

Übertragungstechnik I und II

7 Signalbehandlung vor und nach dem physikalischen Kanal

7.1 zur Einordnung

7.2 Übertragung im Basisband

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung

7.2.2 Empfangsfilter

7.2.3 Taktrückgewinnung

7.2.4 Entscheider

7.3 Modulation und Demodulation

7.3.1 klassische Verfahren

7.3.2 neuere Verfahren (IQ-Modulation)

7.3.3 OFDM

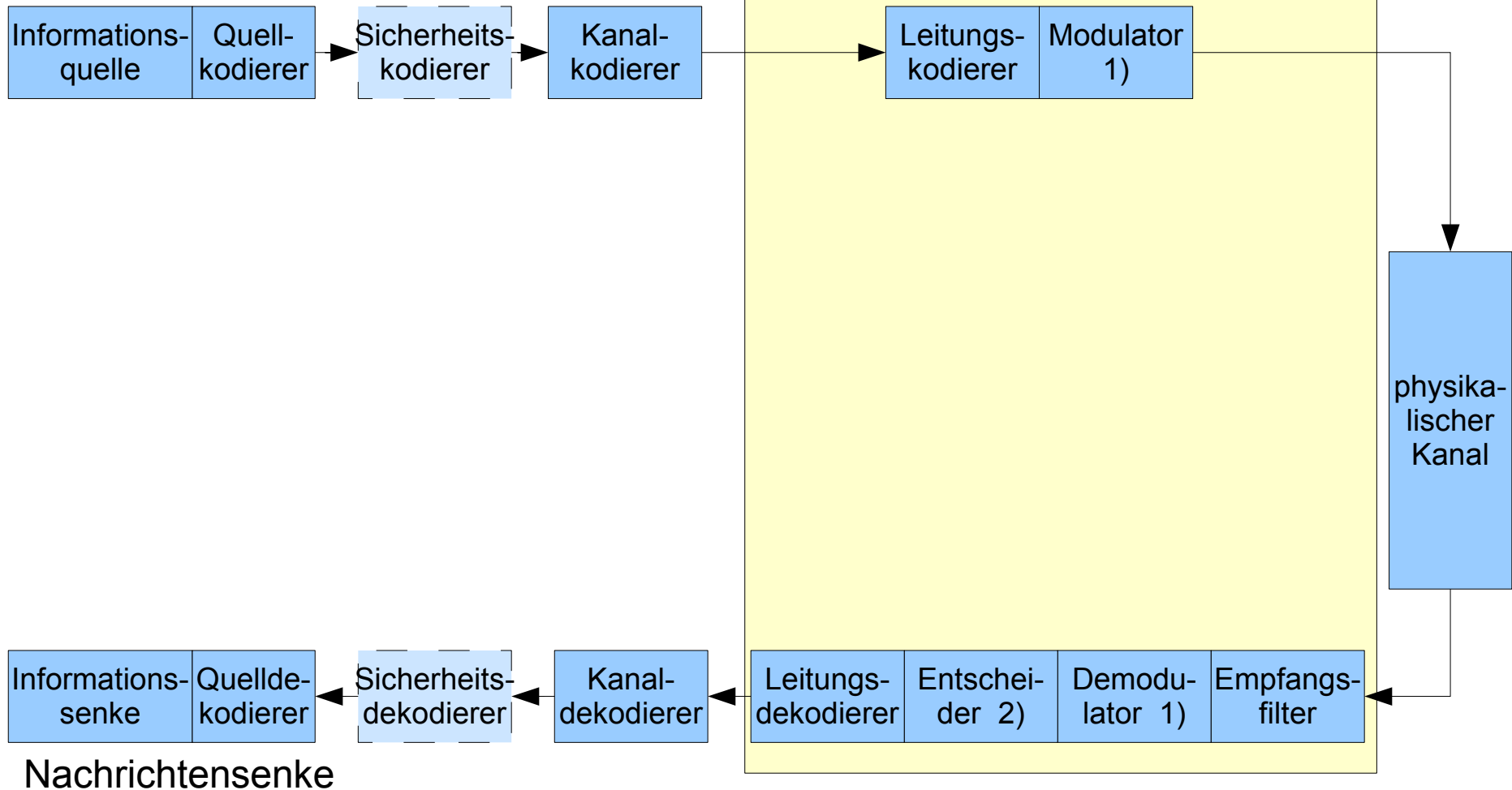
7.3.4 Synchronisation

7.4 Echobehandlung

7 Signalbehandlung vor und nach dem physikalischen Kanal

7.1 zur Einordnung (1)

Nachrichtenquelle



- 1) klassisch nur bei Passbandübertragung, hier immer
- 2) bei digitalen Signalen, fallweise mit 1) gekoppelt

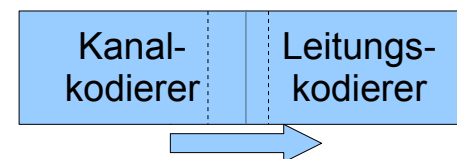
7.1 zur Einordnung (2)

- Bei der **Basisbandübertragung** werden die Daten einer physikalischen Gleichgröße ^{*)} aufgeprägt. Das ursprüngliche Frequenzspektrum wird dabei nicht verlagert (Basisbandübertragung).



Die Leitungskodierung bewirkt eine Anpassung an
Gegebenheiten des Kanals (der Leitung). (Im Gegensatz dazu passt die
Kanalkodierung die Daten mehr an die informationstheoretischen
Gegebenheiten des Kanals an.)

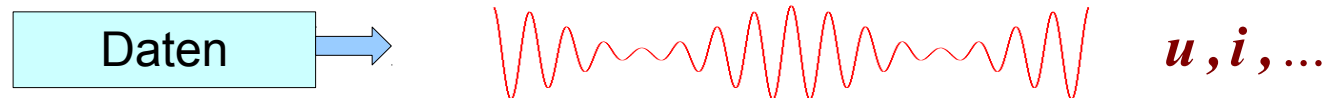
Manchmal, besonders bei einfacheren Systemen, gibt es Überschneidungen
von undkodierung. Die Funktion einer einfachen
Kanalkodierung kann auch von der mit realisiert werden
(z. B. einfache Fehlererkennung).



Gleichgröße ^{*)} - eine physikalische Größe ohne zeitliche Änderung; kann eine Gleichspannung
oder ein Gleichstrom sein, aber auch eine konstante optische Leistung

7.1 zur Einordnung (3)

- Bei der **Passbandübertragung** werden die Daten einer oder mehreren Trägerschwingung/en^{*)} aufgeprägt. Dabei wird das Frequenzspektrum des ursprünglichen Datensignals in einen anderen verlagert.



(klassisch wurde nur das unter einer Modulation verstanden.)

- Die **Modulation** ist die Anpassung des Datensignals an den physikalischen Kanal.
- Die **Leitungskodierung** dient der spektralen Anpassung des Datensignals an den physikalischen Kanal.

Trägerschwingung^{*)} - ein zeitlich veränderliche physikalische Größe mit konstanter Frequenz und Amplitude - also informationstheoretisch ohne Information; kann z. B. eine Spannungsschwingung sein

7.2 Übertragung im Basisband

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (1)

- Mit diesen sollen folgende Ziele erreicht werden:
 - Zuordnen der Pegel der physikalischen Gleichgröße zu den Datensymbolen => Modulation
 - spektrale Anpassung des Signals an den Kanal (die Leitung)
 - Zuordnen der Pegel der physikalischen Gleichgröße zu den Datensymbolen
 - sichere und günstige Taktrückgewinnung auf der Empfangsseite
 - kontinuierlicher Anteil des Leistungsdichtespektrums bei der Frequenz 0 gleich 0 ^{*)}, nachfolgend als Gleichanteilfreiheit bezeichnet
 - optional: Fehlererkennung auf der Empfangsseite
- und folgende Nebenziele
- selbstsynchronisierende Dekodierung (Bild)
 - begrenzte Redundanz, oft möglichst geringe Redundanz

^{*)} $\Phi(f, t)$ nicht zu verwechseln mit einem überlagerten Gleichanteil, der beliebig addiert oder subtrahiert werden kann
 $f \rightarrow 0$

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (3)

- Die Leitungskodierung hat einen engen Bezug zu einigen anderen Funktionen:
 - Leistungsdichtespektrum → Empfangsfilter → SNR
 - Taktrückgewinnung → Entscheider
 - Gleichanteilfreiheit → Entscheider

Nach der Behandlung im Abschnitt Leitungskodierung und -Dekodierung werden diese Funktionen in ihren eigenen Abschnitten noch genauer betrachtet.

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (4)

- Zuordnen der Pegel der physikalischen Gleichgröße zu den Datensymbolen

Das ist vergleichsweise trivial. „Irgendein“ (sinnvoller) Pegel oder Zustand der physikalischen Größe muss jedem Datensymbolen zugeordnet werden.

Kriterien dafür sind:

- Aussteuerungsgrenzen
- verfügbare Sendeleistung, Kosten für bestimmte Sendeleistung
- notwendige / günstige Empfangspegel
- einfache Erzeugung / Auswertung
- (Weiteres)

Im einfachsten Fall werden binäre Symbole auf Pegel abgebildet. Es kommen genau zwei Pegel vor.

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (5)

- Spektrale Anpassung - Vorbemerkungen

Das ursprüngliche Datensignal vor der Leitungskodierung hat eine bestimmte Statistik der Elementarsymbole. Die Elementarsymbole „0“ und „1“ treten mit bestimmter Wahrscheinlichkeit. Diese Wahrscheinlichkeiten sind in einem Teil der Fälle abhängig von vorherigen Elementarsymbolen. Diese Wahrscheinlichkeiten haben Einfluss auf das Spektrum des Leitungssignals.

Ist zu diesen Wahrscheinlichkeiten nichts Konkretes bekannt, so wird angenommen:

- $P(0) = P(1)$

- kein Gedächtnis

Wenn nichts Anderes angegeben, wollen wir im Weiteren mit diesen Annahmen arbeiten.

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (6)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Zuordnung der Pegel

Hier wird die Pegelzuordnung aus dem Blickwinkel der Symbolrate im Kanal betrachtet.

Die Symbolrate im Kanal (Schrittfrequenz des Leitungssignals) kann kleiner, gleich oder größer als die Rate der Eingangsdaten (Folgefrequenz der Elementarsymbole) sein. Das lässt eine Verringerung, Beibehaltung oder Vergrößerung der spektralen Bandbreite und damit der benötigten Bandbreite des Kanals erwarten.

Bspl. 2B1Q

$$f_{SL} = 1/2 \cdot f_P$$
$$T_L = 2 \cdot T_P$$

NRZ

$$f_{SL} = f_P$$
$$T_L = T_P$$

AMI-CI I

$$f_{SL} = 2 \cdot f_P$$
$$T_L = T_P / 2$$

f_{SL} : Symbolschrittfrequenz auf der Leitung

f_P : primäre Datenbitfrequenz

T_L : Schrittdauer auf der Leitung

T_P : Schrittdauer der primären Datenbits

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (7)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Zuordnung der Pegel (2)

Bspl. 2B1Q

$$f_{SL} = 1/2 \cdot f_P$$

$$T_L = 2 \cdot T_P$$

Schrittdauer
groß



*mehr Daten
je Bandbreite?*

NRZ

$$f_{SL} = f_P$$

$$T_L = T_P$$

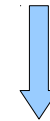


AMI-CI I

$$f_{SL} = 2 \cdot f_P$$

$$T_L = T_P / 2$$

Schrittdauer
klein



*weniger Daten
je Bandbreite?*

möglicher Bezugswert,
weil

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (8)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Taktrückgewinnung

Aus dem Empfangssignal soll eine Taktinformation gewonnen werden. Dazu wird im Spektrum ein Anteil bei der diskreten Frequenz benötigt.

Einige Codes, wie z. B. AMI CI I, besitzen solche Spektrallinien, andere Codes nicht. Durch eine geeignete Signalverarbeitung lassen sich solche Spektrallinien erzeugen.

Ausgangspunkt für eine Taktinformation sind die Pegelwechsel im Signal.

Interessant sind die Zeiten im Signal, in denen keine Pegelwechsel oder keine bestimmte Arten von Pegelwechseln vorkommen, weil

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (7)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Taktrückgewinnung (2)

Einige Leitungskodes begrenzen die maximale Zeitdauer ohne Pegelwechsel (Signalflanken), andere nicht.

Bspl.	2B1Q	NRZ	AMI-CI I
	keine Begrenzung	keine Begrenzung	$\max 3 * T_L$

Gewährleistet der Leitungskode keine Begrenzung der Pausenlänge, so muss:

die Anwendung die Pausenlänge begrenzen

oder

die Taktregenerierung so große Pausen überbrücken, dass ein Taktverlust hinreichend selten auftritt.

