms)
Infrarot-übertragung	Bereich ~ 100 THz (Träger)	„directed beam“ (Pkt.-zu-Pkt.) vs. „diffused radiation“	\approx Mbit/s	relativ hoch	in Raum (Wände: Hindernisse) bzw. direkte opt. Sicht	mobile End-Systeme

Digital Subscriber Line (DSL)

[insbesondere zur Überbrückung der sog. „last mile“]

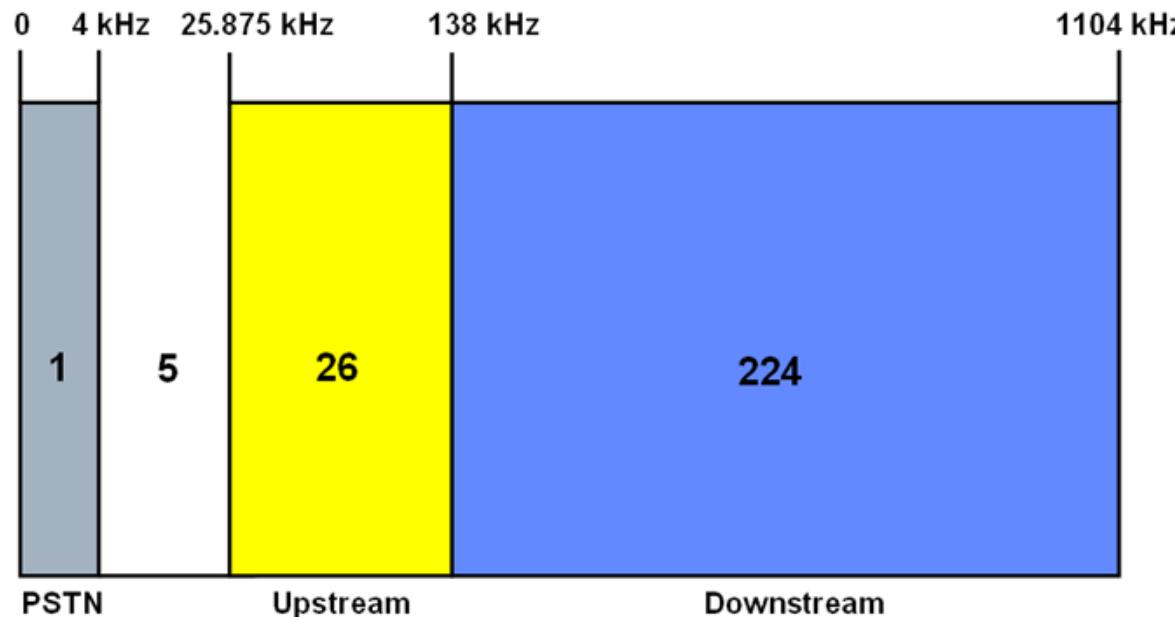
➤ **Vom Telefon zum DSL-Dienst**

- Ausgangspunkt: Telefonleitung (insbesondere UTP Kategorie 3-Kabel) mit nutzbarem Frequenzbereich von [300 Hz, 3400 Hz], d.h. Bandbreite von 3.1 kHz
- Grund für geringe Bandbreite: Bandbreitenreduktion durch Filterung (Tiefpass)
- Idee für DSL-Lösung:
Verzicht auf Filter!
 - ... unter den Randbedingungen
 - Nutzung der existierenden UTP Kategorie Verkabelung/“Kupferdoppelader“
 - keine Beeinträchtigung existierender Telefon- und Fax-Geräte
 - Datenrate $v_D > 56 \text{ kb/s}$ (im allg.: $v_D \gg 56 \text{ kb/s}$)

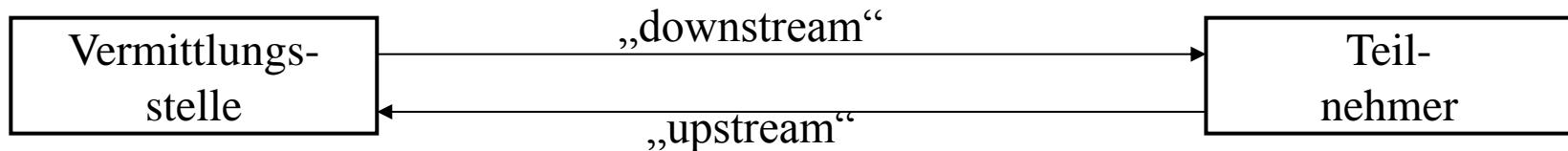
➤ **Zur Nutzung des erweiterten Frequenzbereichs**
(z.B. von 1.1 MHz):

→ Zerlegung in 256 Kanäle K_j à 4312.5 Hz und folgender Verwendung der Kanäle:

- Kanal K_0 : Sprachkanal [0 Hz, 4 kHz]
- Kanäle K_1, \dots, K_5 : ungenutzt
- je ein Kanal für „upstream“-/ „downstream“-Kontrolle
- restliche Kanäle für Benutzerdaten



- **Anwendungen für DSL:** Radio-, Fernseh-, Video-on-Demand- und Internet-Übertragungen



- **Datenraten** bei Asymmetric DSL (ADSL) auf „up-/downstream link“

→ Varianten V_i , frühe Generation von DSL-Zugängen

	V_1 (ITU G. 992.1)	V_2 (standard service)	V_3 (premium service)
upstream	≤ 1 Mb/s	≈ 64 kb/s	≈ 256 kb/s
downstream	≤ 8 Mb/s	≈ 512 kb/s	≈ 1 Mb/s

Nota bene: Datenraten bei DSL automat. an evtl. dynam. variierende Leitungsqualität angepasst.

Typische ADSL-Konfiguration

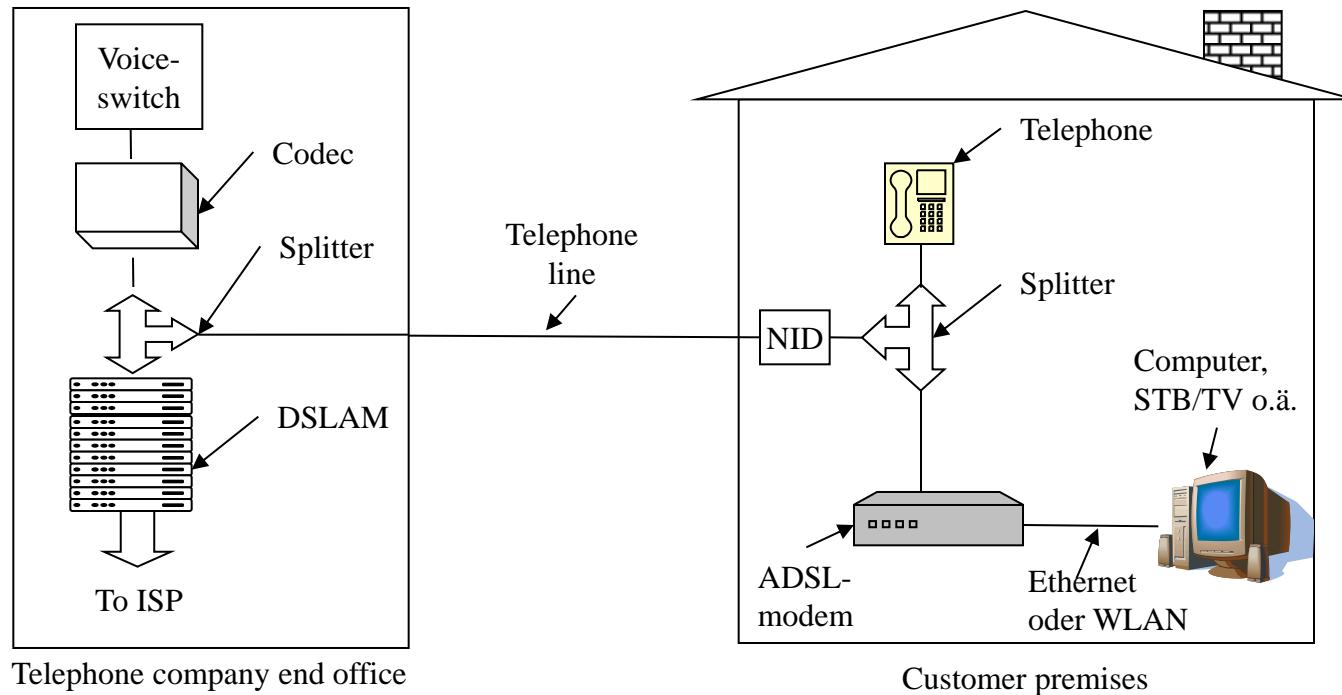


Fig. : A typical ADSL equipment configuration [STB: Set-Top-Box]

➤ Vermittlungsstelle:

- Splitter ↔ Codec: [0 Hz, 4 kHz]
- Splitter ↔ DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexer): [26 kHz, v_{\max}]; $v_{\max} = 1.100 \text{ kHz}$ (z.B.)

nota bene: DSLAM interpretiert die vom Teilnehmer ankommende Bitfolge und sendet entsprechende Pakete an ISP; NID = Network Interface Device

➤ Teilnehmerseite/-anschluss:

- Splitter ↔ Telefon: [0 Hz, 4 kHz]
(Filtern mittels Tiefpass)
- Splitter ↔ ADSL-Modem: [26 kHz, v_{\max}]
(Filtern mittels Hochpass)

Nota bene:

Weitere Varianten von DSL bzw. auch xDSL

- ❖ HDSL (H ≡ high bit rate); Datenrate : 2 Mb/s; Reichweite: bis ca. 3 km
- ❖ VDSL/VDSL2 (V ≡ very high bit rate); Datenrate: bis zu 100 Mb/s (theoret. bis zu 210 Mb/s im symmetr. Betrieb); Reichweiten: 300, ..., 1.500 m
- ❖ ADSL2+ (zunächst in Japan; später u.a. auch bei: T-Home Entertain); Datenrate: bis zu 50 Mb/s; größere Reichweiten als bei VDSL
- ❖ u.v.a.m.

⇒ zu Details, vgl. u.a. Siegmund „Technik der Netze“, Hüthig 2002 sowie
<http://de.wikipedia.org/wiki/DSL>

Bundesweite Abdeckung in BRD mit DSL: 98 % (Stand: Nov. '08) !

Nota bene: Gegenwärtige Anstrengungen der Bundesregierung, für eine flächendeckende Abdeckung mit Breitbandanschlüssen in allernächster Zukunft zu sorgen

3.6 Gesetze von Shannon und Nyquist

Problem 1 : Interferenzen zwischen einer Folge von Signalelementen
(z.B. Rechteck-Impulsen), auch : Intersymbolinterferenzen [Göb 99]

NYQUISTBEDINGUNG I (auch : Nyquist-Kriterium I) :



Gegeben : Eine durch eine Signalfunktion $s(t)$ beschriebene Folge von informationstragenden Signalelementen I_1, I_2, \dots ; sei v die Übertragungsgeschwindigkeit bezogen auf ein Signalelement und seien Abtastzeitpunkte t_n definiert dergestalt,

$$\text{dass } t_n \triangleq \frac{n}{v} = n \cdot T, \quad n \in N .$$

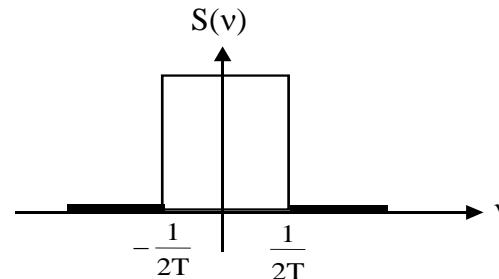
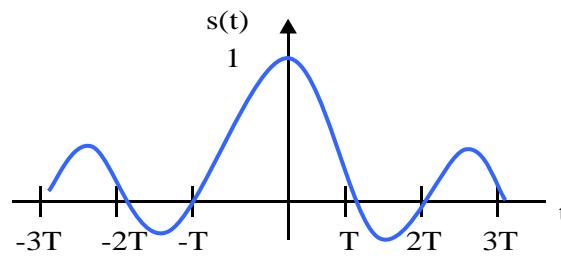
mit $T = \frac{1}{v}$

Dann gilt : Falls sämtliche Beiträge der Signalelemente $I_k \forall k \neq j$ zugunsten $s(t)$ zum Abtastzeitpunkt t_j verschwinden
 \rightarrow **Interferenz** der Signalelemente wird **vermieden** und
Fehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung wird **minimiert**.

- Beispiele :**
- (α) Trivialerweise Nyquistbedingung I erfüllt durch Signalelementfolge, für deren Elemente I_j gilt :
 - der Signalparameter für I_j besitzt
 - (1) für $t = t_j$ einen Wert $\neq 0$
 - (2) Nullstellen für $t = t_k \forall k \neq j$.

$$(\beta) \quad s(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} = \frac{T}{\pi t} \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \quad \text{erfüllt die}$$

Nyquistbedingung I (als Signalelement für Abtastzeitpunkt $t = 0$).



Bem.: Ein Abtasten eines Signals zu den durch die Nyquistbedingung I gegebenen Zeitpunkten liefert Folge von Abtastwerten :

$$s(nT), n \in N .$$

Problem 2 : Ermittlung der adäquaten Abtastfrequenz für Signale

Abtasttheorem von Shannon :

Eine (evtl. durch Überlagerung von verschiedenen Signalfunktionen $s_1(t), s_2(t), \dots$ entstandene) Signalfunktion $s(t)$ ist durch eine Folge von Abtastwerten $s(nT)$, $n \in \mathbb{Z}$ eindeutig bestimmt, falls für die Fouriertransformation $S(\omega)$ von $s(t)$ gilt :

$$S(\omega) = 0 \quad \forall |\omega| > \pi/T, \text{ d.h. die Signalfunktion enthält nur Frequenzen } v \leq 1/(2T) \text{ (s.u.).}$$

Es ist dann

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \cdot \frac{\sin \left[\frac{\pi}{T}(t - nT) \right]}{\frac{\pi}{T}(t - nT)}$$

und

$$S(\omega) = \begin{cases} T \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \cdot e^{-inT\omega} & \text{für } |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad \square$$

Bem.: (1) $|\omega| > \pi/T \Leftrightarrow 2\pi |v| > \pi/T \Leftrightarrow |v| > 1/(2T)$.

(2) Falls $s(t)$ nur für $t \geq 0$ definiert, so kann im Abtasttheorem $n \in \mathbb{N}$ anstelle von $n \in \mathbb{Z}$ treten.

Beispiel : $s(t) = T/(\pi t) \cdot \sin(\pi t/T)$ erfüllt Voraussetzung des Abtasttheorems,

$$\text{da: } S(v) = 0 \quad \forall |v| > \frac{1}{2T} \quad \text{bzw. } S(\omega) = 0 \quad \forall |\omega| > \pi/T .$$

Alternative Formulierung des Abtasttheorems von Shannon :

Eine Signalfunktion im Frequenzbereich $[v_1, v_2]$ muss mit einer **Abtastfrequenz von mindestens $2 \cdot v_2$** abgetastet werden.



Für **Abtastung** der Funktion $s(t)$ zu Zeitpunkten $t_n = n \cdot T$, $n \in \mathbb{Z}$ gilt:

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t = 0 \\ 0 & \text{für } t = n \cdot T, \quad n \in \mathbb{Z}, n \neq 0 \end{cases}$$

→ **Rekonstruktion der Signalfunktion** aus Werten bei Abtastzeitpunkten gemäß Abtasttheorem möglich :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \cdot \frac{\sin[\frac{\pi}{T}(t-nT)]}{\frac{\pi}{T} \cdot (t-nT)} = s(0) \cdot \underbrace{\frac{\sin[\frac{\pi}{T} \cdot t]}{\frac{\pi}{T} \cdot t / T}}_{=1}$$

und

$$S(\omega) = \begin{cases} T & \text{für } |\omega| \leq \pi/T \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Begriffe: Äquidistante Abtastzeitpunkte im Abstand T implizieren Forderung an $S(\omega)$, dass $S(\omega) \neq 0$ nur für $|\omega| \leq \pi / T$ bzw. $|v| \leq 1/(2T)$.

Daher bezeichnet man

- (1) die Bereiche $|\omega| \leq \pi / T$ bzw. $|v| \leq 1/(2T)$ als das **Nyquistband**, und
- (2) $v_N = 1 / 2T$ als **Nyquistfrequenz** für das **Nyquistintervall** T .

Zusammenhang : max. Datenrate \leftrightarrow Bandbreite (“idealer“ Kanal)

nota bene : • “idealer“ Kanal = Kanal ohne Störungen

Nyquist-Theorem (1924) :

gegeben : Übertragungsmedium mit

- L Signalliveaus (unterscheidbaren Wertebereichen), z.B. $L \in \{2, 4, 8, \dots\}$
- Bandbreite B [Hz] und 2 B Abtastungen pro sec (vgl. Abtasttheorem)

$$\Rightarrow \text{max. erreichbare Datenrate} : C_{\max} = 2 \cdot B \cdot \text{ld}(L) \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right]$$



Beispiel : Telefonleitung mit

- $B = 3 \text{ kHz}$ (vgl. Fernsprechkanal mit z.B. 3,1 kHz)
- $L = 2$ (zweistufiges, binäres Signal)

$$\Rightarrow C_{\max} = 2 \cdot 3 \text{ [kHz]} \cdot \text{ld}(2) \text{ [bit]} = 6 \cdot 1000 \left[\frac{1}{\text{s}} \cdot \text{bit} \right] = 6 \left[\frac{\text{kbit}}{\text{s}} \right].$$

Bem.: • C_{\max} auch als “Kanalkapazität“ bezeichnet
 \rightarrow Vorsicht mit Begriff “Kapazität“ !

- C_{\max} evtl. bei weitem nicht erreichbar : nur obere Schranke !
- weshalb nicht $L \rightarrow \infty$?