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (8)

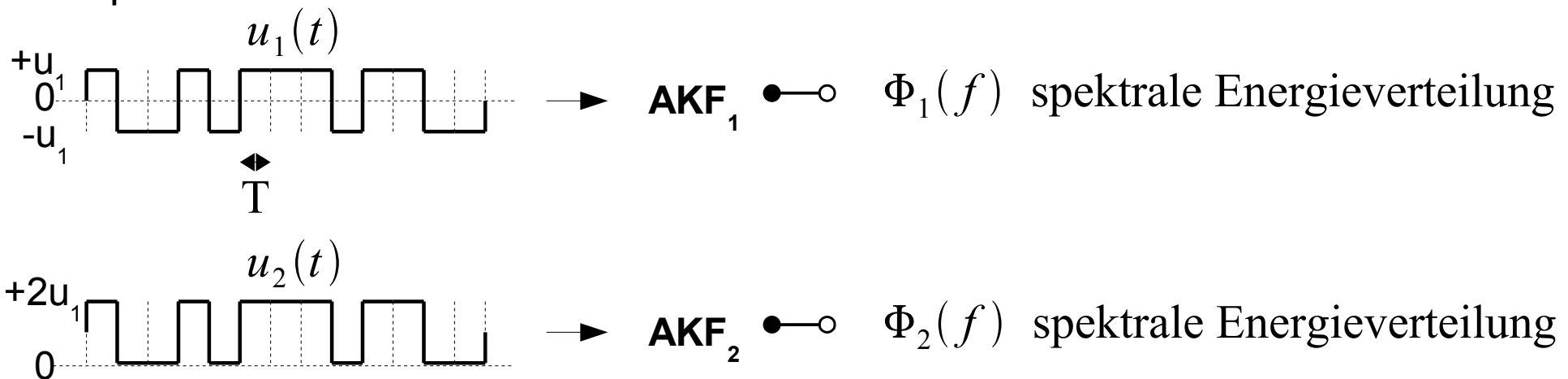
- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Taktrückgewinnung (3)
 - Einige Anwendungen begrenzen durch den Dateninhalt die Taktpausen.
 - Das kann auch durch eine geeignete Kanalkodierung erreicht werden. Dabei sind lineare Codes allerdings problematisch. Sie enthalten immer das 0-Wort. Da dieses beliebig oft wiederholt werden darf, kann so keine Pausenbegrenzung erreicht werden.
 - In einigen Fällen wird die Wahrscheinlichkeit langer Pausen durch *Scrambling* auf ein mögliches Minimum verringert. Die Wahrscheinlichkeit bestimmter Pausenlängen bestimmt sich dann über die Wahrscheinlichkeiten der Symbole. Vorsicht ist geboten, wenn das Scrambling über ein Polynom realisiert wird, und für andere Zwecke noch eine Bearbeitung mittels Polynom in den Datenfluss eingebaut wird. Sind die Polynome gleich oder enthalten gemeinsame Teilerpolynome, so kann sich im Extremfall die Wirkung der Polynome aufheben.

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (9)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Gleichanteilfreiheit

Was ist hier mit Gleichanteil gemeint?

Beispiel:



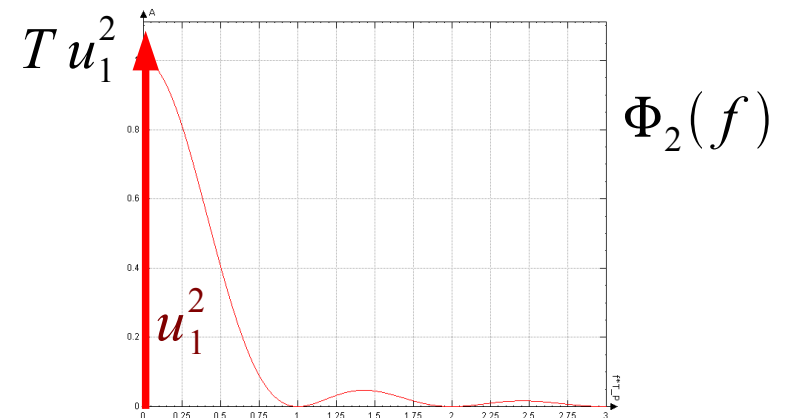
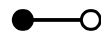
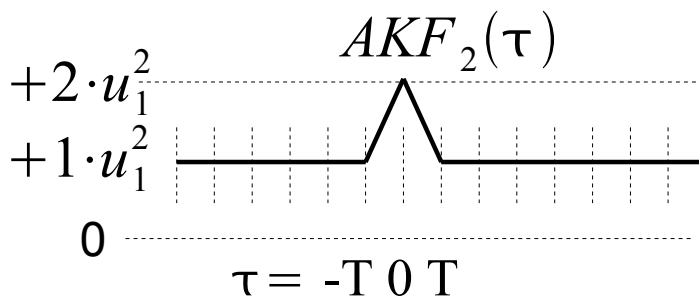
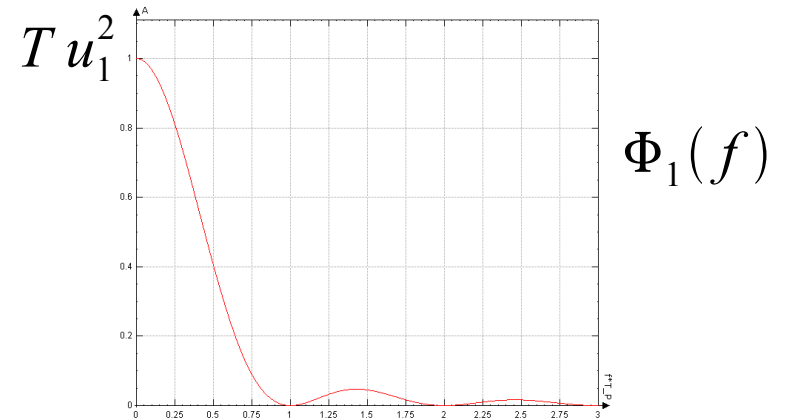
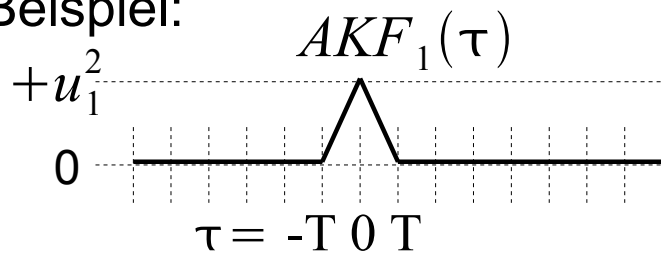
(statistische Voraussetzung hier:)

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (10)

- jetzt genauer: Spektrale Anpassung – Gleichanteilfreiheit (2)

Was ist hier mit Gleichanteil gemeint?

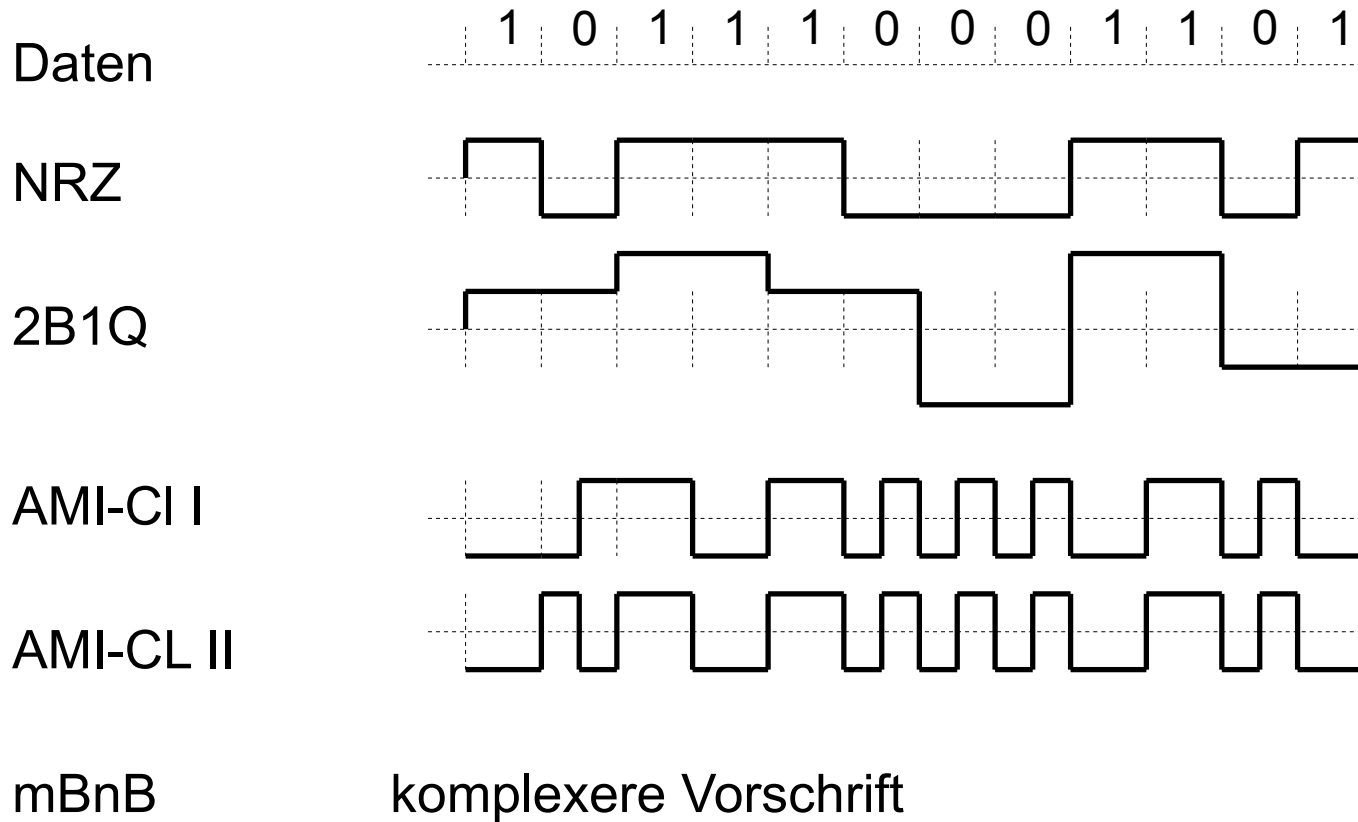
Beispiel:



Interpretation!

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (11)

- einige Kodes



7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (12)

- einige Codes (2) - weiterführend
 - NRZ: einfache Umsetzung der Daten auf zwei Pegel, spektrale Optimierung
 - 2B1Q: zwei Datenbits zu einem Symbol mit einem von vier möglichen Werten, nur hinsichtlich der spektralen verbessert
 - AMI-CI I: 1-Daten abwechselnd mit positivem und negativem Pegel, Pegel über T_p konstant, 0-Daten mit negativem Pegel über die erste Hälfte von T_p und positivem Pegel über die zweite Hälfte von T_p , optimiert für Taktrückgewinnung und Gleichanteilfreiheit
 - AMI-CL II: nach jedem Datensschritt ein Pegelwechsel, 1-Daten ohne
Pegelwechsel innerhalb von T_p , 0-Daten mit
zusätzlichem
Pegelwechsel nach der Hälfte von T_p ,
optimiert für Taktrückgewinnung und
Gleichanteilfreiheit

7.2.1 Modulation, Leitungskodierung und -Dekodierung (13)

- einige Codes (3) - weiterführend
 - mBnB: m Datenbits werden zusammengefasst. Jedem dieser Datenworte wird ein Kodewort mit n Elementarsymbolen zugeordnet.
Beispiel: 5B6B
 2^5 Datenworte = 32 Datenworte
 2^6 Kodeworte = 64 Kodeworte
Einige Kodeworte können Bestimmten Datenworten können jeweils Kodeworte zugeordnet werden.
Optimierung für Taktrückgewinnung und/ oder Gleichanteilfreiheit ist möglich. (Beispiel)
 - Das Verfahren an sich wird auch bei den Kanalkodes verwendet, dort aber mit anderer Zielrichtung.

weiterführend: weitere Leitungskodes, Kodierungs- und Dekodierungsschaltungen, Leitungsspektren, Auswirkung auf Augendiagramm

7.2.2 Empfangsfilter

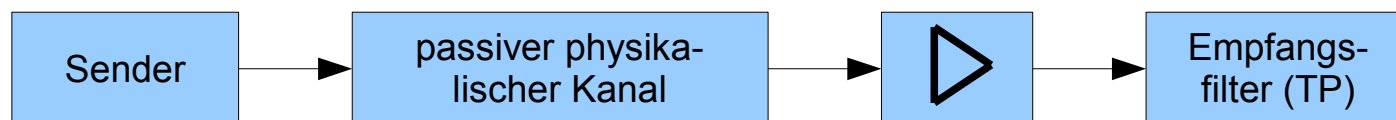
- Rauschen kommt im Wesentlichen im passiven Teil des Kanals und im vorderen Teil des Empfangsverstärkers hinzu.

Zur Optimierung des SNR soll die Kanalbandbreite sein.

Der passive Teil des Kanals hat in der Regel einen TP- / BP-Charakter. Dieser Charakter begrenzt aber nicht alle Rauschquellen. Insbesondere das Rauschen vom Empfangsverstärker muss anderweitig begrenzt werden.

Für optimale Verhältnisse muss nach dem Empfangsverstärker eine Bandbegrenzung erfolgen. Diese Begrenzung kann gleichzeitig die Durchlasskurve des gesamten Kanals für optimales ISI formen.

Im Zusammenhang mit dem TP- / BP-Charakter des gesamten Kanals können auch die Spektren der Leitungssignale gesehen werden. Diese werden durch die Leitungskodierung und/ oder die Modulation mit bestimmt.



7.2.2 Empfangsfilter (2)

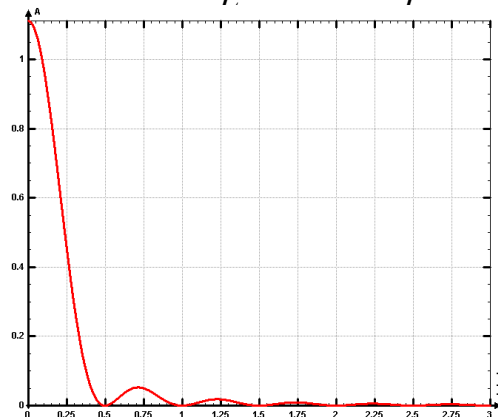
- Spektren der Leitungssignale, hier im Basisband → Empfangsfilter

Die Schrittfrequenz des Leitungssignals kann kleiner, gleich oder größer als die Folgefrequenz der Elementarsymbole sein. Das lässt eine, oder der Spektralen Bandbreite vermuten. Weiterhin formt die Leitungskodierung auch die Spektren.