Zusammenhang : max. Datenrate \leftrightarrow Bandbreite (“realer“ Kanal)

- nota bene :
- “realer“ Kanal $\hat{=}$ Kanal mit Störungen
 \rightarrow Signal/Geräusch-Leistungsverhältnis bzw.
 Signalrauschleistungsverhältnis zu berücksichtigen

Gesetz von Shannon-Hartley :

- gegeben** : Übertragungsmedium mit
- Bandbreite B [Hz]
 - S/N : mittleres Signalrauschleistungsverhältnis
 $(\text{auch : } \text{SNR} \hat{=} \frac{\text{signal}}{\text{noise}} \text{ ratio})$

\Rightarrow max. erreichbare Datenrate :

$$C_{\max} = B \cdot \text{Id} \left(1 + \frac{S}{N} \right) \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right]$$



Bem.: Anstelle von $\frac{S}{N}$ wird oft die sog. Pegeldifferenz r mit

$$r \hat{=} 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) = 10 \cdot \log_{10} (S) - 10 \log_{10} (N) \text{ in Dezibel [dB]}$$

gemessen, wobei r als *Signal/Störsignalabstand* bezeichnet wird

$$\Rightarrow \frac{S}{N} = 10^{r/10}$$

Konsequenz aus dem Gesetz von Shannon-Hartley :

Verbesserte Ausnutzung der verfügbaren Bandbreite durch

- Erhöhung der Sendeleistung : $S \uparrow$
- Reduktion der Störeinflusse : $N \downarrow$, z. B. durch
 - Verkürzen der Leitung
 - Abschirmen der Leitung

Beispiel:

Telefonleitung mit

- $B = 3,1 \text{ kHz}$ (für “Sprachkanal“ z.B. $[300, 3400] \text{ Hz}$) und
- typ. Wert für $\frac{S}{N}$, z.B. $r = 20 \text{ [dB]}$, d. h. $S/N = 100$
 $\Rightarrow C_{\max} = 3100 \cdot \ln(1+100) \approx 20,6 \text{ [kbit/s]}$

Zu den Gesetzen von Shannon und Nyquist

DKR: III.74

Ausgangspunkt :

$$C_{\max} = 2 \bullet B \bullet H \quad , \text{ vgl. Abtasttheorem}$$

wobei $B \hat{=} \text{Bandbreite [Hz]}$
 $H \hat{=} \text{Entropie [bit]}$

ad **Nyquist-Theorem:**

Bsp.: m Symbole $\wedge p_i = \frac{1}{m} \quad \forall i$ (d.h. gleichwahrscheinlich)

$$\begin{aligned} \Rightarrow H &= \underset{\text{Def}}{-\sum_{i=1}^m p_i \bullet \text{ld}(p_i)} = -\sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \bullet \text{ld} \frac{1}{m} = \\ &= -\text{ld} \left(\frac{1}{m} \right) \bullet m \bullet \frac{1}{m} = \text{ld}(m) \end{aligned}$$

ergo:

$$C_{\max} = 2 \bullet B \bullet \text{ld}(m)$$

n.b.: m als Niveaus interpretieren

ad **Gesetz von Shannon-Hartley:**

$$\begin{aligned} C_{\max} &= 2 \bullet B \bullet H \underset{*}{=} 2 \bullet B \bullet \text{ld} \frac{x_g}{x_{st}} \underset{**}{=} 2 \bullet B \bullet \text{ld} \frac{\sqrt{S+N}}{\sqrt{N}} = \\ &= 2 \bullet B \bullet \text{ld} \left(\frac{S+N}{N} \right)^{1/2} = \mathbf{B \bullet ld \left(\frac{S}{N} + 1 \right)} \end{aligned}$$

→ Zu * und **, vgl. DKR III.75

zu * : lt. Informationstheorie bei

- Gauss'schem Rauschen mit Effektivwert x_{st}
- gaußverteiltem Signal mit Effektivwert x_g
(x für Spannungswert)

zu ** : es gilt $x_g = \frac{\sqrt{S + N}}{R}$ und $x_{st} = \frac{\sqrt{N}}{R}$

wobei $R \equiv$ Abschlusswiderstand des Kanals/Leitung

$S \equiv$ Signalleistung

$N \equiv$ Stör-/Rauschleistung („noise“)

3.7

Datenübertragungsverfahren

Digitale versus **analoge Datenübertragung**

zu unterscheiden :

- **DATEN** :
 - zu übertragende **Nutzdaten**, entweder **analog** (z.B. Sprache) **oder digital** (z.B. Text)
- **SIGNALISIERUNG** :
 - Welche Art von Signal wird **zur Übertragung** benutzt ?
→ **analoges oder digitales Signal**

ergo zu unterscheiden : analoge vs. digitale Signalisierung (signaling)
[nota bene: bitte nicht verwechseln mit der Signalisierung auf höheren Schichten der Protokollhierarchie !]



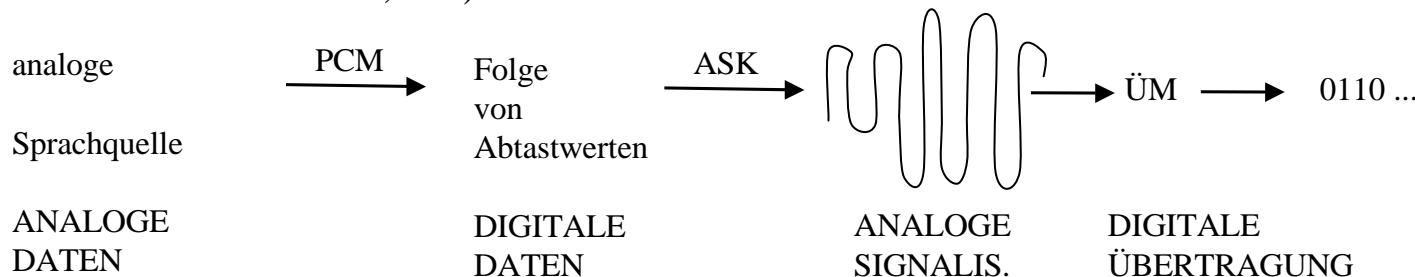
- **ÜBERTRAGUNG** :
 - **Wie** wird **empfangenes Signal interpretiert** ?
→ **diskreter oder kontinuierlicher** Wertebereich

ergo : bei Interpretation gemäß diskretem Wertebereich sprechen wir von

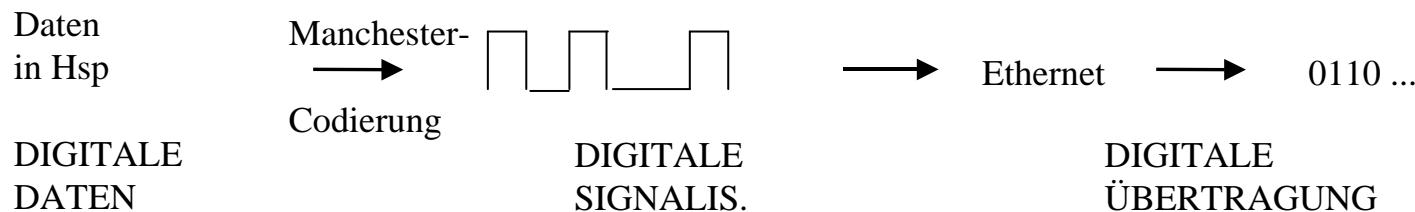
Digitaler Übertragung
 (auf Basis digitaler oder analoger Signalisierung)

Beispiele für Digitale Übertragung (Analoge versus digitale Signalisierung):

- I. **Analoge Daten** (Sprache) durch **PCM-Codierung** gewandelt in digitale Daten und dann übertragen unter Nutzung von **ASK** (Amplitudenumtastung, digitale Amplitudenmodulation, s.u.)

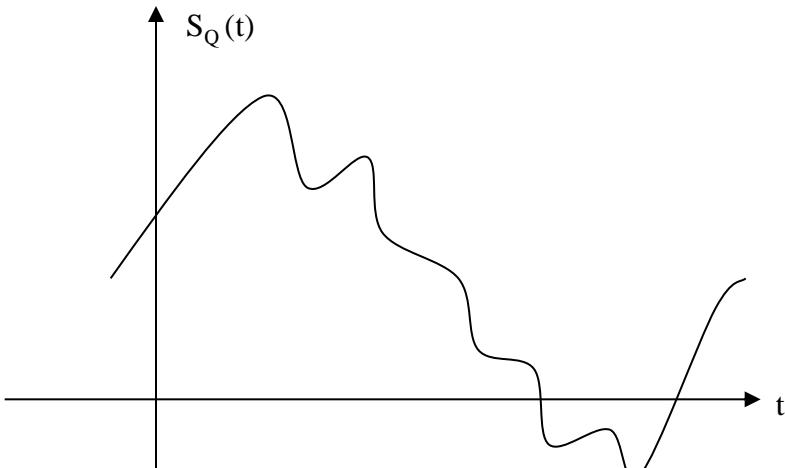


- II. **digitale Daten** aus Hauptspeicher eines Rechners gemäß **Manchester-Codierung** über ein Ethernet-basierendes LAN übertragen



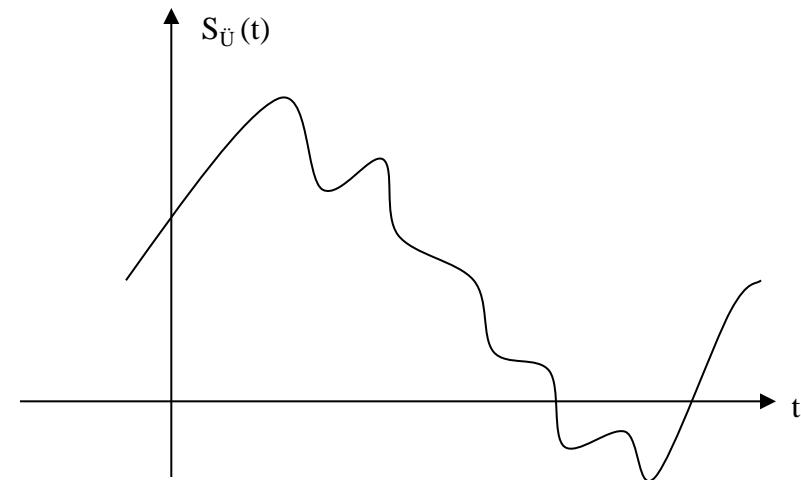
Varianten der Signalübertragung

Analoge Übertragung

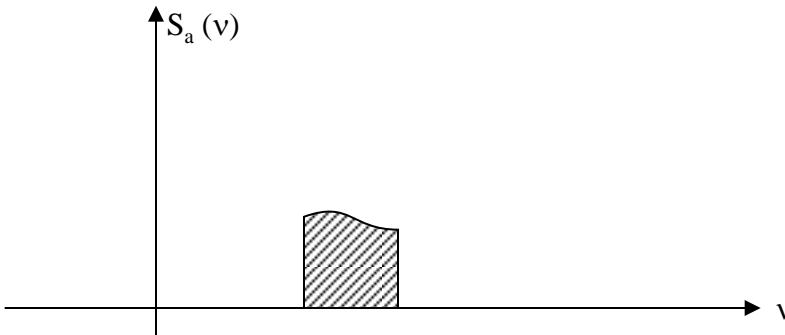


S_Q : Signal bei Quelle

→
Basis-
band

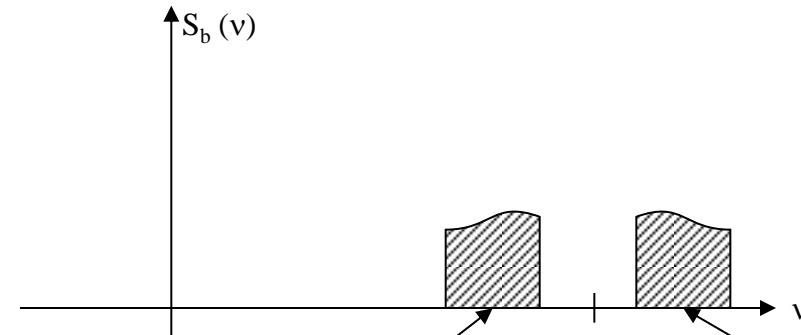


$S_{\ddot{U}}$: Signal bei Übertragung



$S_a(v) / S_b(v)$: Spektralfunktion vor (a) bzw. nach (b) der Modulation (AM)

→
AM



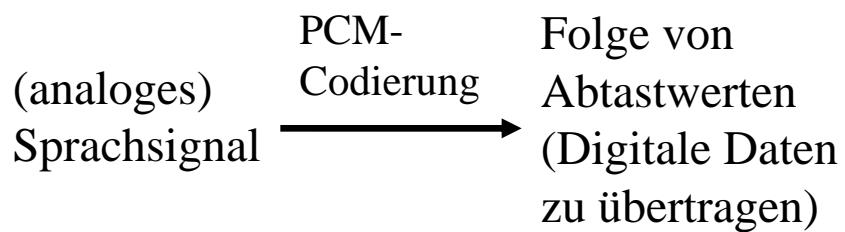
unteres
Seitenband

v_T

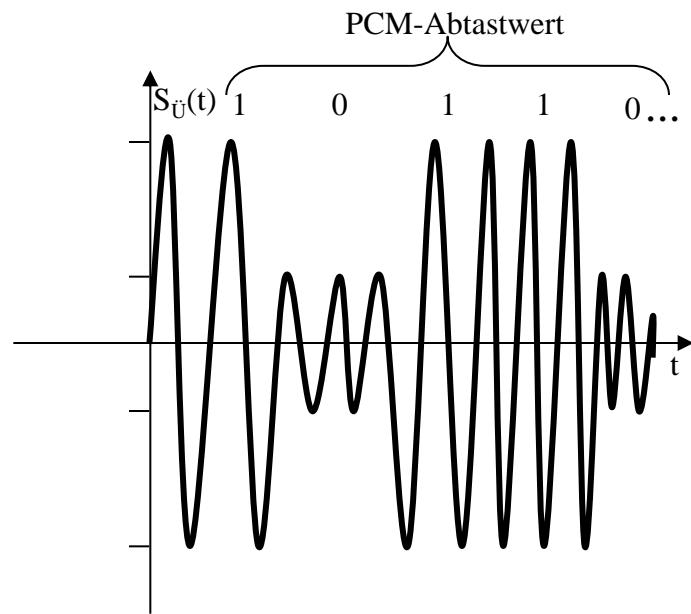
oberes
Seitenband

nota bene: Verstärker bei großen Entfernungen

Digitale Übertragung



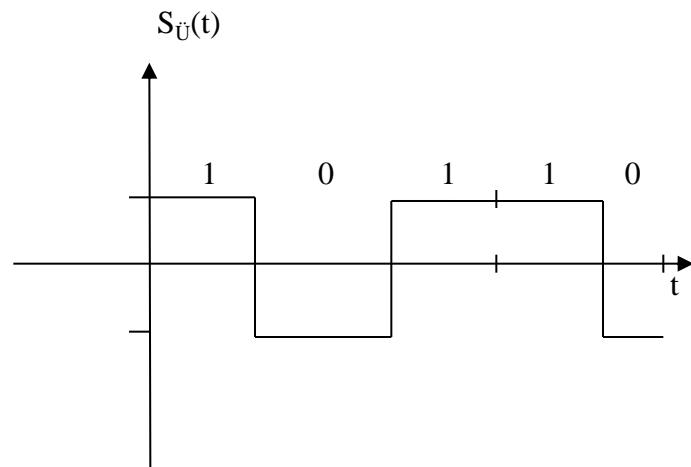
→ ASK



nota bene:

- **Regeneratoren** bei großen Entferungen (engl.: **regenerator**)
- Digitale Übertragung mit analogen Signalen möglich (z.B. ASK, FSK, ...)

→ Doppelstrom-impulse



Tab.: Signals and Transmission Media

DKR: III.80

<u>Transmission Medium</u>	<u>Analog Signaling</u>	<u>Digital Signaling</u>
<u>Copper media</u> (twisted pair, coaxial cable)	Yes; see Figure 4.14 for possible range of frequencies.	Yes
<u>Optical fiber</u>	Yes; see Figure 4.14 for possible range of frequencies.	No
<u>Unguided media</u> (terrestrial radio and microwave; satellite microwave; infrared)	Yes; see Figure 4.14 for possible range of frequencies.	No



(a) Analog signals : represent data with continuously varying electromagnetic wave



(b) Digital signals : represent data with sequence of voltage pulses

Abb.: **Analoge und digitale Signalisierung** für analoge und digitale Daten

TABLE 5-2 Analog and Digital Transmission

(a) DATA AND SIGNALS → Mapping Data onto Signals		
	<u>Analog Signal</u>	<u>Digital Signal</u>
Analog Data	Two alternatives: (1) signal occupies the same spectrum as the analog data; (2) analog data are encoded to occupy a different portion of spectrum.	Analog data are encoded using a codec to produce a digital bit stream.
Digital Data	Digital data are encoded using a modem to produce analog signal.	Two alternatives: (1) signal consists of two voltage levels to represent the two binary values; (2) digital data are encoded to produce a digital signal with desired properties.
(b) TREATMENT OF SIGNALS → Using Signals for Transmiss.		
	<u>Analog Transmission</u>	<u>Digital Transmission</u>
Analog Signal	Is propagated through amplifiers; same treatment whether signal is used to represent analog data or digital data.	Assumes that the analog signal represents digital data. Signal is propagated through repeaters; at each repeater, digital data are recovered from inbound signal and used to generate a new analog outbound signal.
Digital Signal	Not used.	Digital signal represents a stream of 1's and 0's, which may represent digital data or may be an encoding of analog data. Signal is propagated through repeaters; at each repeater, a stream of 1's and 0's is recovered from an inbound signal and used to generate a new digital outbound signal.

3.7.1 Basisbandübertragungsverfahren

Basisbandübertragung : Frequenzband des zu übertragenen Signals reicht bis zur Frequenz 0 Hz.