Bspl. 2B1Q

$$f_{SL} = 1/2 \cdot f_P$$

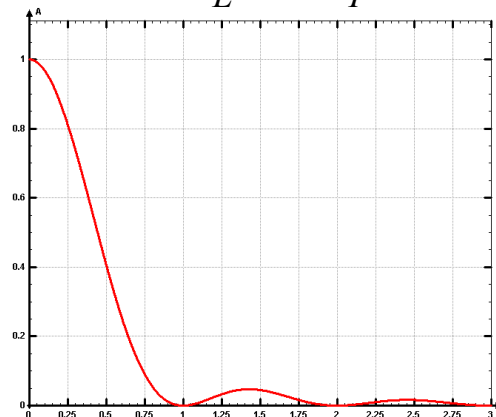
$$T_L = 2 \cdot T_P$$



NRZ

$$f_{SL} = f_P$$

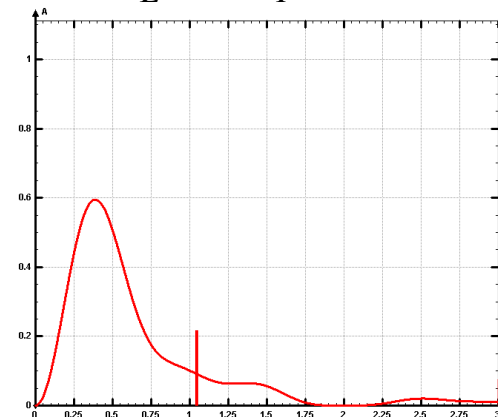
$$T_L = T_P$$



AMI-CI I

$$f_{SL} = 2 \cdot f_P$$

$$T_L = T_P/2$$



$\Phi(f)$
bei $\hat{u} = const$

7.2.2 Empfangsfilter (3)

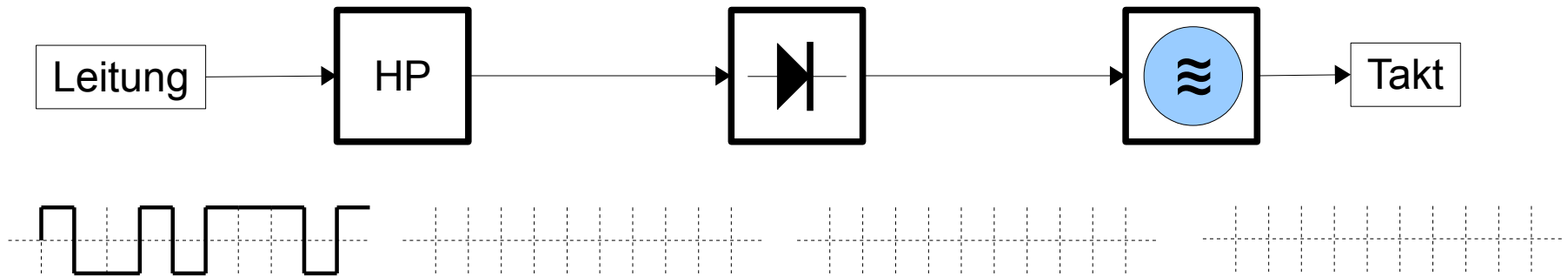
- Spektren der Leitungssignale (2)
 - Die Auswirkungen können im Zeitbereich am Augendiagramm untersucht werden.
 - Ergänzend sei noch gesagt, dass meistens starke Überhöhungen im Leitungsspektrum unerwünscht sind. Haben die Daten einen periodischen Anteil, so bilden sich diskrete Spektrallinien heraus. Je kürzer die Periodendauer und je stärker der periodische Anteil, umso stärker sind einzelne Spektrallinien. Das ist oft auch unerwünscht.

Das kann durch ein Scrambling vermieden werden. Ein Scrambler hat eine Eigenperiodizität. Bei einem geeigneten binären Polynom des Grades n ist die Periodendauer $= 2^n - 1$.

Selbst bei einem relativ geringen $n=8$ ist die Eigenperiode 255 mal länger als die Schrittdauer der Daten.

7.2.3 Taktrückgewinnung

- aus dem Leitungssignal
 - Empfangssignal → Taktinformation - erfordert diskrete Frequenz im Leitungsspektrum oder dessen Bearbeitung
 - Einige Codes wie z. B. AMI CI I besitzen solche Spektrallinien. Andere Codes nicht.
 - Spektrallinien können durch nichtlineare Signalverarbeitung gewonnen werden, z. B. so:



Das Leitungssignal ist analog, oft verschliffen und gestört. Es gibt dann keine eindeutigen Pegelwechsel und Impulse. Eine Referenzschwingung muss ausgefiltert werden. Die benötigte Spektrallinie ist aus dem (vorverarbeiteten) Empfangssignal herauszufiltern und dient dann der Synchronisation.

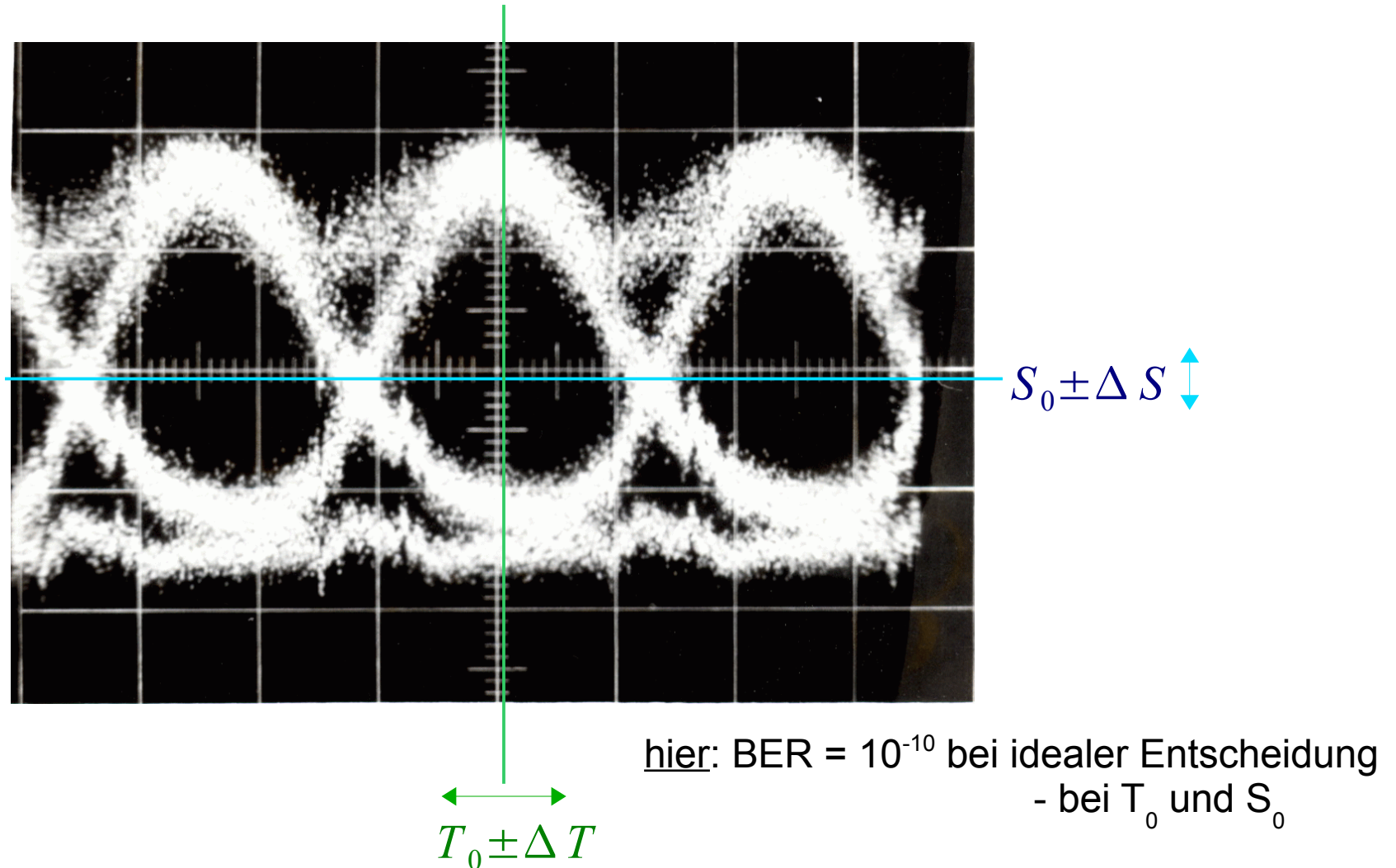
7.2.3 Taktrückgewinnung (2)

- aus dem Leitungssignal (2)

weiterführend: Betrachtung eines verrauschten Leitungssignals, Ermittlung der Spektrums, Differenzierung (Hochpaß) und Gleichrichtung, Ermittlung des Spektrums, Anwenden eines schmalen Filters auf die Frequenz einer Spektrallinie, Ermitteln des S/N für die herauszufilternde Frequenz, Ermitteln des Frequenzjitters

7.2.4 Entscheider

- Klassifizierung des Signalpegels zu bestimmter Zeit



7.2.4 Entscheider (2)

- Klassifizierung des Signalpegels zu bestimmter Zeit (2)

Hier kommen dann die einzelnen Wirkungen zusammen:

- das SNR → Relation Abstand Signal zur Schwelle zur Standardabweichung des Rauschens
- die Gleichanteilfreiheit → Stabilität der Schwelle
- die Genauigkeit der Taktrückgewinnung → Stabilität des Entscheidungszeitpunktes, ...
- die sonstigen Abweichungen in diesen Werten, z. B. durch Toleranzen in den Schaltungen

(siehe dazu auch das Bild auf der Seite zuvor)

7.2.4 Entscheider (3)

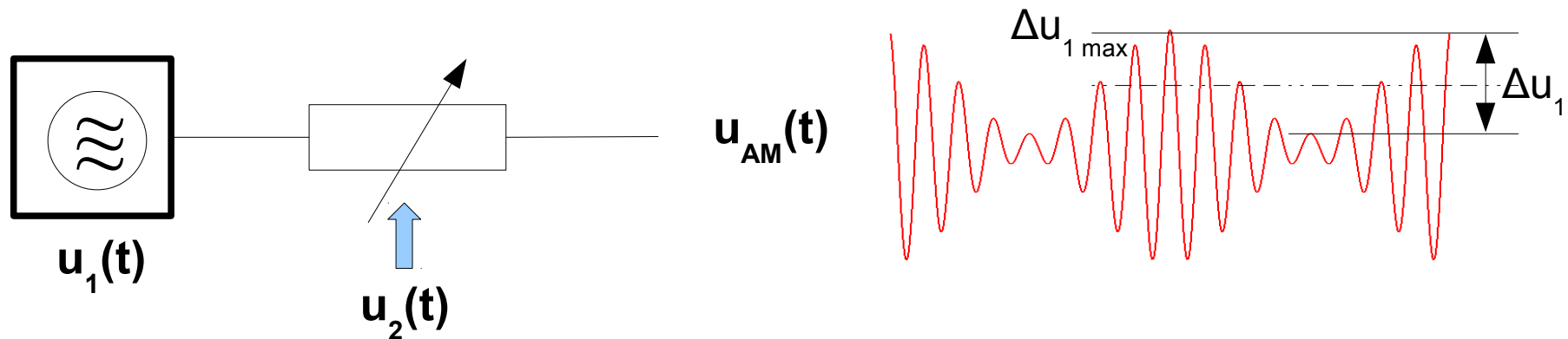
- weiterführend: Toleranzbetrachtungen, quantisierte Rückkopplung, Verhältnisse bei mehrstufigen Entscheidern

7.3 Modulation und Demodulation

7.3.1 klassische Verfahren (1)

- Amplitudenmodulation

- Dürfte das älteste Verfahren sein (z. B. das Ein- und Ausschalten einer Wechselspannung zur Informationsübertragung, auch das Aufprägen eines Tonsignals)
 - Ausgangsprinzip – Quelle harmonischer Schwingung, Amplitude der Schwingung wird beeinflusst (Stärke der Beeinflussung)



bei $u_2(t)=0$ ist $u_1 = u_{1 \max} - (\Delta u_1 / 2)$
 und $\Delta u_1 \leq 2 u_1$ (bei $u_2(t)=0$) (Warum?)

7.3.1 klassische Verfahren (2)

- Amplitudenmodulation (2) – Beispiel ist Modulation mit cos-Signal

$$\begin{aligned}u_1(t) &= U_1 \cos(\omega_1 \cdot t) = u_T(t) = U_T \cos(\omega_T \cdot t) & \omega_1 > \omega_2 \\u_2(t) &= U_2 \cos(\omega_2 \cdot t) = u_S(t) = U_S \cos(\omega_S \cdot t) & \text{meist: } \omega_1 \gg \omega_2\end{aligned}$$

$u_2(t)$ steuert die Amplitude U_1 , wirkt also als Faktor $g(t)$.

$$g(t) = 1 + \frac{U_2}{U_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \quad (\text{Diskussion})$$

$$g(t) = 1 + m \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \quad \text{mit } m = \frac{U_2}{U_1} \quad m: \text{Modulationsgrad}$$

$$u_{AM}(t) = u_1(t) \cdot g(t)$$

$$u_{AM}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) \cdot (1 + m \cdot \cos(\omega_2 t))$$

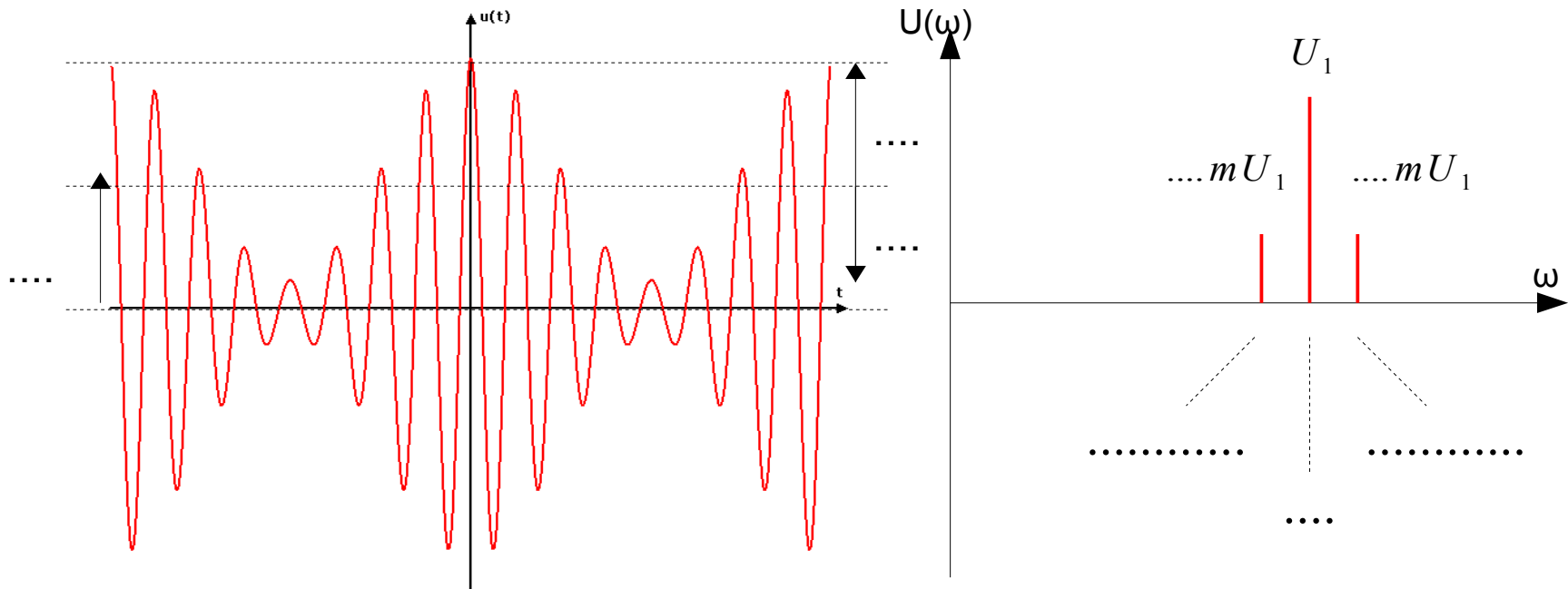
$$u_{AM}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

(2. Ansatz ...)

7.3.1 klassische Verfahren (3)

- Amplitudenmodulation (3) – Beispiel ist Modulation mit cos-Signal

$$u_{AM}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$



technisches Spektrum !
(Diskussion)

7.3.1 klassische Verfahren (4)

- Amplitudenmodulation (4) – Modulation mit mehreren Frequenzen (Band) bei cos-Signal:

$$u_{AM}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

anstelle ω_2 tritt ein Frequenzband von $\omega_{21} \dots \omega_{22}$

technisches Spektrum !

7.3.1 klassische Verfahren (5)

- Amplitudenmodulation (5) – systemtheoretische Ermittlung des Spektrums, verschiedene Signale $u_2(t)$

$u_1(t)$



$g(t)$

▪

*



||

||

$u_{AM}(t)$



systemtheoretisches Spektrum !

7.3.1 klassische Verfahren (6)

- Amplitudenmodulation (6) – DSB

$$\begin{aligned}u_1(t) &= U_1 \cos(\omega_1 \cdot t) = u_T(t) = U_T \cos(\omega_T \cdot t) & \omega_1 > \omega_2 \\u_2(t) &= U_2 \cos(\omega_2 \cdot t) = u_S(t) = U_S \cos(\omega_S \cdot t) & \text{meist: } \omega_1 \gg \omega_2\end{aligned}$$

$u_2(t)$ steuert die Amplitude U_1 , wirkt also als Faktor $g(t)$.

$$g(t) = \frac{U_2}{U_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \quad (\text{Diskussion})$$

$$g(t) = m \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \quad \text{mit } m = \frac{U_2}{U_1} \quad m: \text{Modulationsgrad}$$

$$u_{AM\ DSB}(t) = u_1(t) \cdot g(t)$$

$$u_{AM\ DSB}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) \cdot (m \cdot \cos(\omega_2 t))$$

$$u_{AM\ DSB}(t) = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

(Diskussion zu m)

(Diskussion des Spektrums)

7.3.1 klassische Verfahren (7)

- Amplitudenmodulation (7) – ESB, SSB

Der Aufwand zur kompletten Erzeugung im Zeitbereich ist relativ hoch. Die Erzeugung erfolgt meist aus einem DSB-Signal mittels steilflankigem Filter.

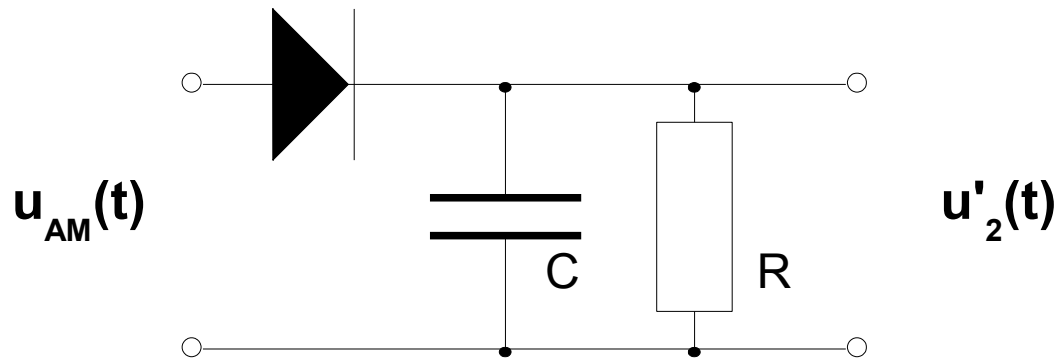
$$u_{AM\ ESB}(t) = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$$
$$u_{AM\ ESB}(t) = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot m \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

(Diskussion zu m) (Diskussion des Spektrums)

7.3.1 klassische Verfahren (8)

- Amplitudenmodulation (8) – Demodulation

AM (mit Anteil bei ω_1) ist am einfachsten zu demodulieren.



(Diskussion der Schaltung)

Die Hüllkurvendemodulation liefert bei DSB und ESB kein brauchbares Ergebnis. Die Demodulation erfolgt unter Zuhilfenahme einer Schwingung $u'_1(t)$ (Trägerersatz) und mit einem Verfahren ähnlich der Modulation. Dabei steuert $u'_1(t)$ einen Faktor $g(t)$, mit dem $u_{AM}(t)$ multipliziert wird.

(Diskussion des Spektrums)

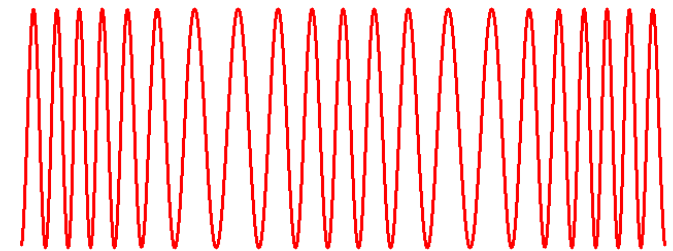
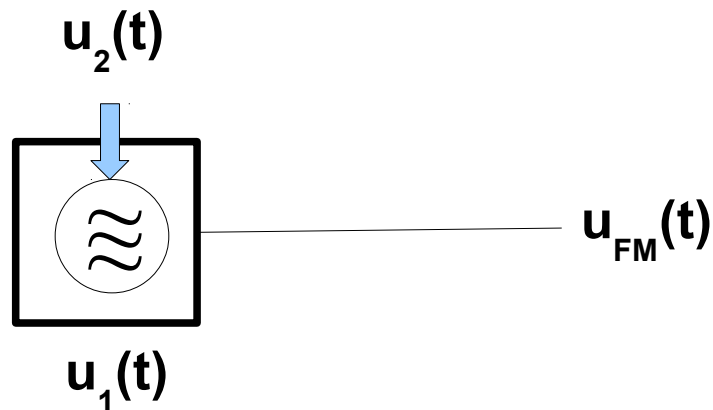
SSB AFU

SSB Spr.

SSB Mus.

7.3.1 klassische Verfahren (9)

- Frequenzmodulation
 - jünger als die Amplitudenmodulation, aber auch schon recht „alt“
 - Ausgangsprinzip – Quelle harmonischer Schwingung, Frequenz dieser Schwingung wird beeinflußt



- Frequenz- und Phasenmodulation
Verallgemeinerung dieser Modulation, es existiert ein Zusammenhang zwischen Phase und Frequenz (z. B. Interpretation einer zeitweiligen Frequenzänderung als ständig zu- / abnehmende).

7.3.1 klassische Verfahren (10)

- Frequenz- und Phasenmodulation (1) - Beispiel ist Modulation mit cos-Signal

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= U_1 \cos(\omega_1 \cdot t) = u_T(t) = U_T \cos(\omega_T \cdot t) & \omega_1 > \omega_2 \\
 u_2(t) &= U_2 \cos(\omega_2 \cdot t) = u_S(t) = U_S \cos(\omega_S \cdot t) & \text{meist: } \omega_1 \gg \omega_2
 \end{aligned}$$

universelle Formel für FM und PM

$$u_M(t) = U_1 \cdot \cos \int [\omega(t) dt + \varphi(t)]$$

FM

$$\begin{aligned}
 \varphi(t) &= \text{const} = \varphi_0 \text{ hier: } \varphi_0 = 0 \\
 \omega(t) &= \omega_1 (1 + m \cdot \cos(\omega_2 t)) \\
 m \cdot \omega_1 &= \Delta \omega \text{ Frequenzhub}
 \end{aligned}$$

$$u_{FM}(t) = U_{FM} \cdot \cos \left(\omega_1 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_2} \cdot \sin(\omega_2 t) \right)$$

$$\omega(t) = \omega_1 + \Delta \omega \cdot \cos(\omega_2 t)$$

$$\eta = \frac{\Delta \omega}{\omega_2} \quad \eta: \text{Modulationsindex}$$

PM

$$\begin{aligned}
 \omega(t) &= \text{const} = \omega_1 \\
 \varphi(t) &= \varphi_0 (1 + m \cdot \cos(\omega_2 t)) \\
 m \cdot \varphi_0 &= \Delta \varphi \text{ Phasenhub}
 \end{aligned}$$

$$u_{PM}(t) = U_{PM} \cdot \cos(\omega_1 t + \Delta \varphi \cdot \sin(\omega_2 t))$$

$$\omega(t) = \omega_1 + \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

(Diskussion)

7.3.1 klassische Verfahren (11)

- Frequenz- und Phasenmodulation (2) – Zusammenhang

$$u_M(t) = U_1 \cdot \cos \int [\omega(t) dt + \varphi(t)]$$

$$\omega(t) = \omega_1 + \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$$\delta\omega(t) = \frac{d}{dt} \Delta\varphi(t)$$

Interpretation:

Eine stetig wachsende Phasenverschiebung verschiebt, auf einen Startpunkt bezogen, stetig die Nulldurchgänge eines periodischen Vorganges.

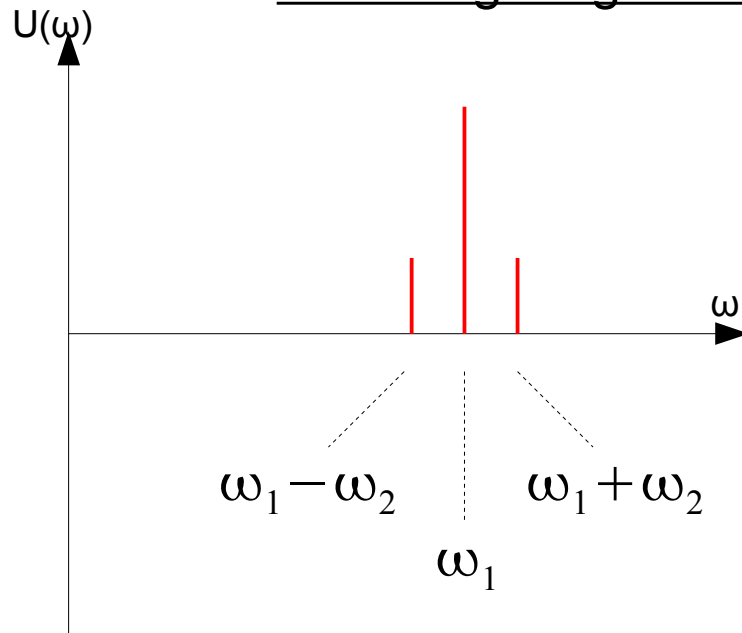
Die Periodendauer wird kleiner.

Das entspricht einer höheren Frequenz.