→ nur ein Signal zu einem Zeitpunkt übertragbar
(analoges oder digitales Signal)

ergo :

- Modulation (vgl. 3.7.2) bei Basisbandübertragung ausgeschlossen
- kein Frequenz-(FDMA) sondern nur Zeitmultiplex (TDMA) zur Mehrfachnutzung des ÜM möglich, vgl. Abschn. 3.9

Bei Basisbandübertragung insbesondere möglich :

Digitale Signalisierung
(z.B. Strom- oder Spannungsimpulse genutzt)

Codierungen, z.B. :

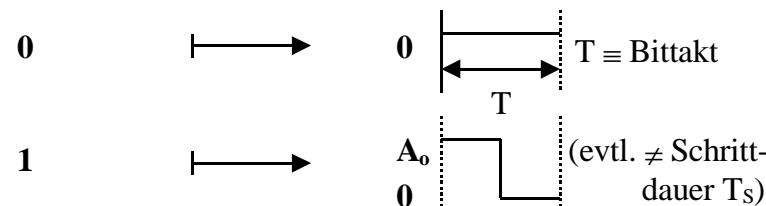
- **Non-return to zero (NRZ)-L, unipolar :**

Bitwert	→	Strom-/Spannungsamplitude
0	→	0
1	→	A_o

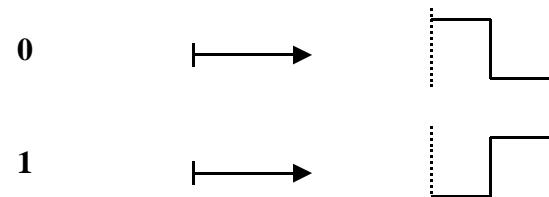
Basisbandübertragung: Codierungen

(Fortsetzung)

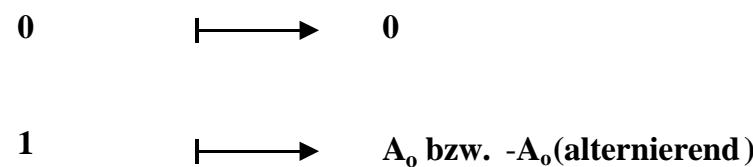
- **Return to zero (RZ), unipolar :**



- **Biphase-L (Manchester) :**



- **Alternate Mark Inversion (AMI) :**

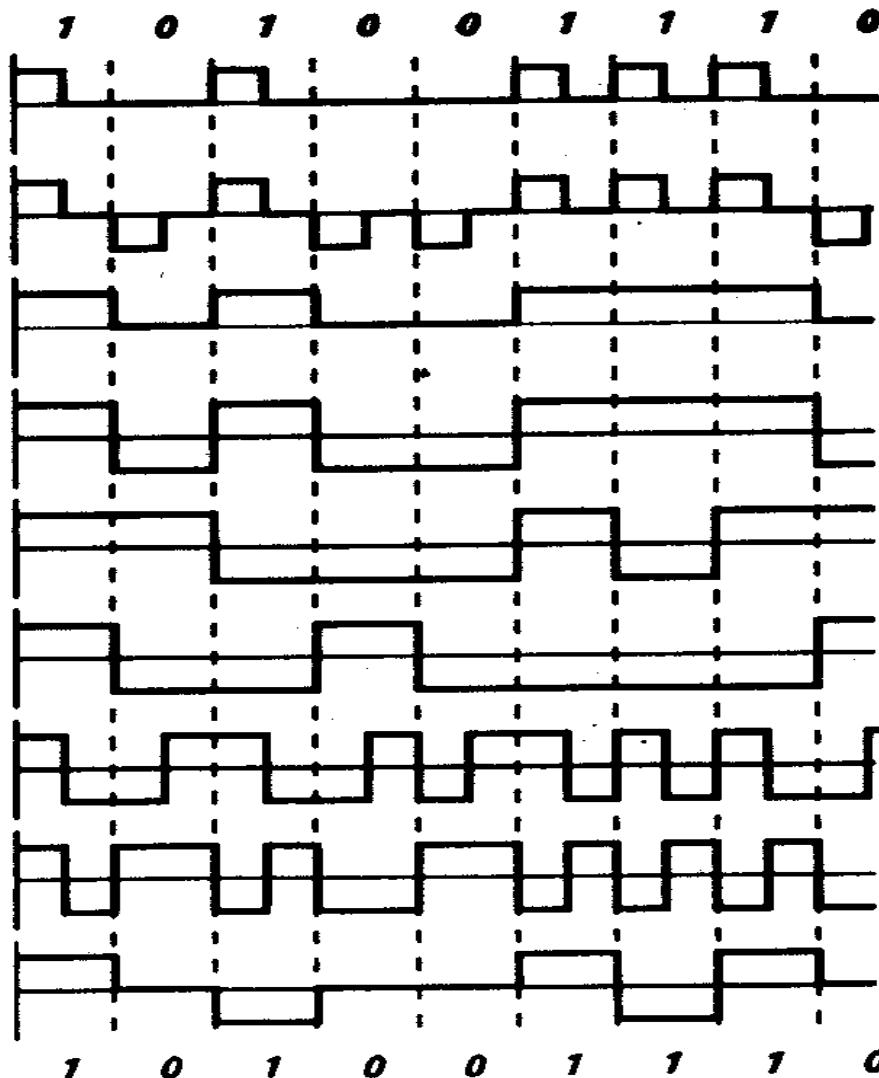


Einfache Basisbandcodierungen, Details siehe J. Göbel [Göb 99]

➤ Codierungsregeln :

Code	„1“ (Mark)	„0“ (Space)
<u>NRZ-Level (unipolar)</u>	Pegel +1	Pegel 0
<u>NRZ-Level (bipolar)</u>	Pegel +1	Pegel -1
<u>RZ (unipolar)</u>	Puls mit der Breite $T/2$, Pegel +1	kein Puls
<u>RZ (bipolar)</u>	Puls mit der Breite $T/2$, Pegel +1	Puls mit der Breite $T/2$, Pegel -1
<u>NRZ-Mark (bipolar)</u>	Wechsel des Pegels	kein Wechsel des Pegels
<u>NRZ-Space (bipolar)</u>	kein Wechsel des Pegel	Wechsel des Pegels
<u>Bi-Phase-Level (bipolar)</u> „Manchester-Code“	Puls-Sequenz +1/-1, wobei je- der Puls die Breite $T/2$ aufweist	Puls-Sequenz -1/+1, wobei jeder Puls die Breite $T/2$ aufweist
<u>Bi-Phase-Mark (bipolar)</u>	Wechsel des Pegels zu Beginn eines Symbols und nach $T/2$	Wechsel des Pegels zu Beginn eines Symbols
<u>NRZ AMI (pseudoternär, bipolar)</u>	abwechselnd Pegel +1 und -1	Pegel 0

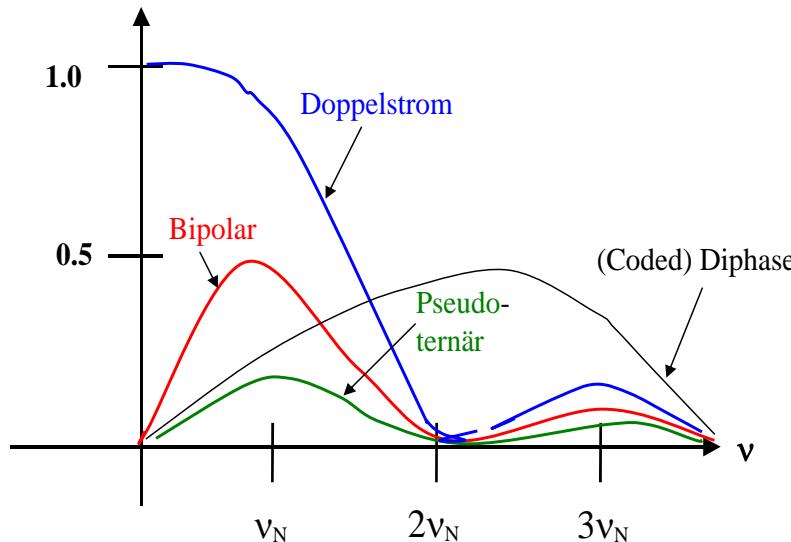
➤ Codierungsbeispiele :



Anforderungen an und Bewertung von Basisbandübertragungsverfahren

- Codierung selbsttaktend ? → Unterstützung der Bitsynchronisation gegeben (z.B. ≥ 1 Pegelwechsel pro Bittakt, wie bei Manchester-Codierung)
- Codierung frei von Gleichstromanteil ? → für beliebige (!) Bitsequenzen mit Sequenzlänge gegen ∞ gilt : Differenz zwischen Anzahl positiver und negativer Impulse bleibt ≤ 1
- vorteilhaft, falls Entscheidungsschwelle amplitudenunabhängig
- möglichst gute Bandbreitenausnutzung bei zufällig auftretenden (!), zu übertragenden Bitmustern

Beispiel: *Verteilung der Signalenergie auf Frequenzen* → „Kür“
 (zufälliges Bitmuster)



Bem.: $v_N = 1 / (2T) \equiv$ Nyquistfrequenz;
 $T \equiv$ Bittakt

3.7.2 Modulationsverfahren mit Sinusträger

Voraussetzung: Übertragungsweg geeignet zur Übertragung von Frequenzen im Intervall $[v_o, v_1]$ mit $v_o > 0$.

Konsequenz : Keine Basisbandübertragung möglich

\Rightarrow Ausweg : Codierung des ursprünglich zu übertragenden Signals $s(t)$ durch Variation eines Trägers $f(t)$ (Sinus- oder Pulsträger)

Bem.: Bei Träger kann variiert werden

- Amplitude
- Frequenz
- Phase
- Dauer eines Impulses (nur bei Pulsträger)

Zur Erinnerung :

Die (allgemeine) Sinusfunktion



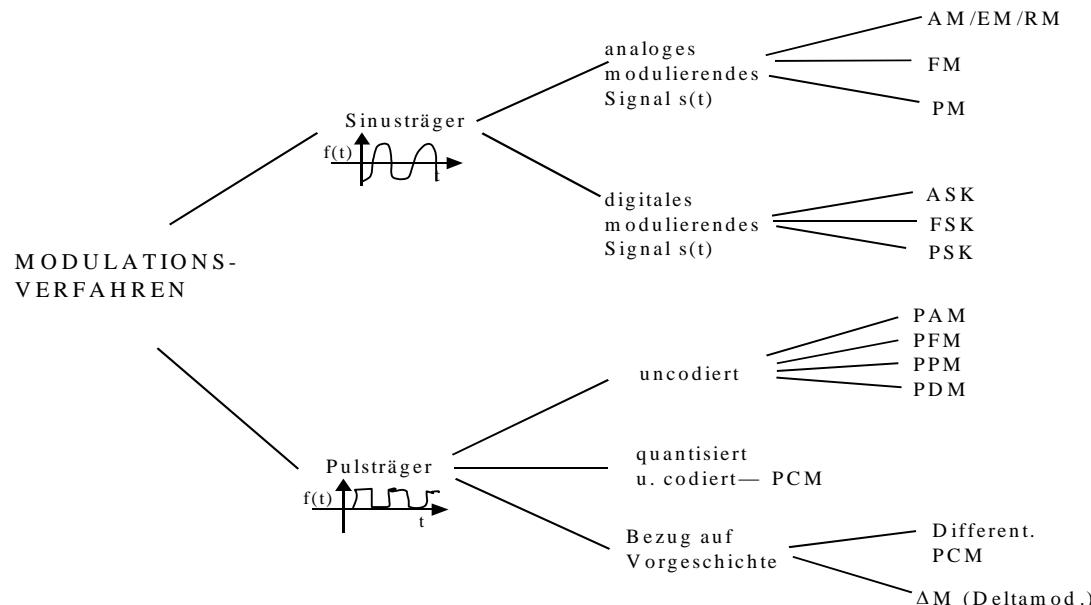
$$f(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$$

mit *Amplitude* A ,

Kreisfrequenz $\omega = 2\pi\nu$, wobei ν die *Frequenz* bezeichnet, und *Phase(nverschiebung)* φ

Ergo: 3 Variationsmöglichkeiten $\rightarrow A(t), \nu(t)$ oder $\varphi(t)$ variieren !

Resultierende Klassen von Modulationsverfahren :

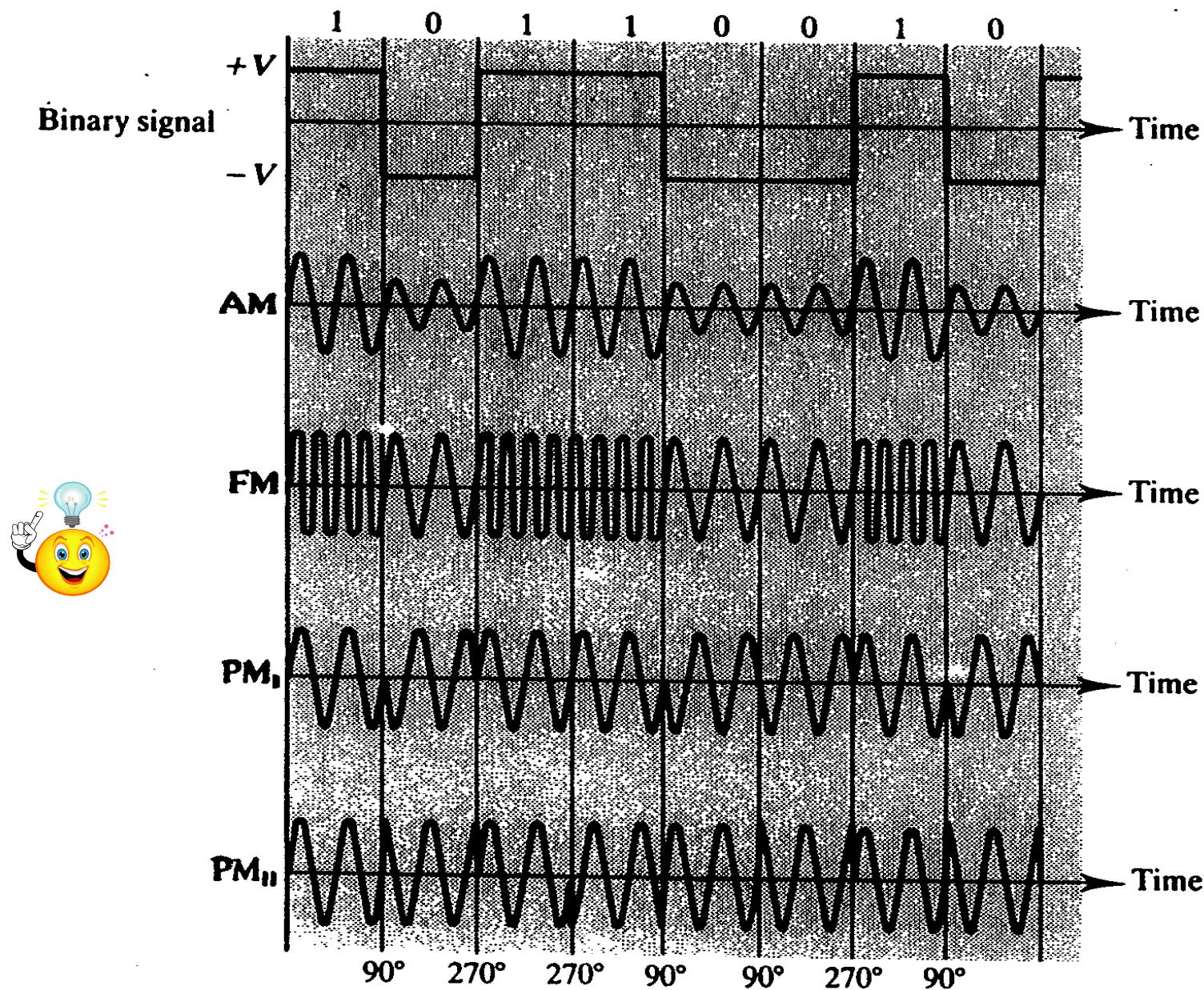


Abkürzungen :

- | | |
|--------------|---|
| AM | - Amplitudenmodulation (amplitude mod.) |
| EM/RM | - Ein-/Restseitenbandmod. (SSB/VSB - single/vestigal sideband mod.) |
| FM | - Frequenzmod. (frequency mod.) |
| PM | - Phasenmod. (phase mod.) |
| ASK | - Amplituden[um]tastung (amplitude shift keying) |
| FSK | - Frequenz[um]tastung (frequency shift key.) |
| PSK | - Phasen[um]tastung (phase shift key.) |
| PAM | - Pulsamplitudenmod. (pulse amplitude mod.) |
| PFM | - Pulsfrequenzmod. (pulse frequency mod.) |
| PPM | - Pulphasenmod. (pulse phase mod.) |
| PDM | - Pulsdauermod. (pulse duration mod.) |
| PCM | - Pulseodemodulation (pulse code modulation) |

Beispiele : **AM, FM, PM** → speziell : **ASK, FSK, PSK**

1-



A. Amplitudenmodulation und Amplitudenumtastung

Fall 1 : gegebenes zu übertragendes Signal $s(t)$ sei analoges Signal
 → **Amplitudenmodulation**

Verfahrensbeschr.: $s(t) = A_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t)$
 und Trägerschwingung $f(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t)$, wobei $\omega_T > \omega_s$

Bei Amplitudenmodulation → Änderung der Amplitude A_T der Trägerschwingung
 durch Erzeugung der Signalfunktion :

$$g(t) = [A_T + s(t)] \cdot \cos(\omega_T \cdot t) = [A_T + A_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t)] \cdot \cos(\omega_T \cdot t)$$

$$= A_T \cdot \left[1 + \underbrace{\frac{A_s}{A_T} \cdot \cos(\omega_s \cdot t)}_{\text{Modulationsgrad}} \right] \cdot \cos(\omega_T \cdot t)$$

da: $\cos(\alpha \cdot t) \cdot \cos(\beta \cdot t) = 1/2 \cdot \cos((\alpha+\beta)t) + 1/2 \cdot \cos((\alpha-\beta)t)$
 für $\alpha > \beta$

$$= \underbrace{A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t)}_{= f(t)} + \frac{1}{2} A_s \cdot \cos(\omega_T + \omega_s) t + \frac{1}{2} A_s \cdot \cos(\omega_T - \omega_s) t$$

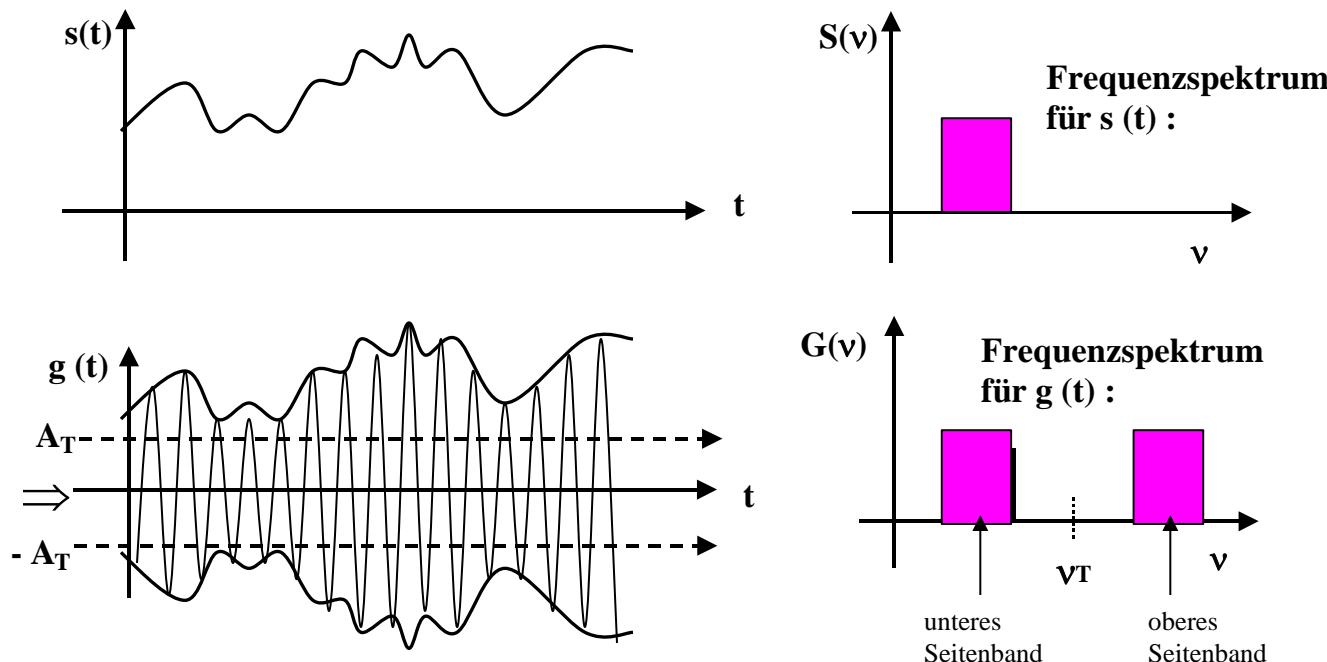
⇒ 3 Kreisfrequenzen in $g(t)$ enthalten: ω_T , $\omega_T + \omega_s$, $\omega_T - \omega_s$

bzw. 3 Frequenzen: v_T (Trägerfrequenz) mit $v_T := \frac{\omega_T}{2\pi}$

$$v_T + v_s \text{ (oberes Seitenband) mit } v_s := \frac{\omega_s}{2\pi}$$

$$v_T - v_s \text{ (unteres Seitenband).}$$

Anwendungsbeispiel : Amplitudenmodulation eines Sprachsignals



- **Zweiseitenband-AM** : Übertragung beider Seitenbänder und des Trägers
- **Einseitenband-AM** : Übertragung eines Seitenbandes ohne Träger
- **Restseitenband-AM** : Übertragung eines Seitenbandes (vollständ.) sowie des 2. Seitenbandes und des Trägers (teilweise)