7.3.1 klassische Verfahren (12)

- Frequenz- und Phasenmodulation (3) – Spektren

für sehr geringen Frequenz- bzw. Phasenhub



$$u_{FM}(t) = U_{FM} \cdot \cos\left(\omega_1 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_2} \cdot \sin(\omega_2 t)\right)$$

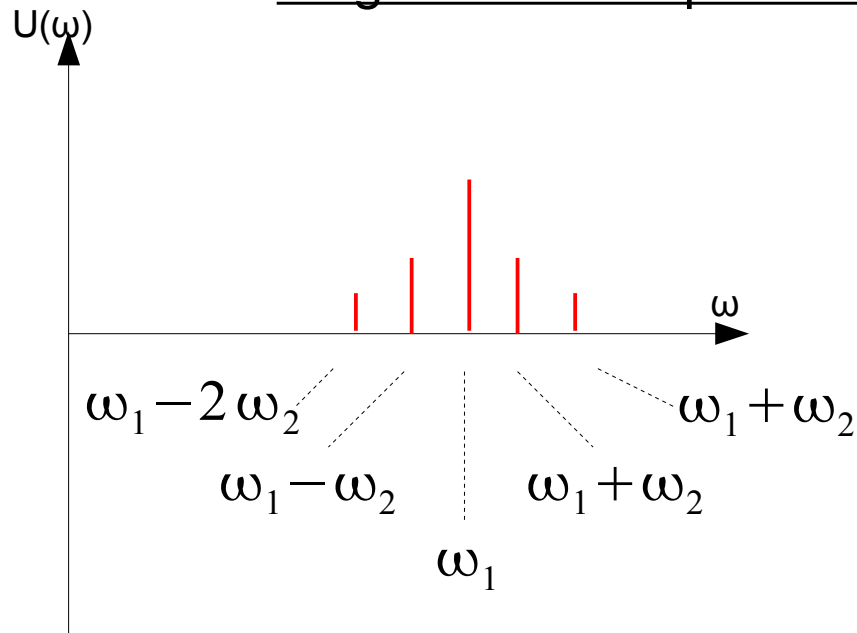
$$u_{PM}(t) = U_{FM} \cdot \cos\left(\omega_1 t + \Delta \varphi \cdot \sin(\omega_2 t)\right)$$

technisches Spektrum !

7.3.1 klassische Verfahren (13)

- Frequenz- und Phasenmodulation (4) – Spektren

für größeren Frequenz- bzw. Phasenhub

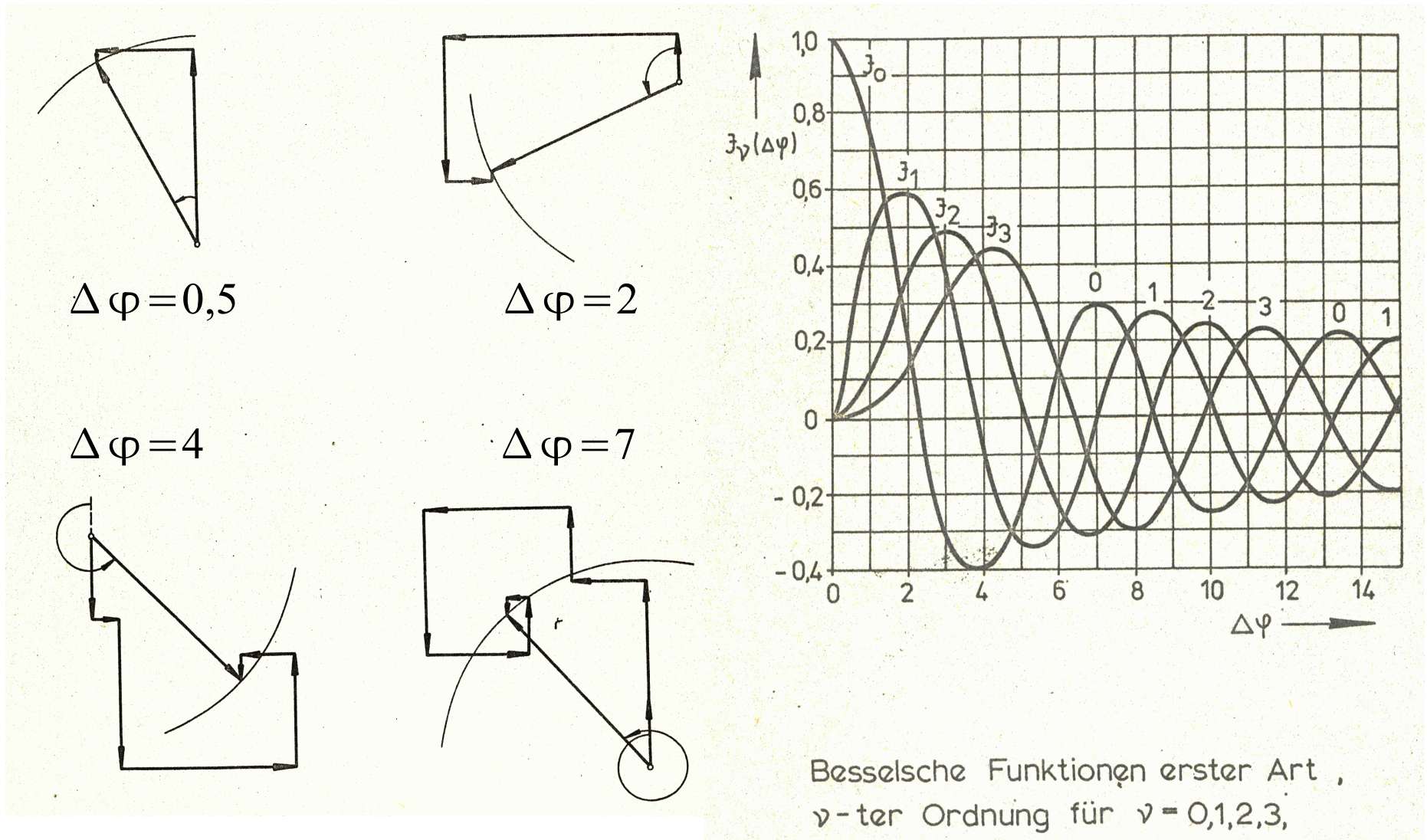


Zusätzliche Spektrallinien entstehen so, daß die Summe aller Zeiger einen Zeiger mit konstantem Betrag (konstanter Länge) ergibt. Das ist im linken Bild der nächsten Seite dargestellt.

technisches Spektrum !

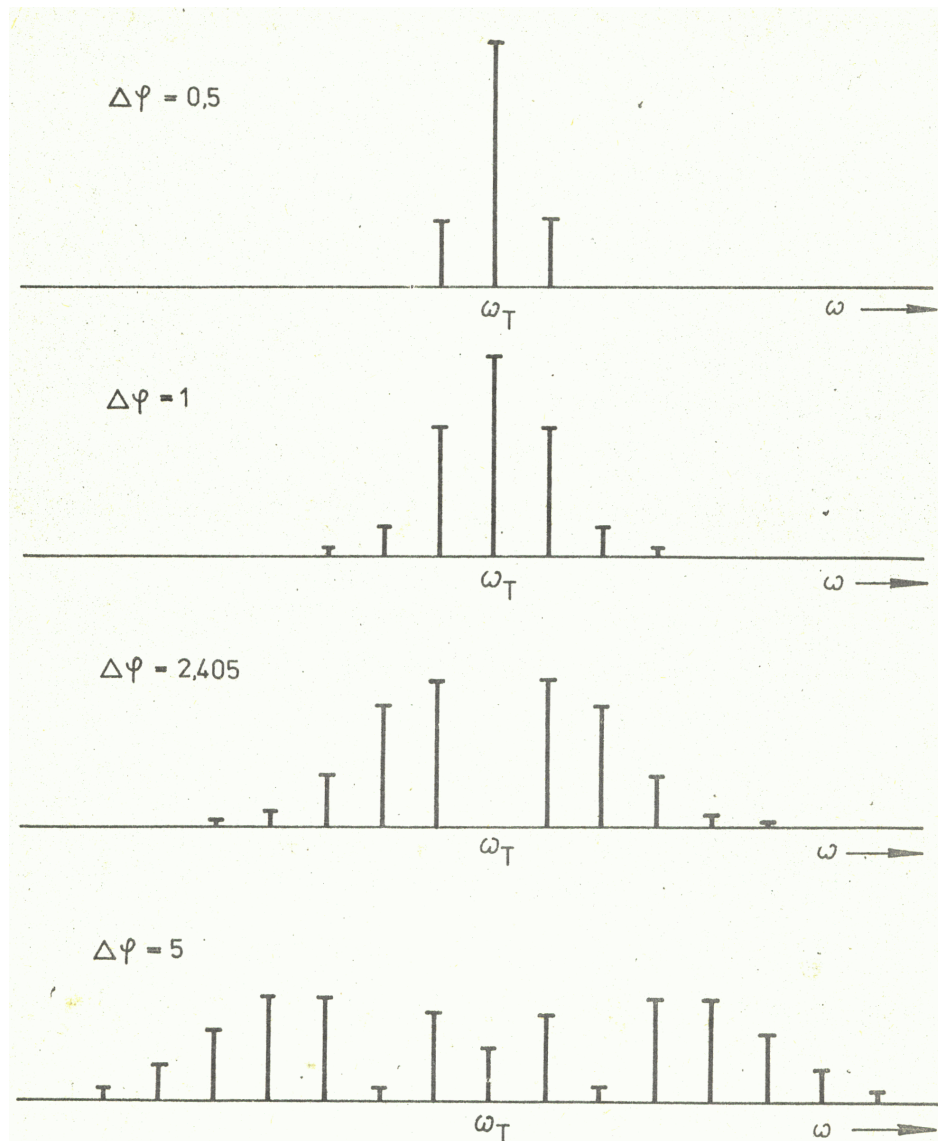
7.3.1 klassische Verfahren (14)

- Frequenz- und Phasenmodulation (5) – Spektren



7.3.1 klassische Verfahren (15)

- Frequenz- und Phasenmodulation (6) – Spektren



technische Spektren !

7.3.1 klassische Verfahren (16)

- Frequenz- und Phasenmodulation (7) – Demodulation

AM

Hüllkurvendemodulator
(Gleichrichter)

„Rückmodulation“
(Abwärtsmischung)

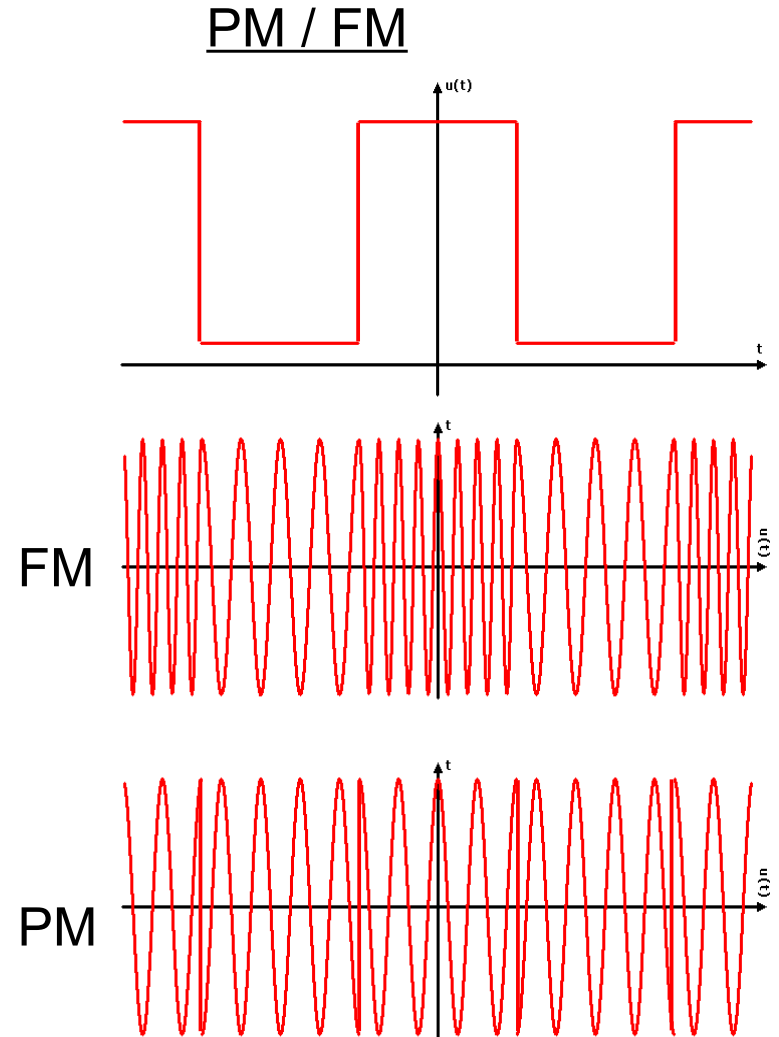
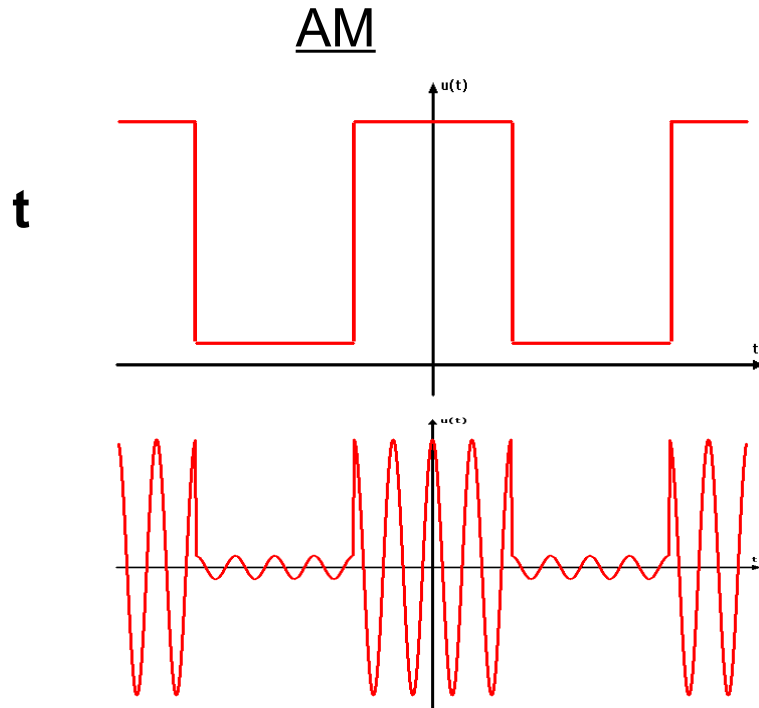
PM / FM

Frequenzdiskriminator
(Zähldiskriminator, Ratiodetektor
PLL, ...)