Fall 2 : gegebenes zu übertragendes Signal $s(t)$ ist digitales Signal
 → **Amplitudenumtastung**

2a) **Binäre Amplitudenmodulation**

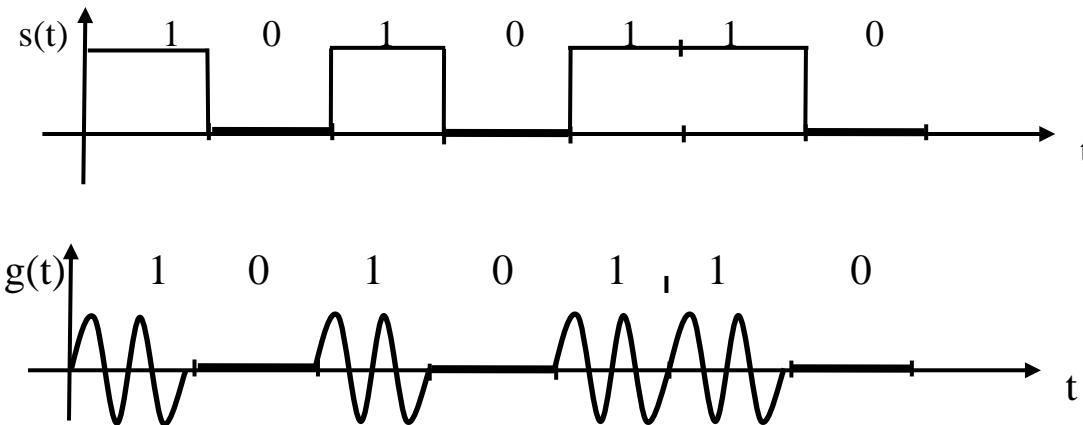
Codierungsvorschrift :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \rightarrow 0 \\ 1 \rightarrow A \end{array} \right.$$

oder allg. :

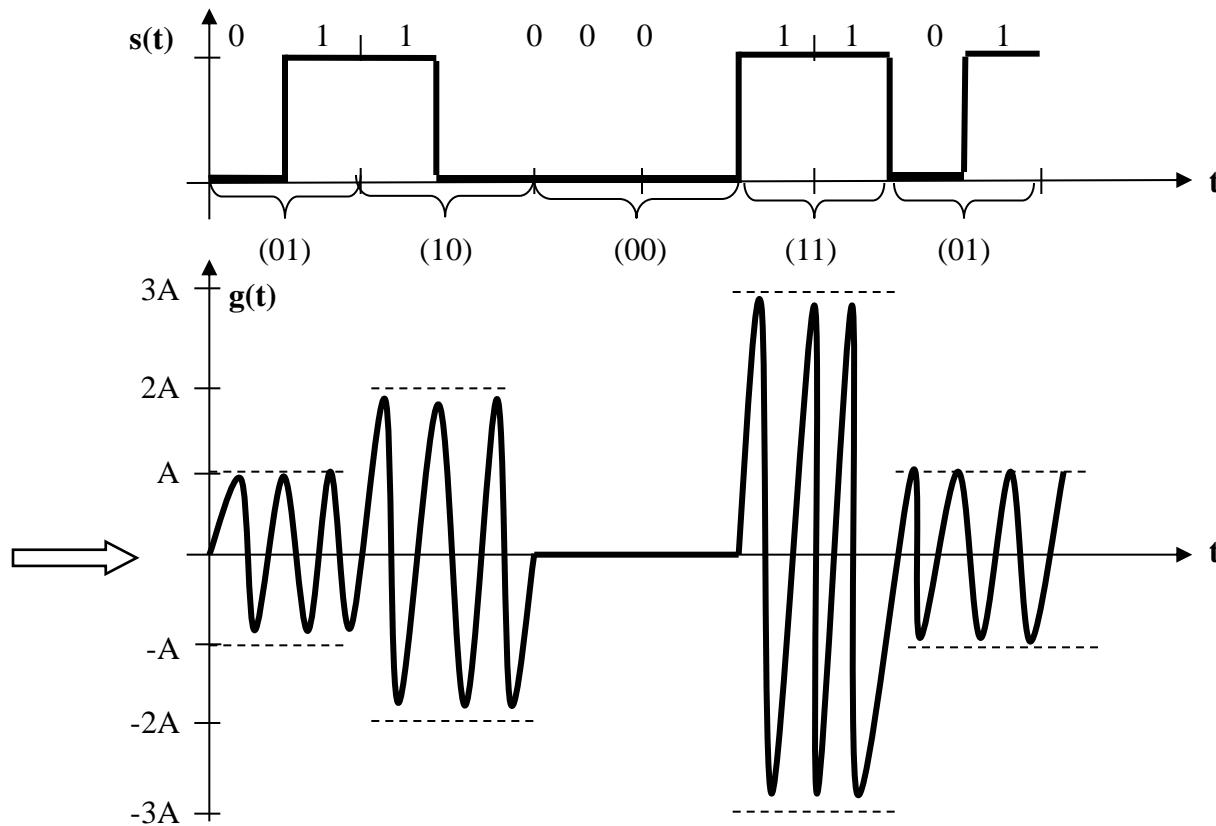
$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \rightarrow A_0 \\ 1 \rightarrow A_1 \end{array} \right.$$

Anwendungsbeispiel:



2b) Quaternäre Amplitudenmodulation

Anwendungsbeispiel:



Codierungsvorschrift :

$$\left\{ \begin{array}{l} 00 \rightarrow 0 \\ 01 \rightarrow A \\ 10 \rightarrow 2A \\ 11 \rightarrow 3A \end{array} \right.$$

hier: Datenrate $v_D = 2 \times$ Schrittgeschwindigkeit v_S ,

$$\text{wegen } v_D = v_S \times H_0 = v_S \times \text{ld}(4) = 2 \times v_S$$

Nota bene: Gleichungen gelten nur für Werte (ohne Maßeinheiten) !

B. Frequenzmodulation und Frequenz(um)tastung

Verwendung bei geringen bis mittleren Datenraten mit relativ geringem Aufwand, jedoch auch vergleichsweise schlechter Bandbreiteausnutzung;
weniger störempfindlich als Amplitudenmodulation.

Die Trägerschwingung $f(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \varphi_T)$

wird moduliert mit $s(t)$ zu $g(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \varphi_T + \omega_{\text{mod}}(t))$.

Die Momentanfrequenz von $g(t)$ ergibt sich zu

$$\omega_o = \frac{d[\omega_T \cdot t + \varphi_T + \omega_{\text{mod}}(t)]}{dt} = \omega_T + \frac{d\omega_{\text{mod}}(t)}{dt} \stackrel{!}{=} \omega_T + k \cdot s(t),$$

mit einem Proportionalitätsfaktor $k \in \mathbb{R}$.

Aus $\frac{d\omega_{\text{mod}}(t)}{dt} = k \cdot s(t)$ resultiert $\omega_{\text{mod}}(t) = k \cdot \int_{t_0}^t s(\tau) d(\tau)$

und damit die Signalfunktion $g(t) = A_T \cdot \cos[\omega_T \cdot t + \varphi_T + k \cdot \int_{t_0}^t s(\tau) d\tau]$

bei Frequenzmodulation für analoge Signale.

Sonderfall:

Binäre Frequenzmodulation (Frequenzumtastung)



Bitwert 1 \longrightarrow Zuordnung von ω_1 bzw. v_1

Bitwert 0 \longrightarrow Zuordnung von ω_2 bzw. v_2 ,

wobei gemäß CCITT-Empfehlung gilt: $v_1 < v_2$.

Bemerkung („Kür“):

v_1 und v_2 heißen Kennfrequenzen der binären Frequenzmodulation.

$$v_{VT} \stackrel{\Delta}{=} \frac{v_1 + v_2}{2} \quad \begin{array}{l} \text{heißt } \underline{\text{virtuelle}} \text{ Trägerfrequenz} \\ \text{oder } \underline{\text{Mittenfrequenz}} \end{array}$$

$$\Delta v \stackrel{\Delta}{=} \left| \frac{v_1 - v_2}{2} \right| \quad \text{heißt } \underline{\text{Frequenzhub}}.$$

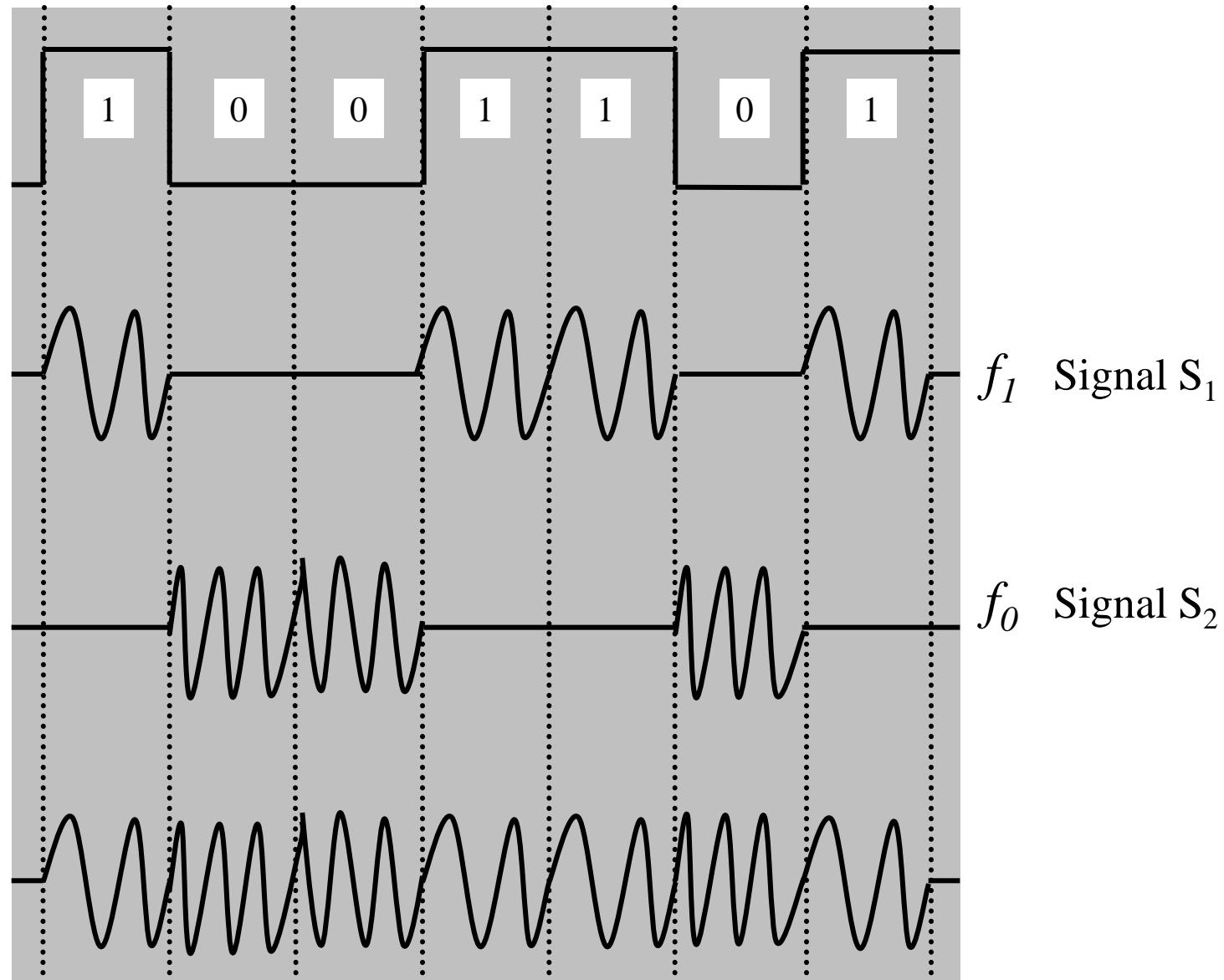
Amplituden- versus Frequenzmodulation

(a)
Binary data

AM of f_1

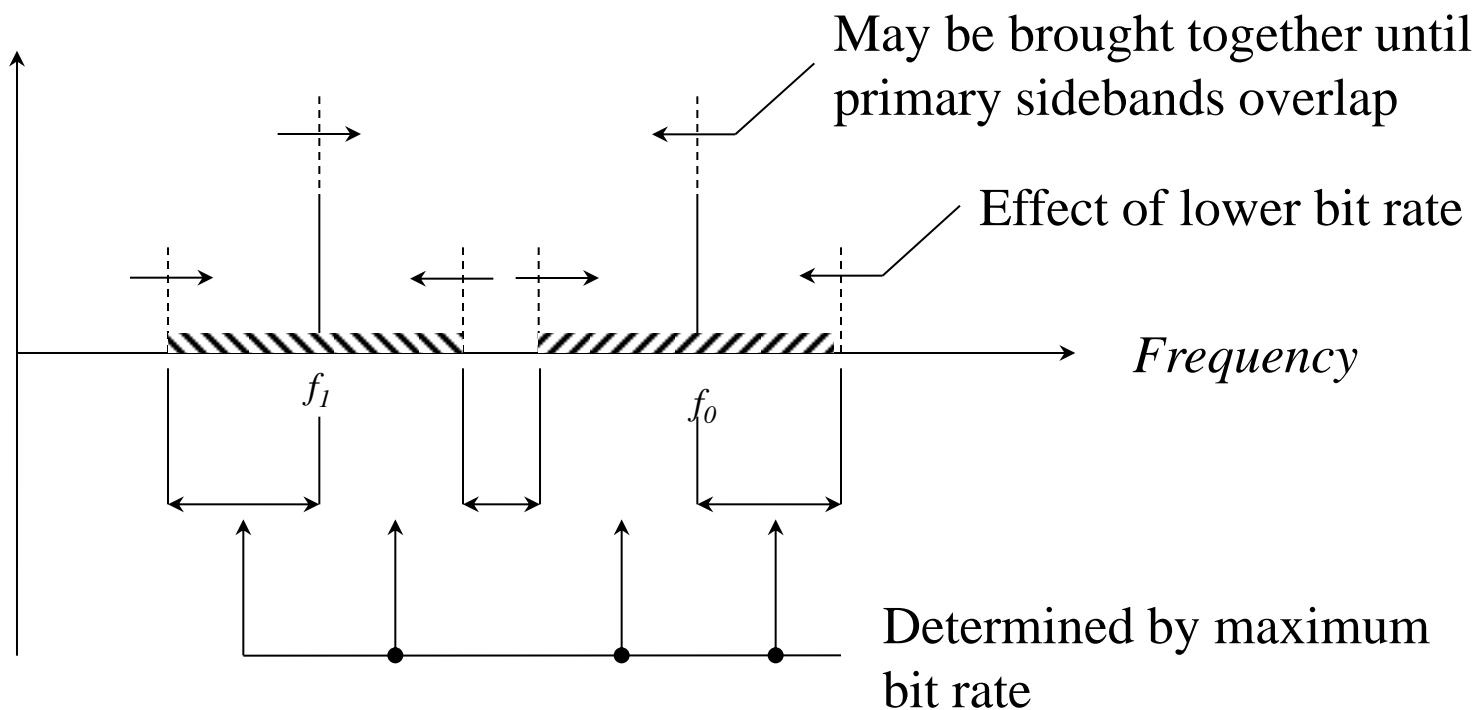
AM of f_0

FSK



(b) “Kür“ : Auswirkung der Änderung der Frequenzen f_0 und f_1

Power



~~~~~ : Seitenband von  $S_1$

~~~~~ : Seitenband von  $S_2$

C. Phasenmodulation und ihre Kombinierbarkeit mit Amplitudenmodulation

- **Phasenmodulation/-umtastung :**

Bei mittleren Datenraten weit verbreitet, da relativ unempfindlich gegenüber Störungen

- Varianten der Phasenumtastung / Phasentastung :

Als Informationsträger : Phasendifferenz zwischen

- zwei aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkten t_{i-1} und t_i des übertragenen Signals $g(t)$

→ ***Phasendifferenzmodulation (PhDM)***

- der Phase des Signals $g(t)$ und des Trägersignals $f(t)$ zum Abtastzeitpunkt t_i

→ ***Phasenmodulation (PhM)***

- der Phase zweier parallel übertragener Signale $g_1(t)$ und $g_2(t)$ mit unterschiedlichen (Träger-) Frequenzen

→ ***Frequenzdifferentielle Phasenmodulation (FDPhM)***



- Höherwertige Phasenumtastung (z. B. quaternär, kurz : 4-PSK oder QPSK = Quaternary Phase Shift Keying) :

| Dabit | | Phasensprung |
|-------|---|-------------------------------|
| 00 | → | 0° (bzw. 45° als Alternative) |
| 01 | → | 90° (135°) |
| 11 | → | 180° (225°) |
| 10 | → | 270° (315°) |

➤ Kombination Phasen- und Amplitudenumtastung :

| Modulationsverfahren | Trägerzustände | Amplituden-zustände | Phasen-zustände | bit/Symbol | Bandbreiten-ausnutzung (bit/s)/Hz | typ. SNR (ZF) db |
|----------------------|----------------|---------------------|-----------------|------------|-----------------------------------|------------------|
| 2-FSK | 2 | 1 | 2 | 1 | 1 | 12 |
| MSK | 2 | 1 | 2 | 1 | 1,9 | |
| BPSK | 2 | 1 | 2 | 1 | 1 | 13 |
| QPSK | 4 | 1 | 4 | 2 | 2 | 17 |
| 8-PSK | 8 | 1 | 8 | 3 | 3 | 23 |
| 16-PSK | 16 | 1 | 16 | 4 | 3,5 | 30 |
| 16-APK | 16 | 3 | 8 | 4 | 3,5 | 28 |
| 16-QASK | 16 | 2 | 12 | 4 | 3 | |
| 32-QASK | 32 | 3 | 28 | 5 | 4 | 32 |
| 64-QASK | 64 | 4 | 52 | 6 | 4,5 | |
| 256-QASK | 256 | 8 | 228 | 8 | 6 | |

Abb.: Typische Daten einiger digitaler Modulationsverfahren
 (SNR bei einer Bitfehlerhäufigkeit von 10^{-6} ; Angaben zum Teil gerundet)

Abkürzungen: QPSK = Quaternary Phase-shift Keying,

n-QASK = Quadrature Amplitude-shift Keying (mit n Trägerzuständen),

n-PSK = Phase-shift Keying (mit n Trägerzuständen),

MSK = Minimum-shift Keying, BPSK = Binary Phase-shift Keying,

APK = Amplitude Phase-shift Keying, FSK = Frequency-shift Keying.

➤ Zu Bandbreitenbedarf für unterschiedliche Modulationstechniken :
 Bedarf für FM und PM größer als für AM (vgl. u.a. auch DKR III -95)

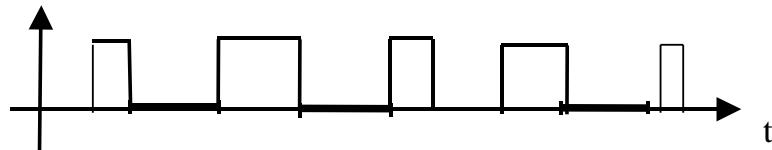
3.7.3 Modulationsverfahren mit Pulsträger

Zweck von Pulsmodulation:

Codierung von Klasse 1-Signalen (kontinuierliche Zeit- und Signalkoordinate) durch Benutzung von sog. *Pulsen*.

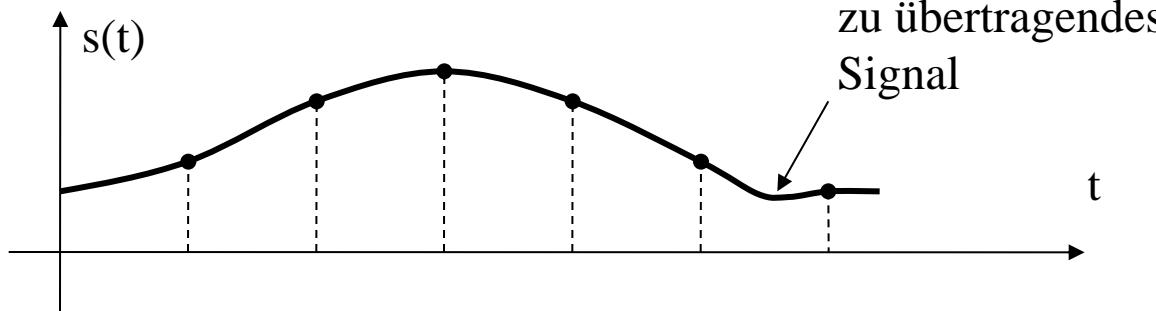
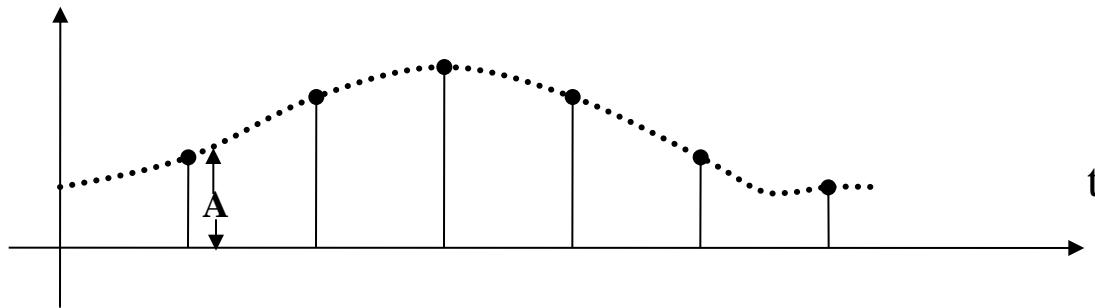
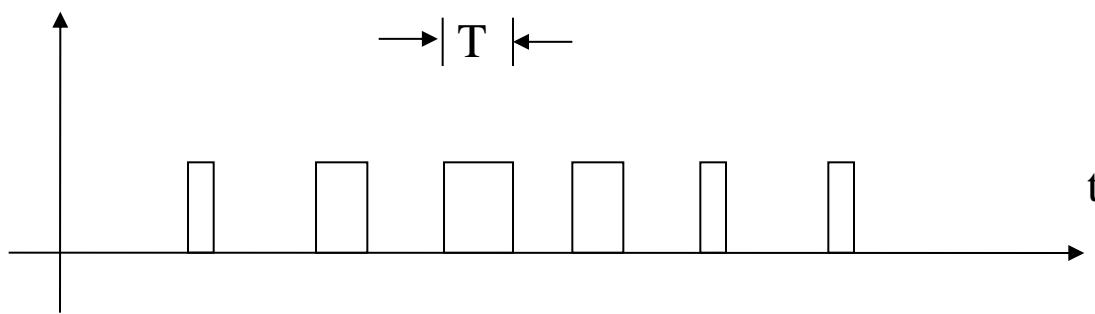
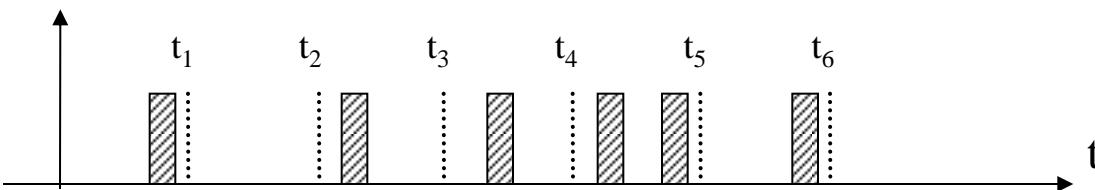
Puls: Periodische Folge von Impulsen wobei Schrittdauer eines Impulses (Länge) ungleich Phasendauer zwischen Impulsen ist. 

Beispiel:



Varianten der Pulsmodulationsverfahren

1. Variation der **Impulsamplituden** \Rightarrow *Pulsamplitudenmodulation (PAM)*
2. Variation der **Impulslängen** \Rightarrow *Pulslängenmodulation (PLM)*
bzw. *Pulsdauermodulation (PDM)*
3. Variation der **Impulsphase** \Rightarrow *Pulsphasenmodulation (PPM)*
d.h. des Abstandes von periodischen, fest vordefinierten Zeitpunkten
4. Bildung geeignet angeordneter **Impulsgruppen** \Rightarrow *Pulscodemodulation (PCM)*

Beispiele:**PAM:** $A = \text{Amplitude}$ **PLM:** $T = \text{Pulsdauer}$ $t_i = \text{Sollzeitpunkte der Impulse}$ **PPM:**

3.8 Serielle versus parallele Datenübertragung

- **Bitserielle Übertragung :**

Einzelne informationstragende Signalelemente oder Schritte (z.B. Bits einer Bitfolge) werden seriell, d.h. zeitlich nacheinander, von Sender zu Empfänger übertragen

→ typisch bei DÜ über größere Distanzen (LAN-Bereich und größer)



- **(m–Bit) parallele Übertragung :**

m als logische Einheit aufzufassende Schritte werden über m verschiedene Leitungen übertragen und quasi gleichzeitig vom Empfänger erhalten

→ Synchronisation zum Zwecke der gemeinsamen Interpretation sämtlicher zusammengehöriger m Bits im Empfänger notwendig

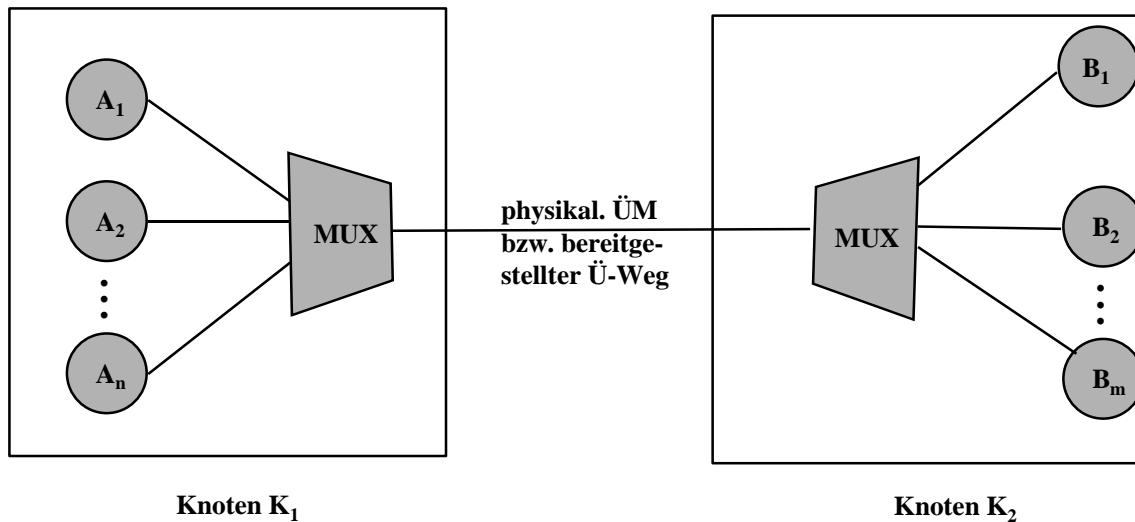
Geschwindigkeitsvorteil m–Bit paralleler gegenüber bitserieller Übertragung
⇒ um Faktor m erhöhte Datenrate (identische Signallaufzeit !)

Probleme einer parallelen Übertragung über größere Entfernungen :

- m Leitungen benötigt bei m-Bit paralleler DÜ
→ Aufwand ! ... und wie bei drahtloser DÜ ?
- empfangene Bit korrekten Zeichen zuzuordnen
→ Zeichensynchronisation (s.u.) problematisch
- Auswirkungen von Störungen nicht nur auf einzelne übertragene Bit sondern evtl. auf die parallel übertragenen Bits eines Zeichens
→ Fehlerentdeckung/-korrektur deutlich problematischer
- wo bleibt Geschwindigkeitsgewinn bei sehr hohen Datenraten und (sehr) großen Entfernungen ?
→ Signallaufzeit dominiert bei Gesamtverzögerung !

3.9 Mehrfachnutzung physikalischer Übertragungswege

Konfiguration :



MUX : Multiplexer/Demultiplexer

$A_1, \dots, A_n, B_1, \dots, B_m$: Datenendeinrichtungen, Fernsprechteilnehmer, o.ä.

→ insbesondere Multiplexen für Benutzer separater logischer/virtueller Verbindungen,
 o.B.d.A. Verbindungen/Kommunikation zwischen A_i und B_i , $n = m$

➤ MULTIPLEXVARIANTEN :

(1) **Raum-Multiplexen**

(2) **Zeit ~ (TDMA)**

(3) **Frequenz ~ (FDMA)**; bei opt. DÜ : **WDM** = Wave Length Division Multiplexing

(4) **Code ~ (CDMA** = Code Division Multiplexing bzw. ~ Multiple Access)



- ad (1) :

Paare von Kommunikationspartnern (A_i, B_i) räumlich getrennt

→ z.B. separate Leitungen (in gemeins. Kabel), Kreuzschienenverteiler,
Funkzellen in Mobilfunknetzen, o.ä.

- ad (2) :

Trennung der Kommunikationspartner im Zeitbereich

- **STDM** (synchronous time division multiplex) $\xrightarrow{\quad A_3 | A_1 | \dots | A_{10} | A_3 | A_1 \dots \quad t}$
- **ATDM** (asynchr. time division multiplex) $\xrightarrow{\quad A_3 | A_1 | \dots | A_{10} \quad | A_3 | \quad A_1 \dots \quad t}$

- ad (3) :

Trennung der Kommunikationspartner im Frequenzbereich

- ad (4) :

Separierung der Kommunikationspartner durch spezifische Codierungen (u.a. „orthogonale“ Codes)

→ vgl. hierzu das im DKR-Kapitel 7 bei WLANs (s. Abschn. 7.2.2) behandelte DS-SS-Verfahren
(Direct Sequence Spread Spectrum) – ein bei drahtlosen Netzen benutztes Bandspreizverfahren.

Zeitmultiplex (verfeinert)

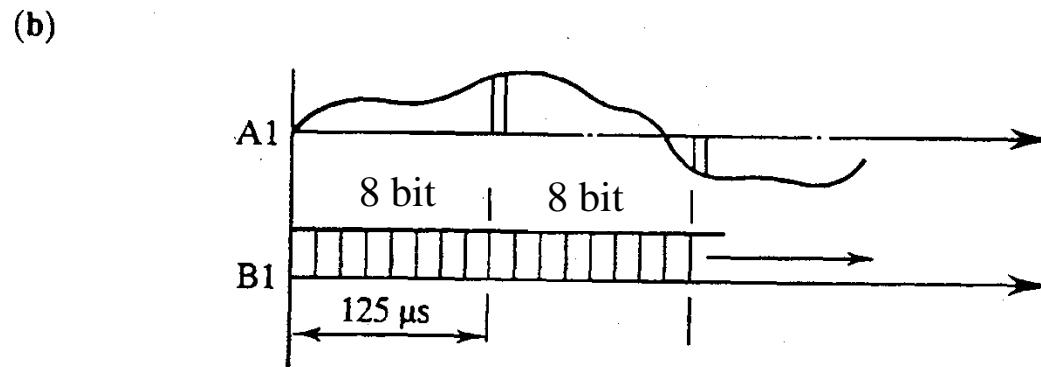
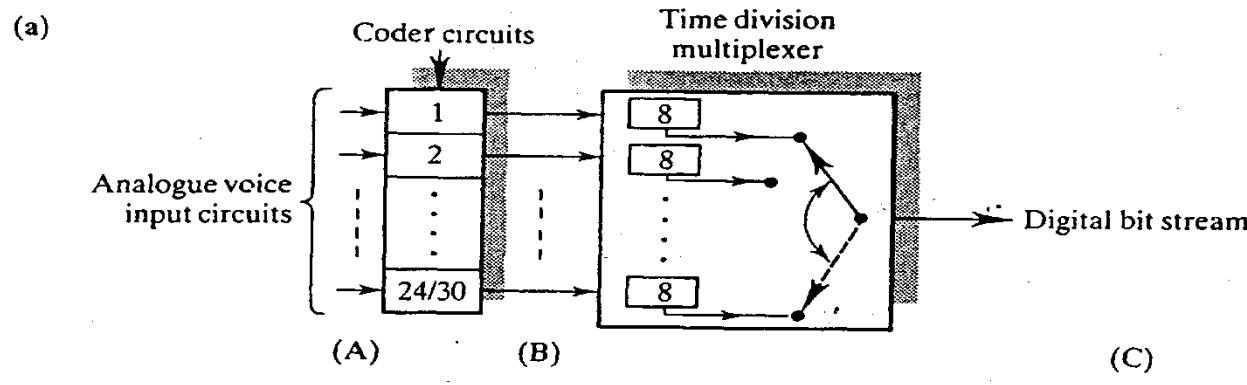
- Zeitdauer für Nutzung des Ü-Weges, z.B.
 - konstantes ΔT (z.B. für Übertragung von PCM-Abtastwert
→ 8bit-Zeichen oder für Übertragung von Paket konstanter Länge)
⇒ **synchronous TDM**
 - variables ΔT_i (z.B. Ende der Nutzungsdauer explizit angezeigt
→ evtl. Länge der Sendung im Kopf der gesendeten Dateneinheit
angezeigt)
⇒ **asynchronous TDM**
- Vergabe der Zugriffsrechte (bzw. Nutzungsrechte) für Zeitscheiben, z.B. durch
 - separate Verhandlung zwischen kommunizierenden Knoten über spez. Kanal → separater Kanal zur Übertragung von Kontrollinfo :
“out-of-band-signalling“
 - Verhandlung zwischen kommunizierenden Knoten im Rahmen der über den bestehenden Ü-Weg ausgetauschten Info → Kontrollinfo zwischen Nutzdaten eingebettet, Zeitscheiben a priori für Transfer von Kontrollinfo vorgesehen :
“in-band-signalling“



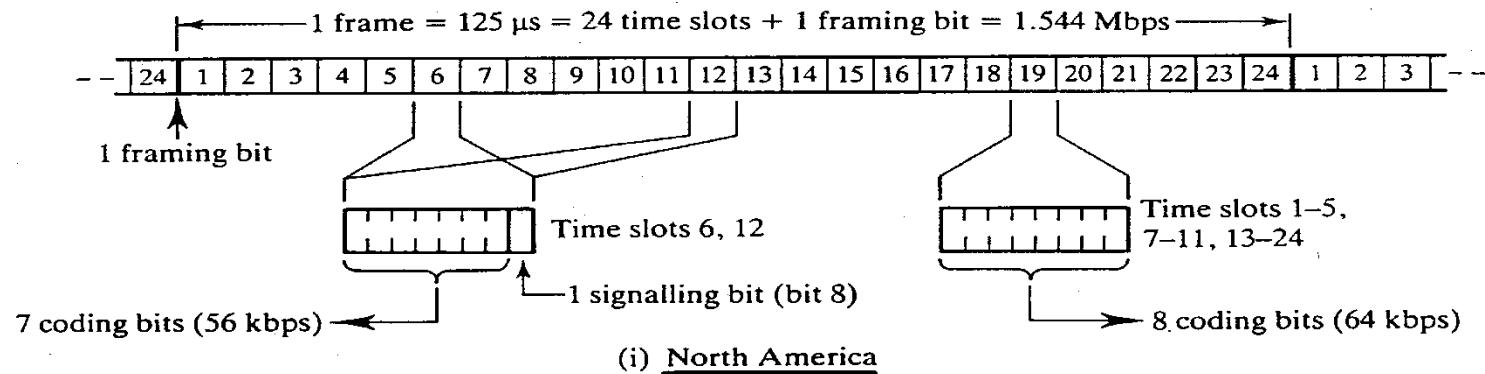
Zeitmultiplex (Fortsetzung) :

- hoher Verwaltungsaufwand bei relativ kurzer mittlerer Verbindungs-dauer der etablierten Verbindungen
- bei synchronous TDM :
 - Ü-Weg für neue Verbindungen blockiert, solange alle Zeitscheiben vergeben
 - + Echtzeitkommunikation unterstützt durch a priori bekannte Ü-Verzögerungen; für Durchschaltetechnik (s. Kap. 5) geeignet.