Phasendiskriminator
(Phasendetektor,
PLL mit Integrator, ...)

7.3.1 klassische Verfahren (17)

- Übergang zu digitalen Signalen – binäre Signale



f (Diskussion)

7.3.1 klassische Verfahren (18)

- Übergang zu digitalen Signalen – 2- und mehrstufige Signale

AM

störanfällig, zumindest bei einfacher Dekodierung

PM / FM

weniger störanfällig (Amplitude geht weniger ein)

FM für Flanken (hohe Frequenzanteile)
weniger geeignet (η)

PM spielt große Rolle

- z. B. BPSK - binary PSK
- QPSK - quaternary PSK
- 4-PSK - PSK für 4 Symbole
- 8-PSK - PSK für 8 Symbole
- 16-PSK - ... (usw.)

7.3.2 neuere Verfahren (1)

- digitale Signale – PSK

Ganz wie bei den Basisbandverfahren können Kodeworte mit mehr als zwei Symbolen (mehr als einem repräsentierten Datenbit) verwendet werden. Jede Kombination von mehreren Datenbits entspricht einem Symbol, hier also einem Wert der Phasenverschiebung im modulierten Trägersignal.

Modulations- verfahren	Datenbit je Symbol	Anzahl Symbole	Werte der Phasenlage
BPSK	1	0°, 180°
QPSK, 4-PSK	2	0°, 90°, 180°, -90°
8-PSK	3	0°, 45°, 90°, 135°, 180°, -45°, -90°, -135°
16-PSK	4
...

- Amplitude ist konstant
- Information steckt in der Phasenlage des Signals
Abstände der benachbarten Phasenlagen sind jeweils gleichgroß

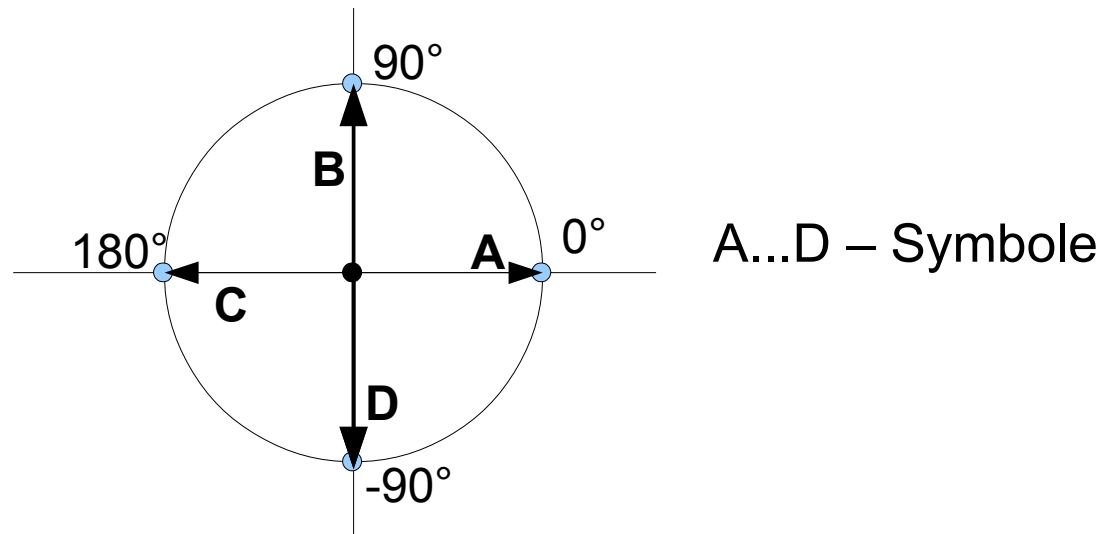
7.3.2 neuere Verfahren (2)

- digitale Signale – PSK (2)

Darstellungsform:

harmonischer Vorgang und Phaseninformation → Zeigerdarstellung

Bspl. QPSK



Jeder Zeiger repräsentiert eine harmonische Schwingung mit der Frequenz ω und der jeweiligen Phasenlage zum Zeitpunkt $\omega t = n 2 \pi$.

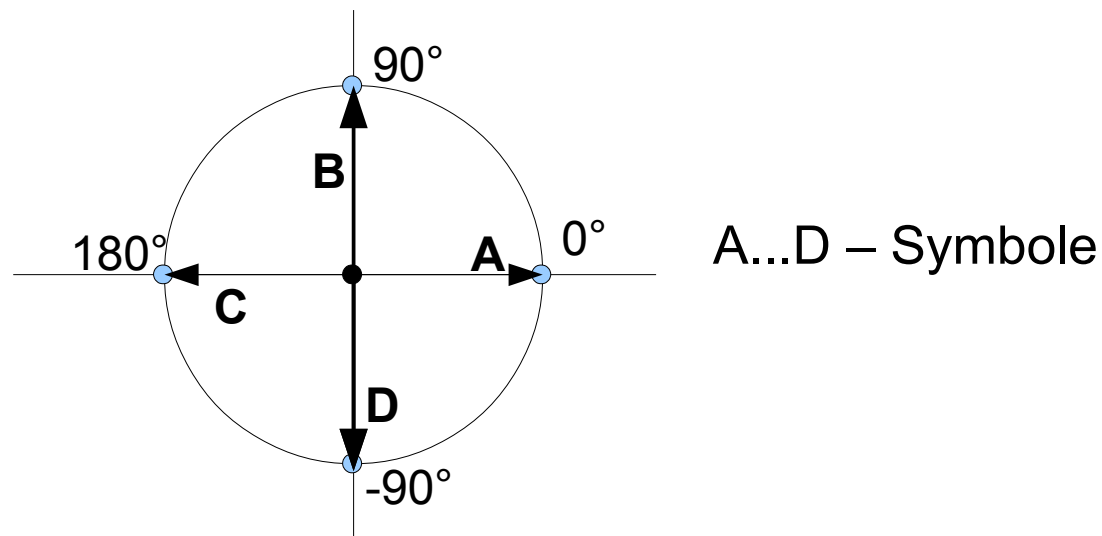
7.3.2 neuere Verfahren (3)

- digitale Signale – PSK (3)

Darstellungsform:

harmonischer Vorgang und Phaseninformation → Zeigerdarstellung

Bspl. QPSK



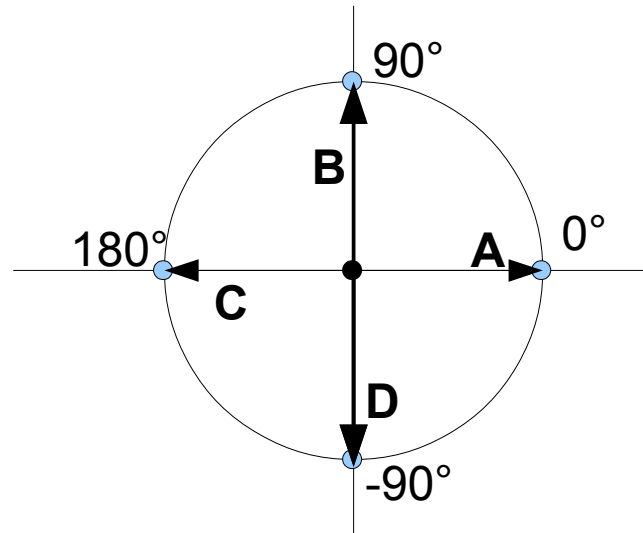
- Schreibweise: Exponentialform – daher kommen wir
- Schreibweise: arithmetische Form, nützlich für bestimmte Aufgaben

Jeder Zeiger kann aus zwei orthogonalen Komponenten gebildet werden.
Geht das auch für die harmonischen Vorgänge?

7.3.2 neuere Verfahren (4)

- digitale Signale – PSK (4)

Bspl. QPSK



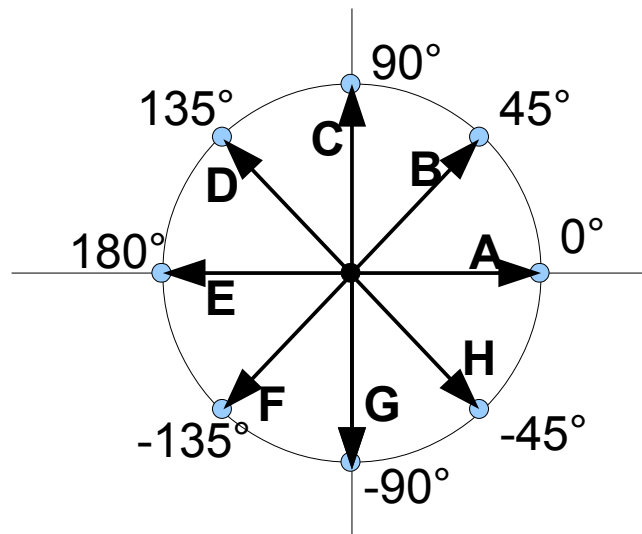
A...D – Symbole

Symbol	φ	Zeiger- komponenten	Funktionskomponenten
A	0°	1*x + 0*y	?
B	90°	0*x + 1*y	
C	180°	-1*x + 0*y	
D	-90°	0*x + (-1)*y	

7.3.2 neuere Verfahren (5)

- digitale Signale – PSK (5)

Bspl. 8-PSK



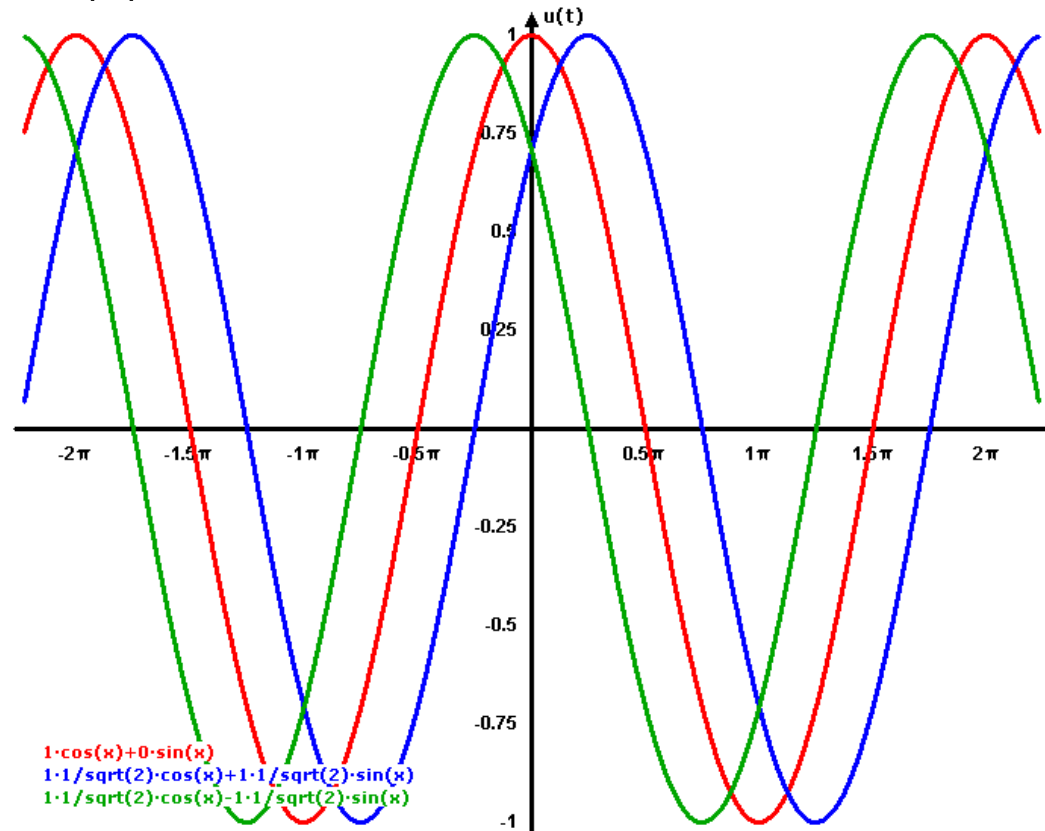
A...H – Symbole

Symbol	φ	Funktionskomponenten
A	0°	$1 \cdot \cos(\omega t) + 0 \cdot \sin(\omega t)$
B	45°	$1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + 1/\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$
C	90°	$0 \cdot \cos(\omega t) + 1 \cdot \sin(\omega t)$
D	135°	$-1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + 1/\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$
E	180°	$-1 \cdot \cos(\omega t) + 0 \cdot \sin(\omega t)$
F	-135°	$-1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + (-1/\sqrt{2}) \cdot \sin(\omega t)$
G	-90°	$0 \cdot \cos(\omega t) + (-1) \cdot \sin(\omega t)$
H	-45°	$1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + (-1/\sqrt{2}) \cdot \sin(\omega t)$

7.3.2 neuere Verfahren (6)

- digitale Signale – PSK (5)