Standardisierung für Übertragungen in öffentlichen Netzen im Zeitmultiplex - Verfahren



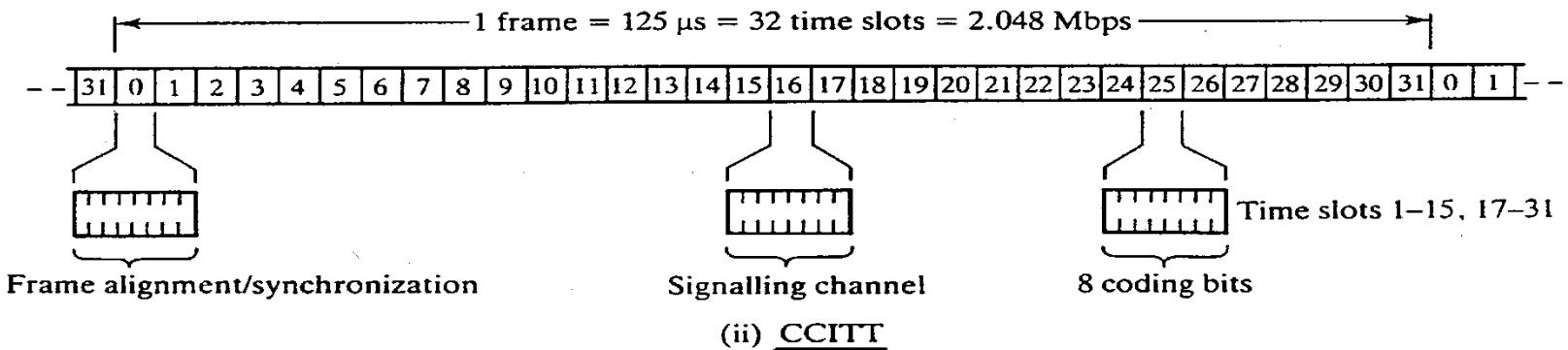
T1 Link (auch: DS1)



Nota bene: **1.544 Mbps** = $(24 \bullet 8 \bullet 8000 + 1 \bullet 8000)$ bps = 1536 kbps + 8 kbps



E1 Link

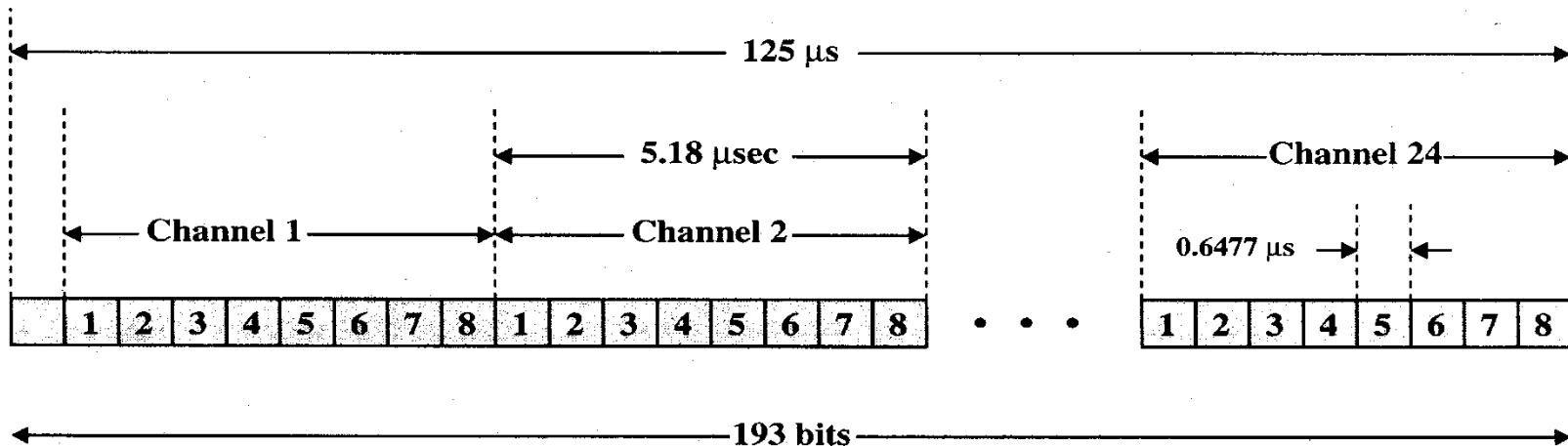


Nota bene: **2.048 Mbps** = $32 \bullet 8 \bullet 8000$ bps = 2048 kbps

TDM – Standards, auch : PDH (plesiochrone digitale Hierarchie)

Table 8.3 North American and International TDM Carrier Standards

| North American | | | International (ITU-T) | | |
|----------------|--------------------------|------------------|-----------------------|--------------------------|------------------|
| Designation | Number of Voice Channels | Data Rate (Mbps) | Level | Number of Voice Channels | Data Rate (Mbps) |
| DS-1 | 24 | 1.544 | 1 | 30 | 2.048 |
| DS-1C | 48 | 3.152 | 2 | 120 | 8.448 |
| DS-2 | 96 | 6.312 | 3 | 480 | 34.368 |
| DS-3 | 672 | 44.736 | 4 | 1920 | 139.264 |
| DS-4 | 4032 | 274.176 | 5 | 7680 | 565.148 |



Notes:

1. The first bit is a framing bit, used for synchronization.
2. Voice channels:
 - 8-bit PCM used on five of six frames.
 - 7-bit PCM used on every sixth frame; bit 8 of each channel is a signaling bit.
3. Data channels:
 - Channel 24 is used for signaling only in some schemes.
 - Bits 1–7 used for 56-kbps service
 - Bits 2–7 used for 9.6-, 4.8-, and 2.4-kbps service.

Figure 8.9 DS-1 Transmission Format

Nota bene:

193 bit in 125 μs (s.o.) impliziert: $193 \text{ bit} \cdot 8 \cdot 10^3 \text{ in 1 sec} = 1544 \cdot 10^3 \text{ bit/sec} = 1.544 \text{ Mb/s} \rightarrow$ siehe Datenrate T1-Link

SONET (Synchronous Optical NETwork) / SDH (Synchronous Digital Hierarchy)

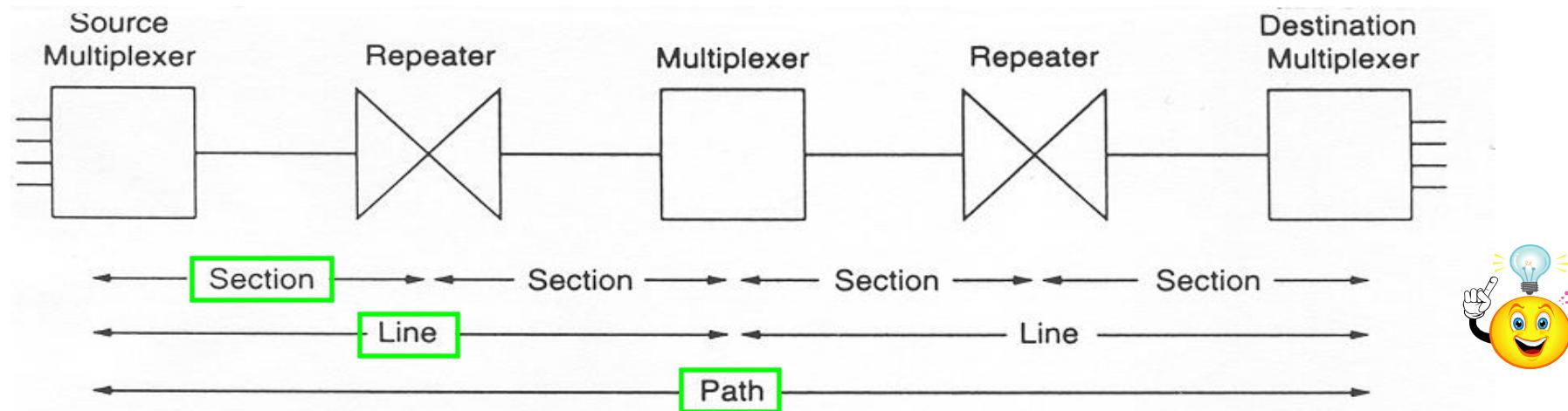
➤ SONET/SDH : Standards für optische TDM-Systeme

→ insbesondere für beträchtlich höhere Datenraten als bei PDH – Hierarchie

- **SONET** : BellCore-Vorschlag (1985) → ANSI (USA) / CCITT-Empfehlung (1989)
- **SDH** : ITU-T Empfehlung G. 707 (\approx SONET)

➤ SONET – Basiskonzept : "SONET – Pfad (SONET path)"

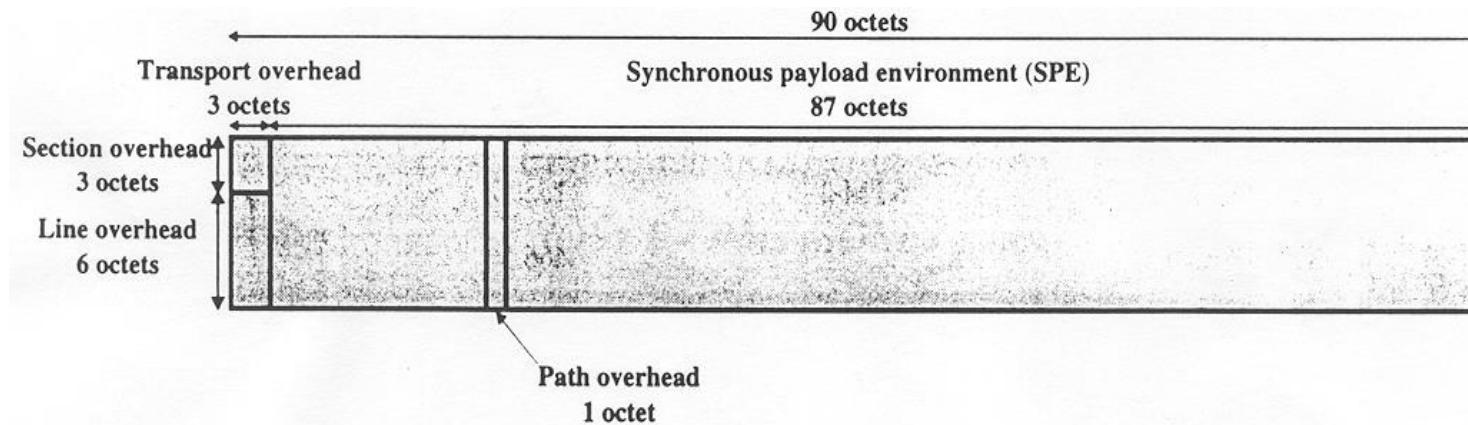
→ Pfad - Verbindung zwischen 2 Endsystemen bzw. Datenendeinrichtungen durch ein Vermittlungsnetz mit optischer Datenübertragung



Nota bene: de facto handelt es sich hier um eine Verfeinerung der Physikalischen Schicht

Table 8.4 . SONET/SDH Signal Hierarchy

| SONET Designation | ITU-T Designation | Data Rate (Mbps) | Payload Rate (Mbps) |
|--------------------------|--------------------------|-------------------------|----------------------------|
| STS-1/OC-1 | | 51.84 | 50.112 |
| STS-3/OC-3 | STM-1 | 155.52 | 150.336 |
| STS-9/OC-9 | | 466.56 | 451.008 |
| STS-12/OC-12 | STM-4 | 622.08 | 601.344 |
| STS-18/OC-18 | | 933.12 | 902.016 |
| STS-24/OC-24 | | 1244.16 | 1202.688 |
| STS-36/OC-36 | | 1866.24 | 1804.032 |
| STS-48/OC-48 | STM-16 | 2488.32 | 2405.376 |
| STS-96/OC-96 | | 4876.64 | 4810.752 |
| STS-192/OC-192 | STM-64 | 9953.28 | 9621.504 |



(a) STS-1 frame format

Ergo: Datenrate STS-1 = $90 \times 9 \times 8 \times 8 \text{ kbps} = 810 \times 64 \text{ kbps} = 51.84 \text{ Mbps}$ (s.o.)

Frequenzmultiplex (verfeinert)

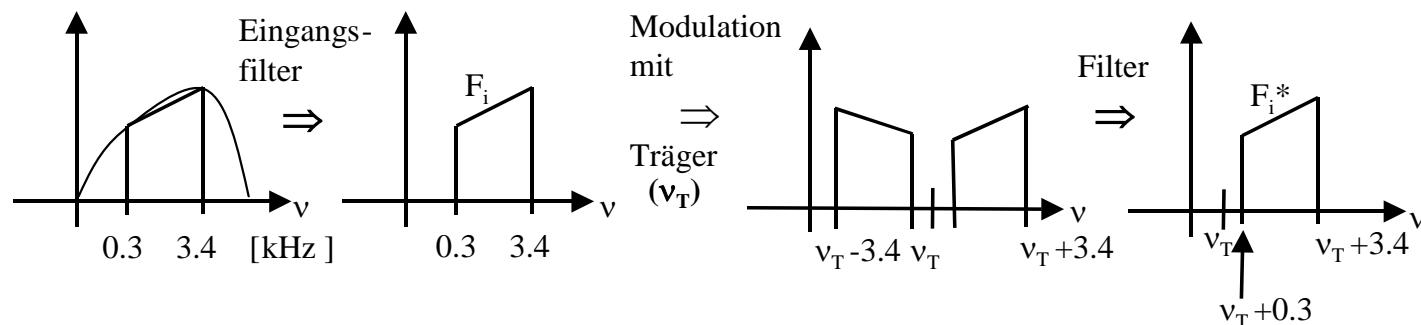
- Sei $F_{\text{ÜM}}$ der Frequenzbereich der seitens des ÜM für Signalübertragung von Knoten A (Sender) zu B (Empfänger) zur Verfügung gestellt wird; sei F_i der Frequenzbereich der für Benutzer A_i in Knoten A benötigt wird
- **Beispiel :**

- Sprachübertragung von 60 parallelen Sprachkanälen à 3.1 kHz ($F_i = [300, 3400]$ Hz $\forall i$), über sog. **Sekundärgruppe**, vgl. Grundgruppen der Trägerfrequenztechnik (s.u.); pro Kanal “spendiert“ : 4 kHz
- $F_{\text{ÜM}} = [312, 552]$ kHz, d.h. ÜM mit Bandbreite $B = 240$ kHz

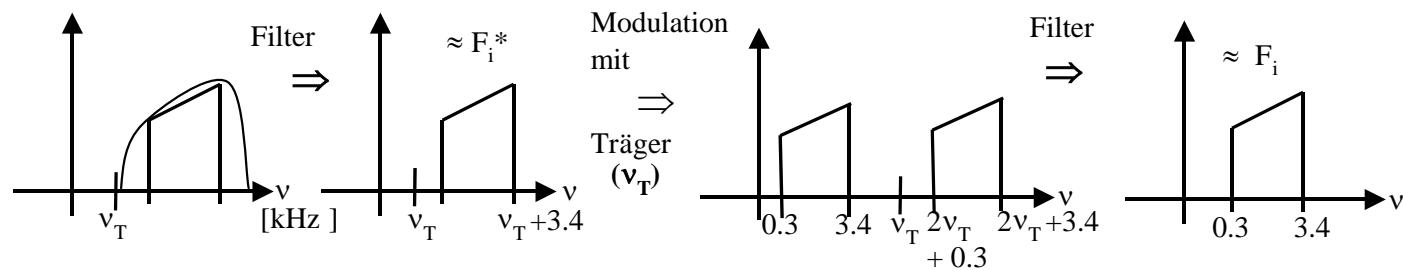
⇒ **Probleme** : $F_i \cap F_j = [300, 3400]$ Hz $\neq \emptyset \forall i, j$
UND
 $\neg F_i \subseteq F_{\text{ÜM}} \forall i$

Lösung : **Trägerfrequenztechnik** (kurz: *TF-Technik*)
(vgl. Modulationsverfahren, z.B. AM)
mit folgender Vorgehensweise, siehe DKR III -116-

- auf Sendeseite :



- auf Empfangsseite :



⇒ offensichtlich : Wahl von v_T so, dass nach der AM für einen Benutzer A_i

- das entspr. Seitenband F_i^* komplett in $F_{ÜM}$ liegt, d.h. $F_i^* \subseteq F_{ÜM}$
- die Seitenbänder versch. Benutzer nicht überlappen,
d.h. $F_i^* \cap F_j^* = \emptyset \quad \forall i \neq j$

Standardisierung für Übertragungen in öffentlichen Netzen im Frequenzmultiplex-Verfahren (von Bedeutung vor Nutzung der Zeitmultiplexverfahren)

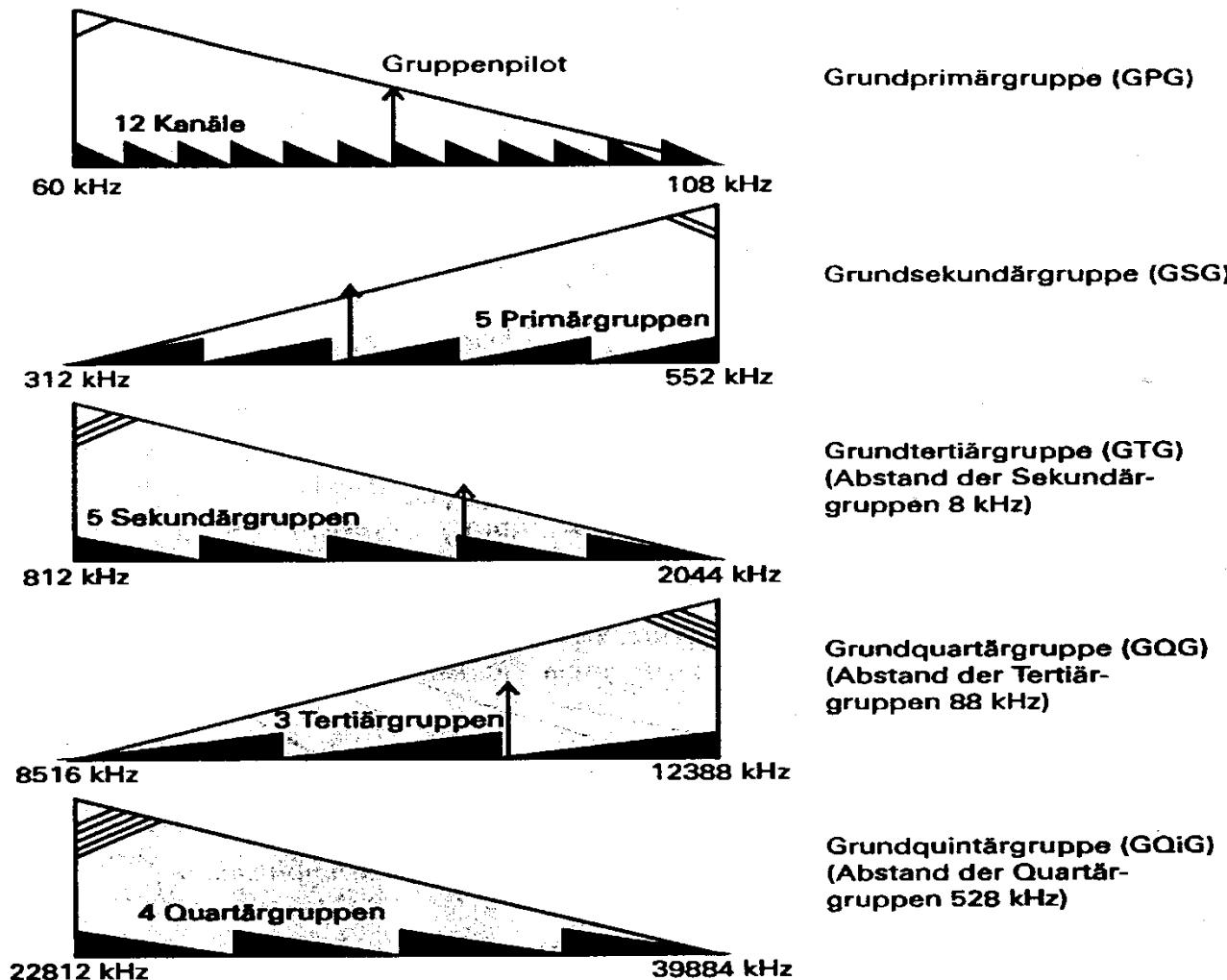


Abb. H.1-8 Übersicht über die in Deutschland verwendeten Grundgruppen der TF-Technik

| Grundgruppe | Frequenzbereich in kHz | Gruppenpilot in kHz | Kanalzahl |
|----------------|------------------------|---------------------|-----------|
| Primärgruppe A | 12 ... 60 | – | 12 |
| Primärgruppe B | 60 ... 108 | 84,08 | 12 |
| Sekundärgruppe | 312 ... 552 | 411,92 | 60 |
| Tertiärgruppe | 812 ... 2044 | 1552 | 300 |
| Quartärgruppe | 8516 ... 12388 | 11096 | 900 |
| Quintärgruppe | 22812 ... 39884 | – | 3600 |

Tab. H.1-1 Grundgruppen der TF-Technik

3.10 Synchronisation zur Datenübertragung

Wichtige Teilaufgabe bei DÜ :

Erzielung von Gleichlauf zwischen Sender S und Empfänger E, insbes. um E zu ermöglichen,

- Sequenz von empfangenen Bitwerten zu hinreichend exakten Zeitpunkten zu interpretieren → **Bitsynchronisierung**
- bei zeichenorientierter DÜ, Beginn und Ende der einzelnen Zeichen (Bytes) korrekt zu erkennen → **Zeichensynchronisierung**
- bei DÜ mittels Übertragungsblöcken, Beginn und Ende der einzelnen Übertragungsblöcke korrekt zu erkennen → **Blocksynchronisierung**



nota bene :

Synchronisierungsaufgaben i.a. nicht unabhängig, denn :

- aus Zeichensynchronisierung kann Bitsynchronisierung resultieren (vgl. Start-Stop-Verf., s. u.)
- Bitsynchronisierung möglicherweise Basis für Blocksynchronisierung (vgl. HDLC-Protokoll, s. u.)

Techniken zur Lösung der Synchronisierungsprobleme, vgl. DKR III.120

Techniken zur Lösung der Synchronisierungsprobleme, u.a.:

➤ Bitsynchronisierung :

- (a) spezielle Codierung zu übertragender Bitwerte, wie z.B. bei Manchester-Codierung
- (b) Sender überträgt nicht nur Nutzdaten, sondern stellt zusätzlich Empfangstakt bereit (z.B. spezielles Taktsignal)
- (c) Suche nach Beginn eines empfangenen Zeichens bzw. Blocks, wie z.B. bei Start-Stop-Verf. oder bei Verwendung von speziell codiertem FLAG-Zeichen (spez. Bitmuster oder spez. Zeichencode) oder von spez. SYN-Zeichen
 - bei hinreichend genauem Zeitgeber im Empfänger : Gleichlauf okay bis Ende von Zeichen oder Ü-Block.



➤ Zeichensynchronisierung :

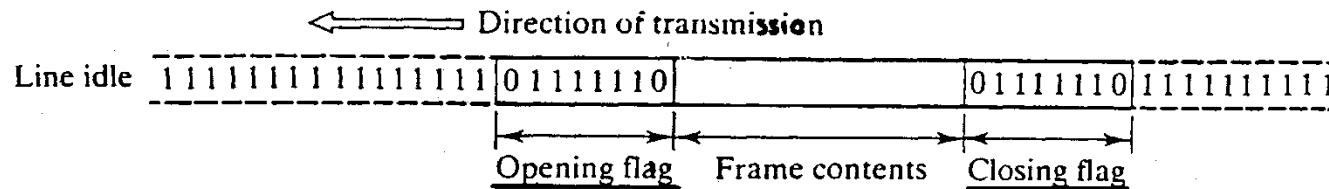
- (a) gezielte Suche nach Beginn für jedes Zeichen (vgl. Start-Stop-Verfahren)
- (b) korrekter Beginn von 1. Zeichen einer übertragenen Zeichenfolge gefunden
 - korrekter Beginn von i-tem Zeichen ($i \leq n_{\max}$) der Folge gefunden.

➤ Blocksynchronisierung :

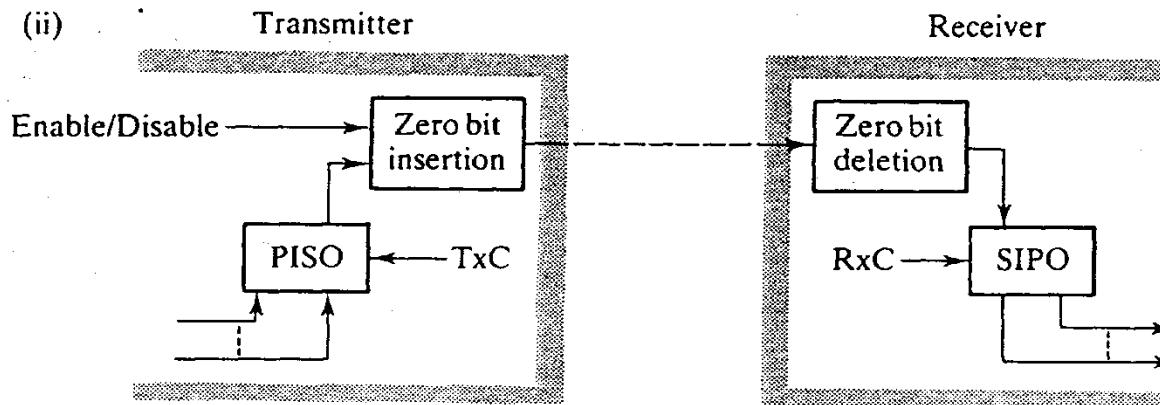
- (a) korrekter Beginn des 1. empf. Bit einer Bitfolge (Ü-Block) gefunden
 - dort auch Beginn von Block; Längenangabe oder Ende-FLAG können Blockende anzeigen.

Bit- und Blocksynchronisierung (Bsp. HDLC)

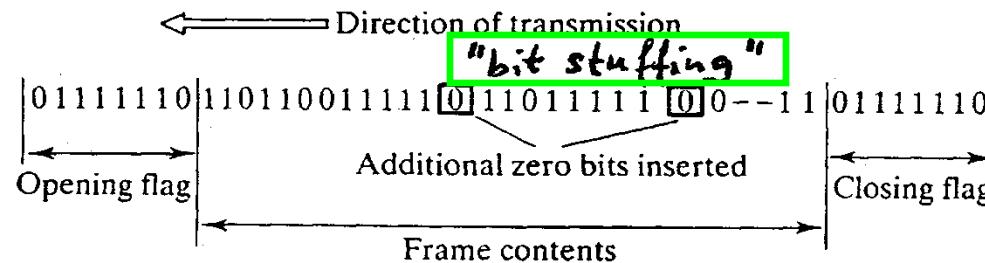
(a) (i)



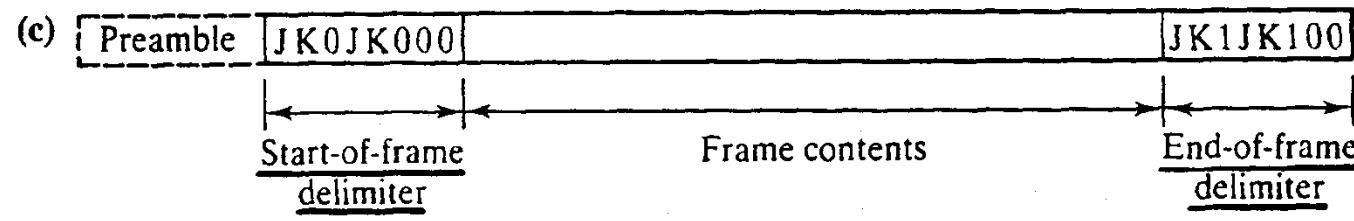
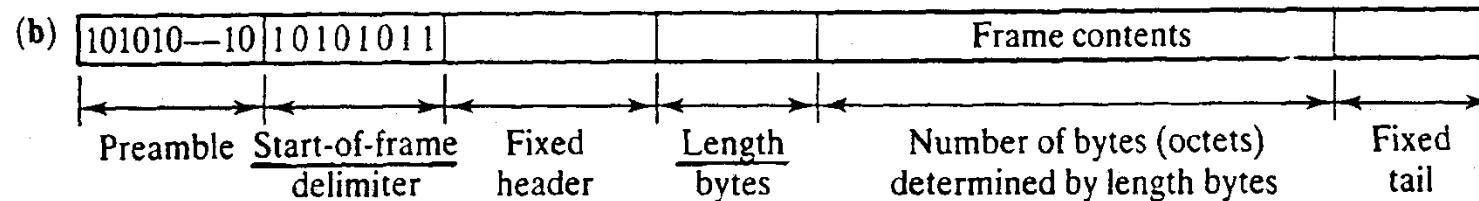
(ii)



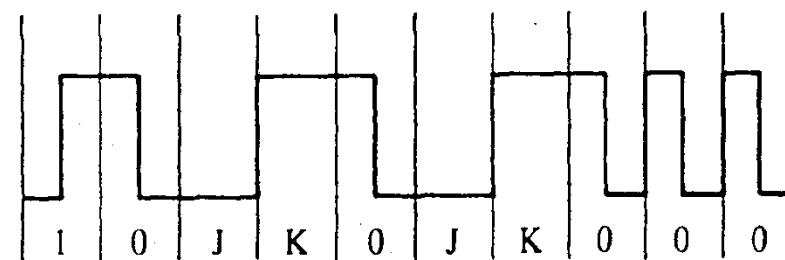
(iii)



Notation: PISO (parallel-in, serial-out)-Schieberegister; SIPO (serial-in, parallel-out)-Schieberegister



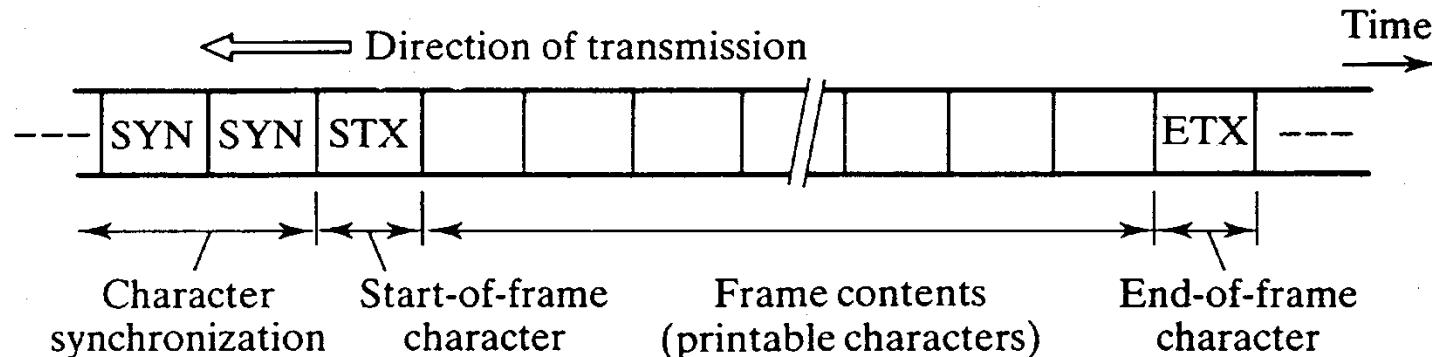
Manchester-encoded bit stream with bit violations



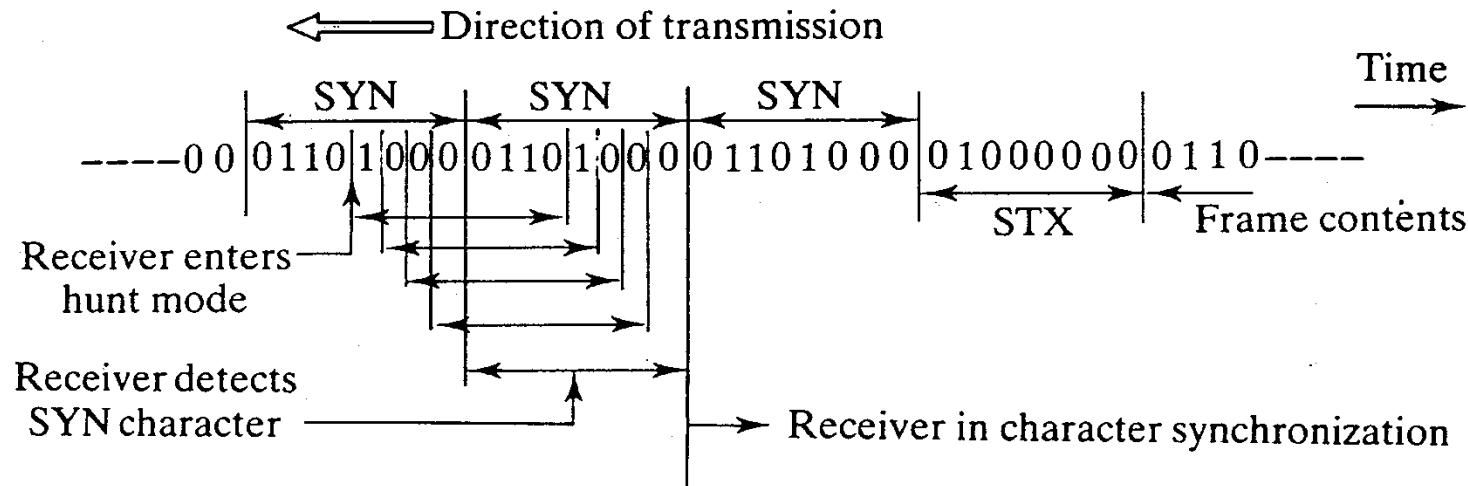
Zeichensynchronisierung (Bsp. BSC)



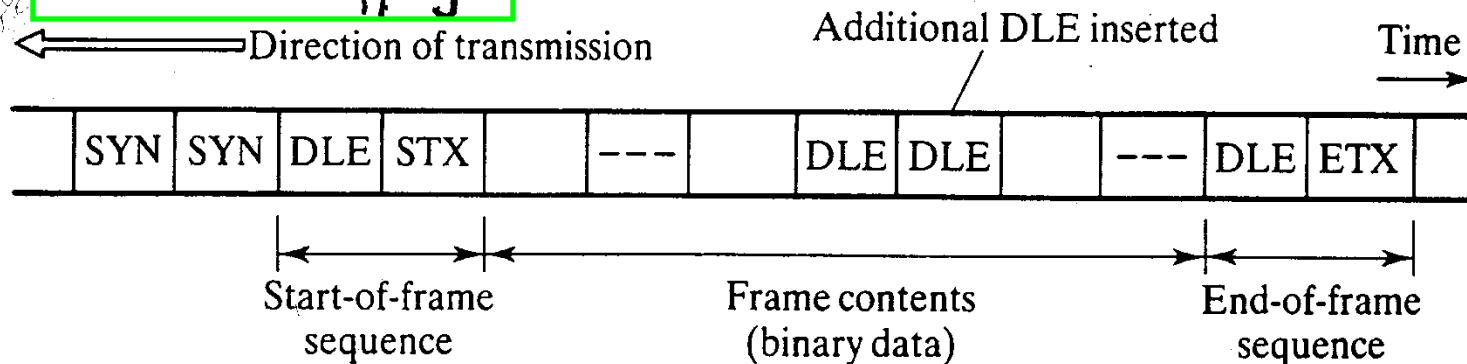
(a)



(b)



(c) "character stuffing"



DLE : data link escape

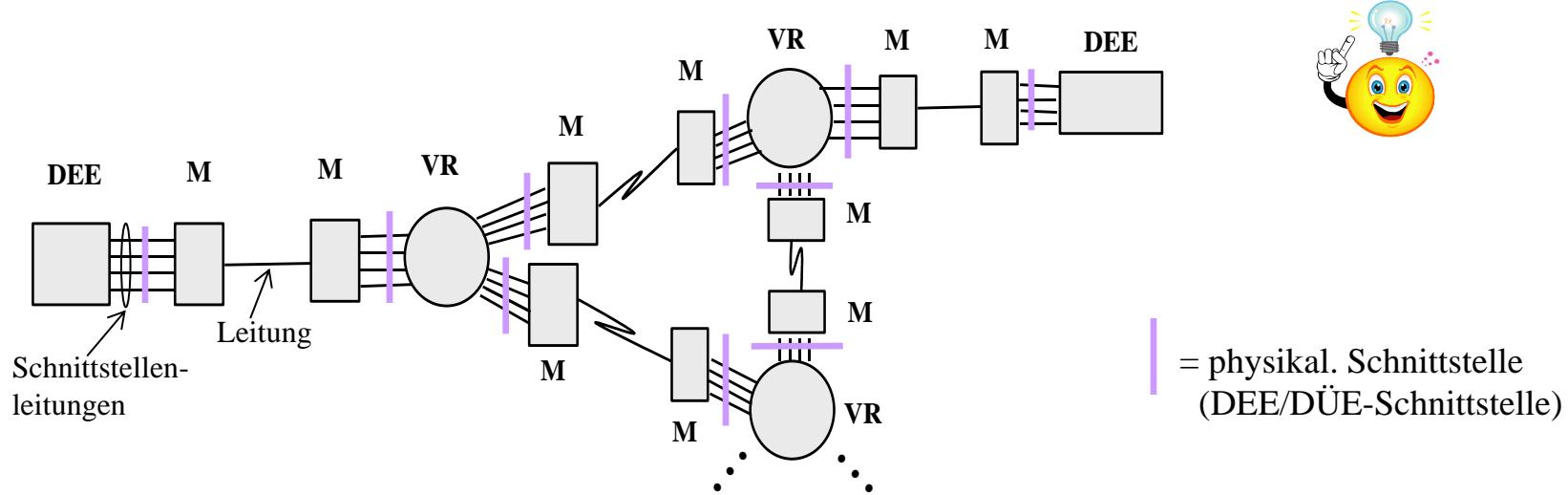
STX : start of text

ETX : end of text

3.11

Datenübertragungseinrichtungen und zugehörige Schnittstellen zu physikalischen Übertragungswegen

Betrachtete Konfiguration :



Zur Notation :

- **DEE** : Datenendeinrichtung (Endsystem); engl.: Data Terminal Equipment (DTE)
- **M** : Modem;
allg. : (DÜE) Datenübertragungseinrichtung,
engl.: Data Circuit-Terminating Equipment (DCE)
- **VR** : Vermittlungsrechner eines (öffentlichen) Netzbetreibers

Hier von Interesse :

DEE/M- bzw. DEE/DÜE-Schnittstelle

⇒ zu **normen** insbesondere :

➤ **physikalische Eigenschaften der** Verbindungs- bzw. **Schnittstellenleitungen**, u.a.

- welche Schnittstellenleitungen ?
 - insbesondere Erd-, Daten-, Steuer-, Melde-, Takt-, Wähl- und Hilfskanalleitungen
- wie {0,1} bzw. {AUS, EIN} –Zustände repräsentiert ?
 - (z.B. Spannungsbereiche)

➤ **Art und Semantik der** über die Schnittstellenleitungen ausgetauschten **Signale**, u.a. Zustände {AUS, EIN} für Steuer-/Meldeleitungen



➤ **Timing-Aspekte** der Schnittstelle, u.a.