Bspl. 8-PSK

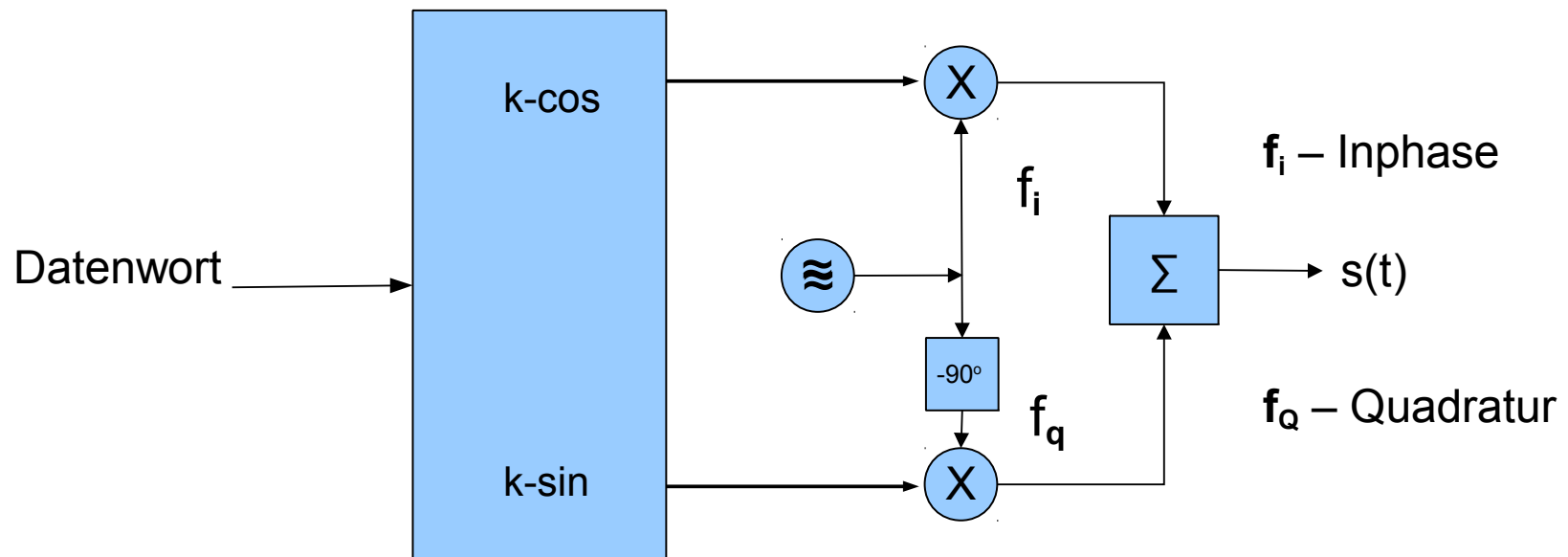


Symbol	φ	Funktionskomponenten
A	0°	$1 \cdot \cos(\omega t) + 0 \cdot \sin(\omega t)$
B	45°	$1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + 1/\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$
H	-45°	$1/\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) + (-1/\sqrt{2}) \cdot \sin(\omega t)$

7.3.2 neuere Verfahren (7)

- digitale Signale – PSK (6)

der IQ-Modulator

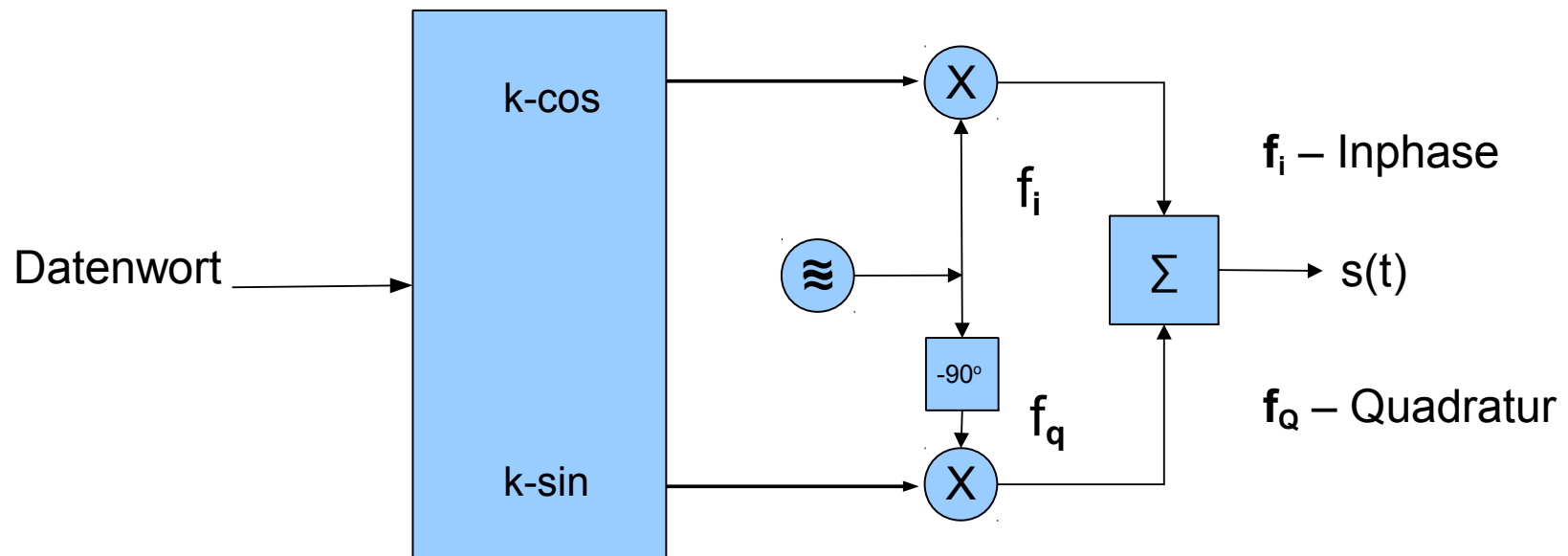


Die Nutzung der orthogonalen Zerlegung / Synthese

7.3.2 neuere Verfahren (8)

- digitale Signale – Phase und Amplitude → QAM

Modulation von Phase und Amplitude – günstigerweise mit dem IQ-Modulator

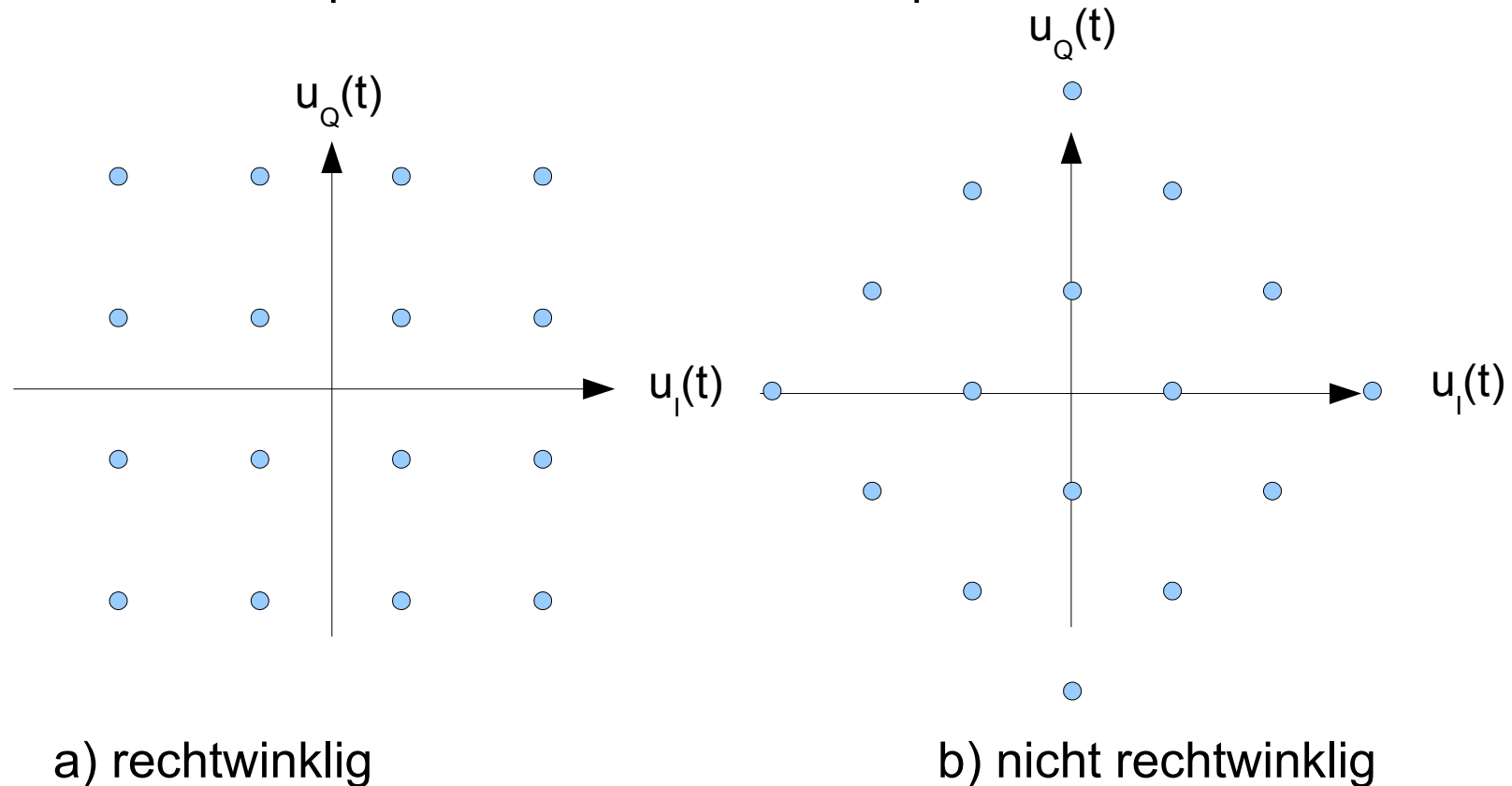


bekannte Struktur – andere Koeffizienten – denn: Die Vektoren sind jetzt unterschiedlich lang, die Amplitude des modulierten Signals ist nicht mehr konstant!

7.3.2 neuere Verfahren (9)

- digitale Signale – Phase und Amplitude → QAM (2)

Bild mit den Endpunkten aller Vektoren, Bspl.: QAM16



7.3.2 neuere Verfahren (10)

- digitale Signale – Ausnutzung der möglichen Sendeleistung

begrenzt durch:

- mittlere Leistung P_{AVG} (Energie, Verlustwärme) und
- Spitzenleistung P_{PEP} (Schaltung, Spannungsfestigkeit)

Crest-Faktor CF - bezogen auf Leistungen des Sendesignals
(nicht Amplituden des Sendesignals)
entspricht dem CF für die quadratischen Amplituden des modulierenden Signals $u_s(t)$

$$CF = \frac{P_{PEP}}{P_{AVG}} = \dots = \left(\frac{\hat{U}_s}{U_{s\,eff}} \right)^2$$

(Beispiele für binäre AM mit $m=1$ und binäre PSK)

$$CF_{AM} = \dots \quad (\text{bei } m=1) \qquad CF_{PM} = \dots$$

Angabe absolut oder in dB

7.3.2 neuere Verfahren (11)

- digitale Signale – Ausnutzung der möglichen Sendeleistung (2)

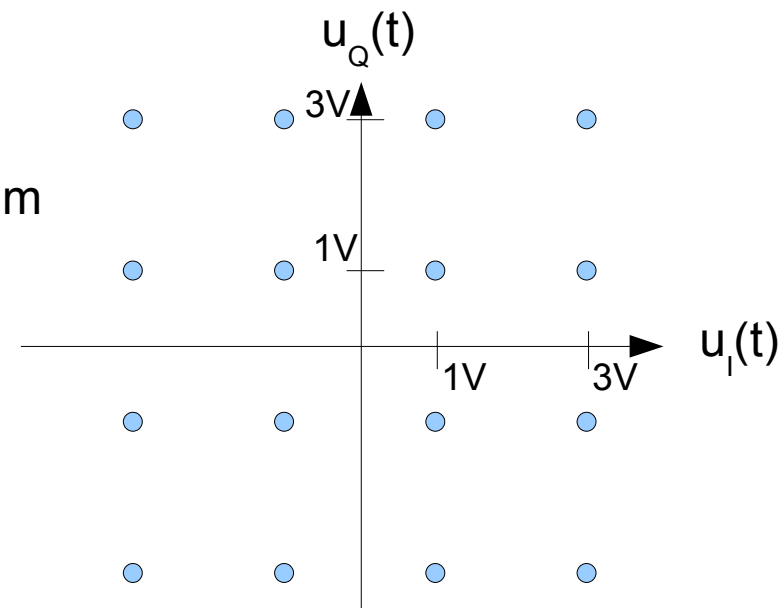
Crest-Faktor CF für QAM

$$CF = \left(\frac{\hat{U}_S}{U_{S\text{eff}}} \right)^2$$

- Ensemble der Symbole und p der Symbole $\rightarrow U_{S\text{eff}} \rightarrow P_{\text{AVG}}$
- „höchstes“ Symbol $\rightarrow \hat{U}_S \rightarrow P_{\text{PEP}}$

Beispiel für 16-QAM
nach diesem Konstellationsdiagramm

Amplituden	$p(A)$
A	
...	...
...	...
...	...
$U_{\text{eff}} = \dots$	$\hat{U} = \dots$
$CF = \dots$	



7.3.2 neuere Verfahren (12)

- digitale Signale – **Dekodierung**

PSK – nicht kohärent oder kohärent

PSK ggf. als DPSK

kohärent → Synchronisation: z. B. Zeitmultiplex,
Frequenzmultiplex,
Costas Loop → Erklärung