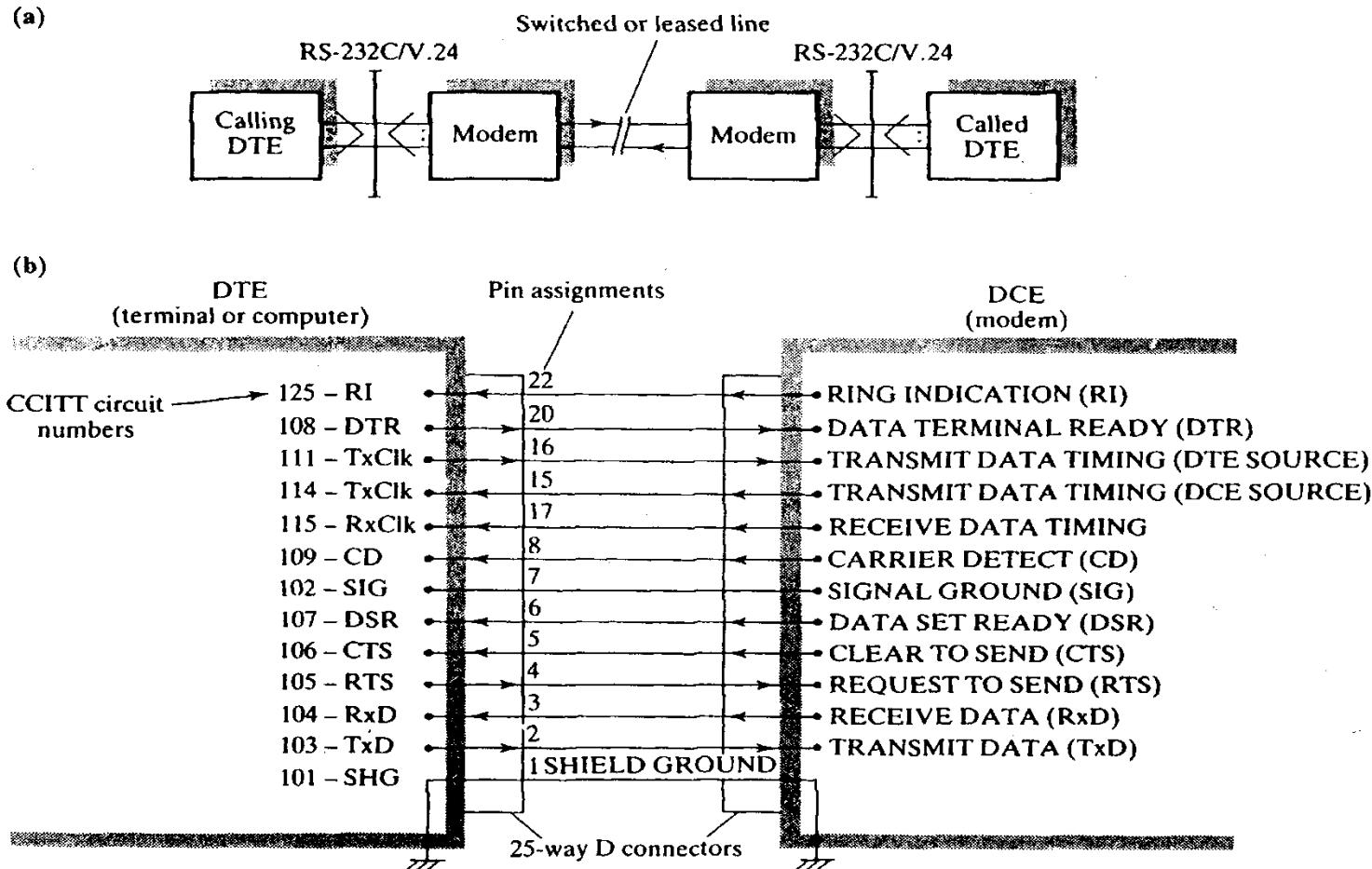
- welche zulässigen Sequenzen von Ereignissen ?
- welche max. Wartezeiten bei Verbindungsaufbau ?

➤ **mechanische Eigenschaften** der Schnittstelle, u.a.

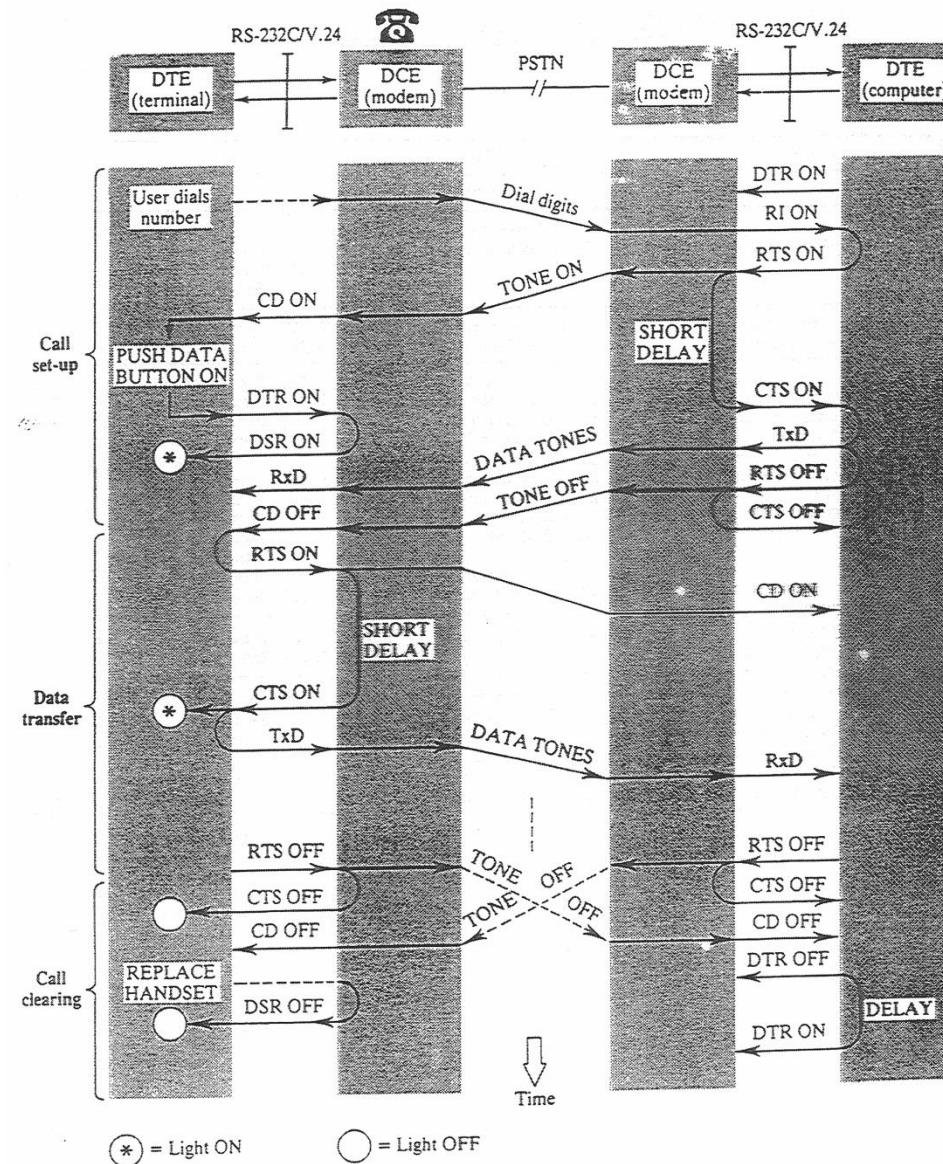
- Steckverbinder incl. Stiftbelegungen; *nota bene*: auch Qualität der Steckverbinder von zentraler Wichtigkeit für erzielbare Datenrate

Nota bene : auch Modem-Modem-Protokoll notwendig, u.a. zur Festlegung der benutzten Datenrate (sofern diese dynamisch wählbar)

RS-232C/V.24 : Schnittstelle und Schnittstellenleitungen



RS-232C/V.24 : Verbindungsaufbau-, Datenaustausch-, Verbindungsabbau-Phasen („Timing“)



KÜR !!!

Vergleich von RS-232C, V.24 und RS-449

| RS-232-C | | | CCITT V.24 | | | RS-449 | | |
|--|--|--|---|--|---|--|---|---|
| Code | Pin | Circuit | Code | Pin | Circuit | Code | Pin | Circuit |
| AA
AB | 1
7 | Protective ground
Signal ground | 101
102 | 1
7 | Protective ground
Signal ground | -
SG
SC
RC | 1
19
37
20 | Signal ground
Send common
Receive common |
| BA
BB | 2
3 | Transmitted data
Received data | 103
104 | 2
3 | Transmitted data
Received data | SD
RD | 4, 22
6, 24 | Send data
Receive data |
| CA
CB
CC
CD
CE
CF
CG
CH
CI | 4
5
6
20
22
8
21
23
18 | Request to send
Clear to send
Data set ready
Data terminal ready
Ring indicator
Line detector
Signal quality
DTE rate
DCE rate | 105
106
107
108
125
109
110
111
112
136
126 | 4
5
6
20
22
8
21
23
18
11 | Request to send
Ready for sending
Data set ready
Data terminal ready
Calling indicator
Line detector
Signal quality
DTE rate
DCE rate
New signal
Select frequency | RS
CS
DM
TR
IC
RR
SQ
SR
SI
IS
NS
SF | 7, 25
9, 27
11, 29
12, 30
15
13, 31
33
16
2
28
34
16 | Request to send
Clear to send
Data mode
Terminal ready
Incoming call
Receiver ready
Signal quality
Signaling rate
Signaling indicators
Terminal in service
New signal
Select frequency |
| DA
DB
DD | 24
15
17 | DTE timing
DCE timing
Receiver timing | 113
114
115 | 24
15
17 | DTE timing
DCE timing
Receiver timing | TT
ST
RT | 17, 35
5, 23
8, 26 | Terminal timing
Send timing
Receive timing |
| SBA
SBB
SCA
SCB
SCF | 14
16
19
13
12 | Transmitted data
Received data
Request to send
Clear to send
Line detector | 118
119
120
121
122 | 14
16
19
13
12 | Transmitted data
Received data
Line signal
Channel ready
Line detector | SSD
SRD
SRS
SCS
SRR | 3
4
7
8
2 | Send data
Receive data
Request to send
Clear to send
Receiver ready |
| | | | | | | LL
RL
TM | 10
14
18 | Local loopback
Remote loopback
Test mode |
| | | | | | | SS
SB | 32
36 | Select standby
Standby indicator |

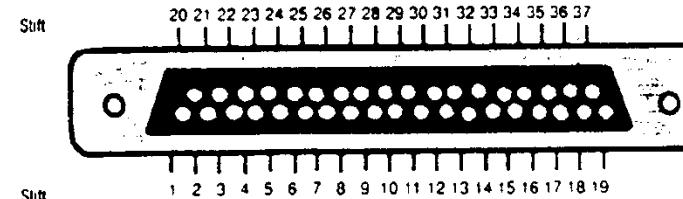
Secondary
Channel

KÜR !!!

RS-232 und RS-449 Schnittstellen

Steckerbelegung für EIA RS-449

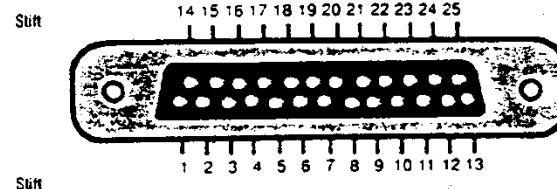
| RS-449 Schnittstelle | | | Signal und Richtung | | | | | | | |
|----------------------|-------------|----|--|---------|--------|---------|----------|---------|--------|--|
| Kontakt-Nr. | 37 Kontakte | | RS-449 Bezeichnungen | Masse | Daten | | Kontroll | | Takt | |
| | A | B | | von DCE | zu DCE | von DCE | zu DCE | von DCE | zu DCE | |
| 1 | 19 | | Shield SG Signal Masse | X
X | | | | | | |
| 37 | 20 | 22 | SC Sende Masse
RC Receive Masse | X
X | | | | | | |
| 4 | 6 | 24 | SD Sende Daten
RD Receive Daten | | X | | | | | |
| 7 | 9 | 25 | RS Request to Send
CS Clear to Send | | | X
X | X | | | |
| 11 | 29 | 27 | DM Data Mode | | | X
X | X | | | |
| 12 | 30 | 31 | TR Terminal Ready
IC Incoming Call | | | X
X | X | | | |
| 15 | 13 | 31 | RR Receiver Ready
SQ Signal Qualität | | | X
X | X | | | |
| 33 | 16 | 2 | SR Signaling Rate Selector
SI Signaling Rate Indicator | | | X | X | | | |
| 17 | 35 | 35 | TT Terminal Timing | | | | | X | | |
| 5 | 23 | 23 | ST Send Timing | | | | | X | | |
| 8 | 26 | 26 | RT Receive Timing | | | | | X | | |
| | | | SSD Secondary Send Data
SRD Secondary Receive Data | | X | | | | | |
| | | | SRS Secondary Request to Send
SCS Secondary Clear to Send
SRR Secondary Receiver Ready | | | | X
X | | | |
| 10 | 14 | 18 | LL Local Loopback
RL Remote Loopback
TM Test Mode | | | | X
X | | | |
| 32 | 36 | 19 | SS Select Standby
SB Standby Indicator
SF Select Frequency | | | | X
X | | | |
| 28 | 34 | | IS Terminal in Service
NS New Signal | | | | X
X | | | |



- 1: Shield (Masse)
- 2: Signaling Rate Indicator (RI) (Ruf-Signal)
- 4: Send Data (TD/TX) (Sendedaten)
- 5: Send Timing (Sendetakt)
- 6: Receive Data (RD) (Empfangsdaten)
- 7: Request to Send (RTS)
- 8: Receive Timing (Empfangstakt)
- 9: Clear to Send (CTS)
- 10: Local Loopback
- 11: Data Mode
- 12: Terminal Ready (DTR)
- 13: Receiver Ready (empfangsbereit)
- 14: Remote Loopback
- 15: Incoming Call (ankommender Ruf)
- 16: Select Frequency (Frequenzwahl)
- 17: Terminal Timing (Terminaltakt)
- 18: Test Mode
- 19: Signal Ground (Signal-Masse)
- 20: Receive Common (Empfang Masse)
- 21: Signal Quality Detector (Signalqualität)
- 22: Send Data (SD) (Sendedaten)
- 23: Send Timing (Sendetakt)
- 24: Receive Data (RD) (Empfangsdaten)
- 25: (RTS) (Anforderung Sendefreigabe)
- 26: Receive Timing (Empfangstakt)
- 27: (CTS) Übertragung kann beginnen
- 28: Terminal in Service
- 29: Data Mode
- 30: (DTR) (Datenterminal bereit)
- 31: Receiver Ready (empfangsbereit)
- 32: Select Standby
- 33: Signal Quality (Signalqualität)
- 34: New Signal
- 35: Terminal Timing (Terminaltakt)
- 36: Standby Indicator (Bereits.Anzeige)
- 37: Send Common (Sende-Masse)

KÜR !!!**Steckerbelegung für EIA RS-232**

| RS-232/V24 Schnittstelle | | | Signal und Richtung | | | | | | | |
|--------------------------|-------------|----------|---|---------|--------|----------|--------|---------|--------|--|
| Kon- | 25 Kontakte | | Masze | Daten | | Kontroll | | Takt | | |
| | EIA RS-232 | V24 Bez. | | von DCE | zu DCE | von DCE | zu DCE | von DCE | zu DCE | |
| | 1 | 101 | AA Protective Ground | X | | | | | | |
| | 7 | 102 | AB Signal Masse (SG) | X | | | | | | |
| | | 102a | DTE Masse | X | | | | | | |
| | | 102b | DCE Masse | X | | | | | | |
| | 2 | 103 | BA Sende Daten (TX) | | | | | | | |
| | 3 | 104 | BB Receive Daten (RX) | | | | | | | |
| | 4 | 105 | CA Request to Send (RTS) | | | | | | | |
| | 5 | 106 | CB Clear to Send (CTS) | | | | | | | |
| | 6 | 107 | CC Data Set Ready (DSR) | | | | | | | |
| | 20 | 108 | CD Data Terminal Ready (DTR) | | | | | | | |
| | 22 | 125 | CE Ring Indicator (RI) | | | | | | | |
| | 8 | 109 | CF Received Line Signal Detector (DCD) | | | | | | | |
| | 21 | 110 | CG Signal Quality Detector | | | | | | | |
| | 23 | 111 | CH Data Rate Selector (DTE) | | | | | | | |
| | 23 | 112 | CI Data Rate Selector (DCE) | | | | | | | |
| | 24 | 113 | DA Xmitter Element Timing DTE | | | | | | | |
| | 15 | 114 | DB Xmitter Element Timing DCE | | | | | | | |
| | 17 | 115 | DD Receiver Signal Element Timing (DCE) | | | | | | | |
| | 14 | 118 | SBA Secondary Transmitted Data | | | | | | | |
| | 16 | 119 | SSB Secondary Received Data | X | X | | | | | |
| | 19 | 120 | SCA Secondary Request to Send | | | | | | | |
| | 13 | 121 | SCB Secondary Clear to Send | | | | | | | |
| | 12 | 122 | SCF Secondary Received Line Signal Detector | | | | | | | |
| | | 141 | LL Local Loopback | | | | | | | |
| | | 140 | RL Remote Loopback | | | | | | | |
| | | 142 | TM Test Mode | | | | | | | |
| | | 116 | SS Select Standby | | | | | | | |
| | | 117 | SB Standby Indicator | | | | | | | |
| | | 128 | SF Select Frequency | | | | | | | |



- 1: Protective Ground (Schutzmasse)
- 2: Transmitted Data (TD) (Sendedaten)
- 3: Received Data (RD) (Empfangsdaten)
- 4: Request to Send (RTS)
- 5: Clear to Send (CTS)
- 6: Data Set Ready (DSR) (DCE bereit)
- 7: Signal Ground (Signalmasse)
- 8: Received Line Signal Detector (CD) (ankommender Ruf)
- 9: Positive Testvoltage (Testspannung)
- 10: Negative Testvoltage (Testspannung)
- 11: Equalizer Mode
- 12: (SCD) zweites CD
- 13: (SCTS) zweites CTS
- 14: (STD) zweite TD
- 15: DCE Transmitter Signal Element
- 16: (SRD) zweite RD
- 17: Receiver Signal Element Timing
- 18: Takt /16
- 19: (SRTS) zweites RTS
- 20: Datenendgerät bereit (DTR)
- 21: Signal Quality Detector
- 22: Ring Indicator (RI) (Rufsignal)
- 23: Data Signal Rate Selector
- 24: DTE Transmitter Signal Element Timing
- 25: Busy (beschäftigt)