QAM - kohärent

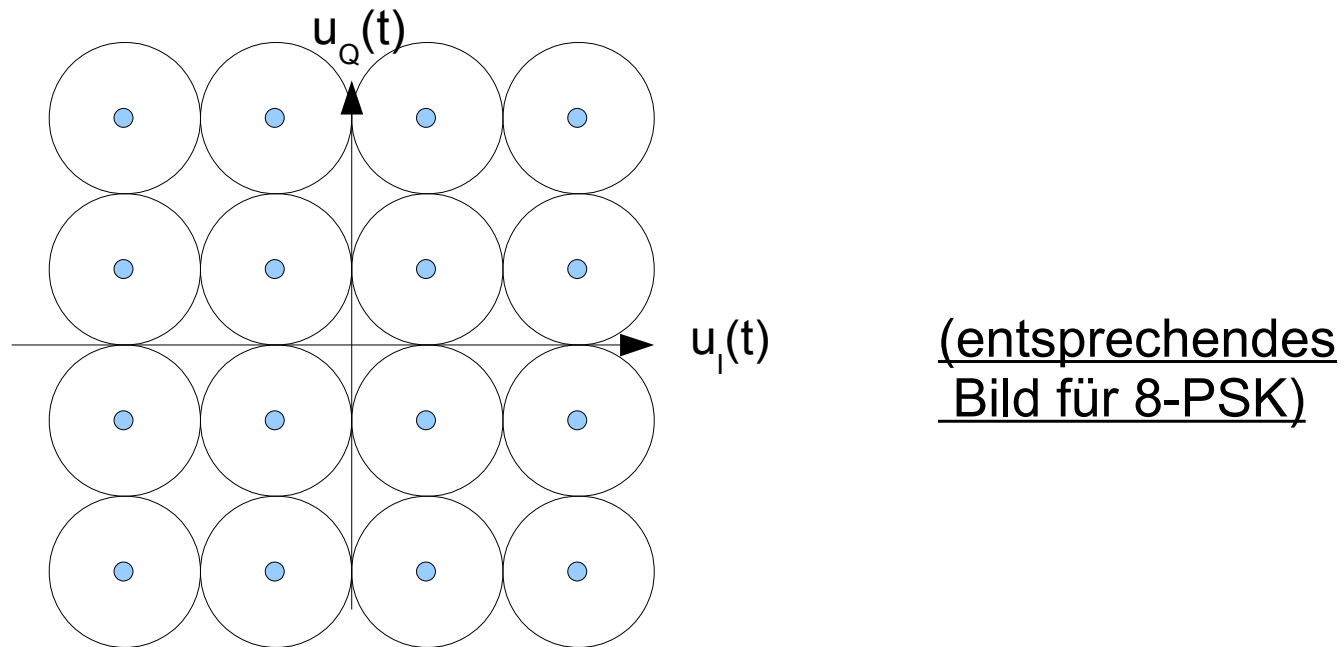
Synchronisation: z. B. Zeitmultiplex, Frequenzmultiplex,
mod. Costas Loop

1. Zerlegung

2. Klassifizierung: Punkt in der IQ-Ebene oder
2 Teilsymbole

7.3.2 neuere Verfahren (13)

- digitale Signale – Dekodierung
Zuordnung von Empfangswerten zu den wahrscheinlichsten Sendewerten



Analogie zum Entscheider (Empfang im Basisband) und zur Kanaldekodierung

Diskussion der verschiedenen Zwischenräume, Bezug zu PSK

7.3.2 neuere Verfahren (14)

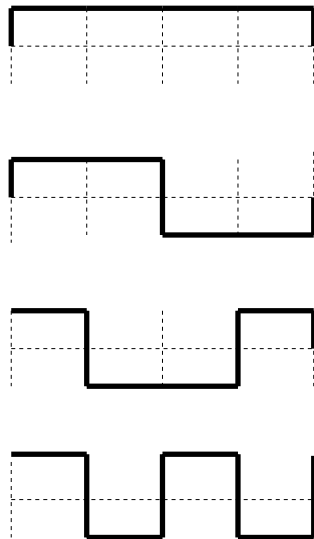
- digitale Signale – Kodemultiplex, Spreizcodes
 - orthogonale Kodefolgen dienen als orthogonale Träger → Multiplex
 - orthogonale Kodefolgen mit kürzeren Schrittweiten → Bandspreizung

Beispiel:

(Kodierung der Datenbits)

1

0



Je Datenbit: eine Kodefolge

Schrittrate im Kanal: 4 mal Bitrate der Datenfolge

Bandbreite im Kanal: rund vierfach

7.3.2 neuere Verfahren (15)

- Anwendungsbeispiele:
 - PSK: Modem
Mobilfunk (EDGE → E-GPRS und E-CSD, HSPA auf UMTS)
TV (DVB-T, DVB-S)
 - QAM: Modem
Mobilfunk (HSPA auf UMTS)
TV (PAL! und NTSC! analog!, DVB-C, DVB-T)
ADSL
 - Kodemultiplex, Spreizcodes:
UMTS
WiMax (IEEE 802.11)
GPS, „Galileo“

7.3.2 neuere Verfahren (16)

- Weiterführend:
 - mathematische Verfahren zum Finden der orthonormalen Basis
 - Gram-Schmidtsches Verfahren
 - Verfahren auf Basis QR-Zerlegung mit Housholder-Spiegelung
 - Walsh-Kodes

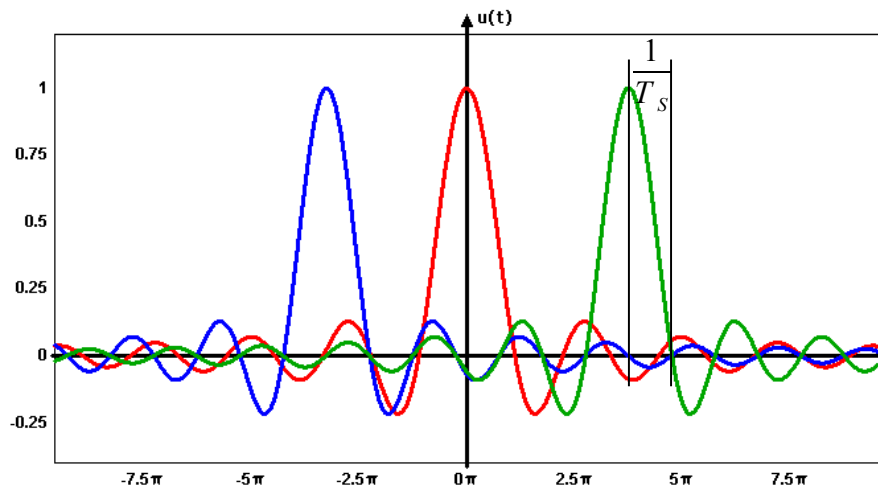
7.3.3 OFDM

- Wie gut wird ein bandbegrenzter Kanal durch ein digitales Signal ausgenutzt?
- Was passiert, wenn ein bandbegrenzter Kanal über seine Bandbreite unterschiedliche Eigenschaften hat?
 - Basisbandspektrum eines digitalen Signals
erste und zweite Nyquistbedingung
Belegung eines bandbegrenzten Kanals unter Vermeidung von Störungen der Nachbarkanäle → Skizze
 - Übertragungsfunktion, selektive Störungen
- Möglichkeit zur Verbesserung der Situation
 - FDM → hilft bei unterschiedlichen Kanaleigenschaften über der Frequ.
 - OFDM → hilft bei obigem Problem und optimaler Ausnutzung d. Bandbr.

7.3.3 OFDM (2)

- Möglichkeit zur Verbesserung der Situation

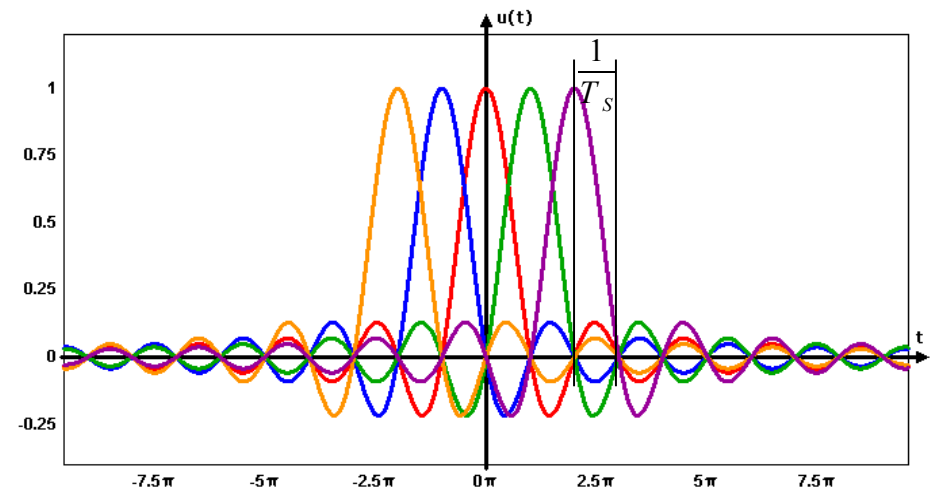
- FDM



“roter“ Träger zulässig?

mehrere Frequenzen!

- OFDM



“orthogonale“ Frequenzen!

7.3.4 Synchronisation

- Wann wird eine lokale Hilfsfrequenz benötigt?
 - (Beispiele für Verfahren)
 - erste Anforderung: frequenzgenau – z. B. für AM – ESB
(hoch-)genaue lokale Oszillatoren
ggf. synchronisiert → passender Anteil im Empfangsspektrum oder aus Empfangssignal erzeugbar
 - Zweite Anforderung: phasengenau – z. B. für x-PSK oder QAM
hochgenaue lokale Oszillatoren und Synchronisation (PLL oder Costas Loop) → passender Anteil im Empfangsspektrum oder aus Empfangssignal erzeugbar
Zeitmultiplex, Frequenzmultiplex, Costas Loop

7.4 Echobehandlung

- Hier für digitale Signale

bei nicht perfekter Anpassung und besonders bei bidirektionaler Nutzung eines Kanals (Pegolverhältnisse) → (Erklärung)

fest eingestellt → wenig brauchbar
→ adaptiv!

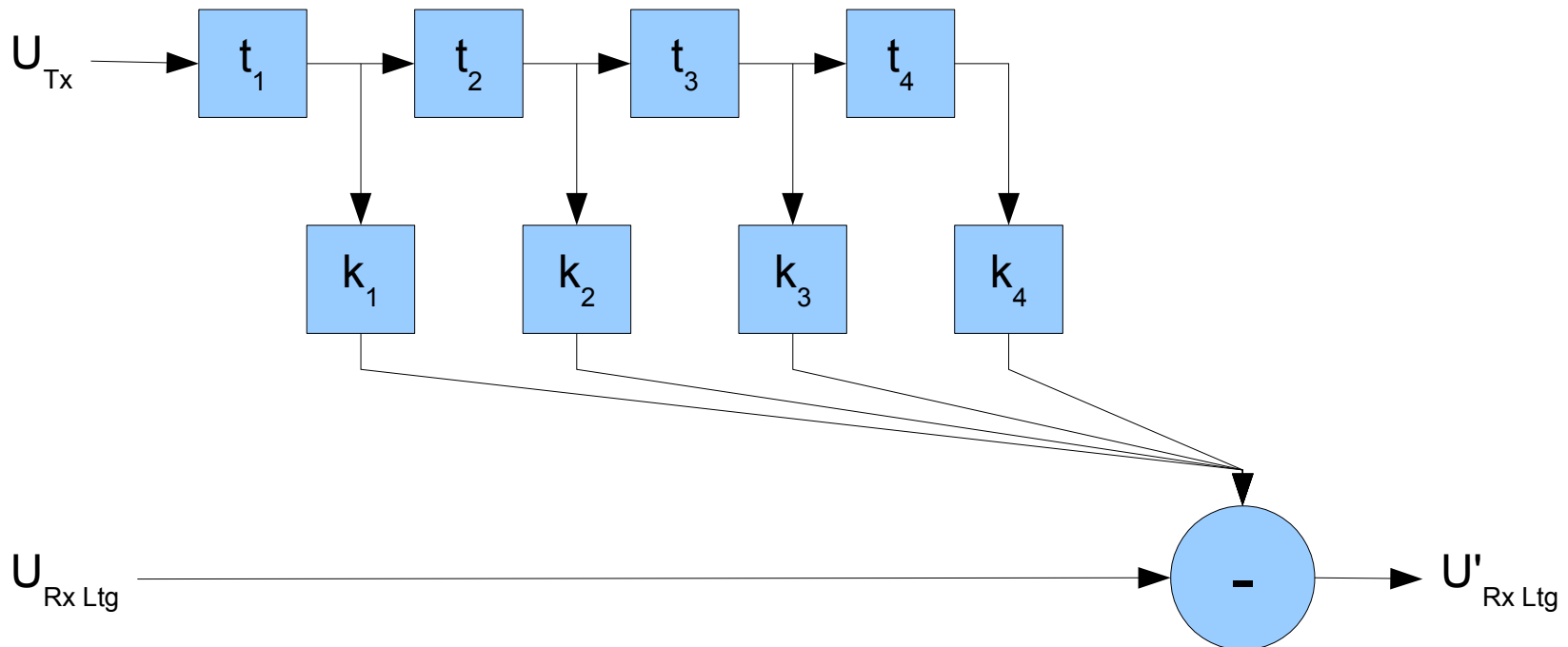
1. - Lernphase: Erkennen von Echos → Lernen des zeitlichen Versatzes und des Faktors, ggf. für mehrere Echos
2. - Betrieb: Aus dem Sendesignal über die gelernten Werte die erwarteten Echos berechnen und vom Empfangssignal abziehen

Transversalfilter

7.4 Echobehandlung (2)

- Hier für digitale Signale

Transversalfilterstruktur, FIR-Filter (Prinzip)



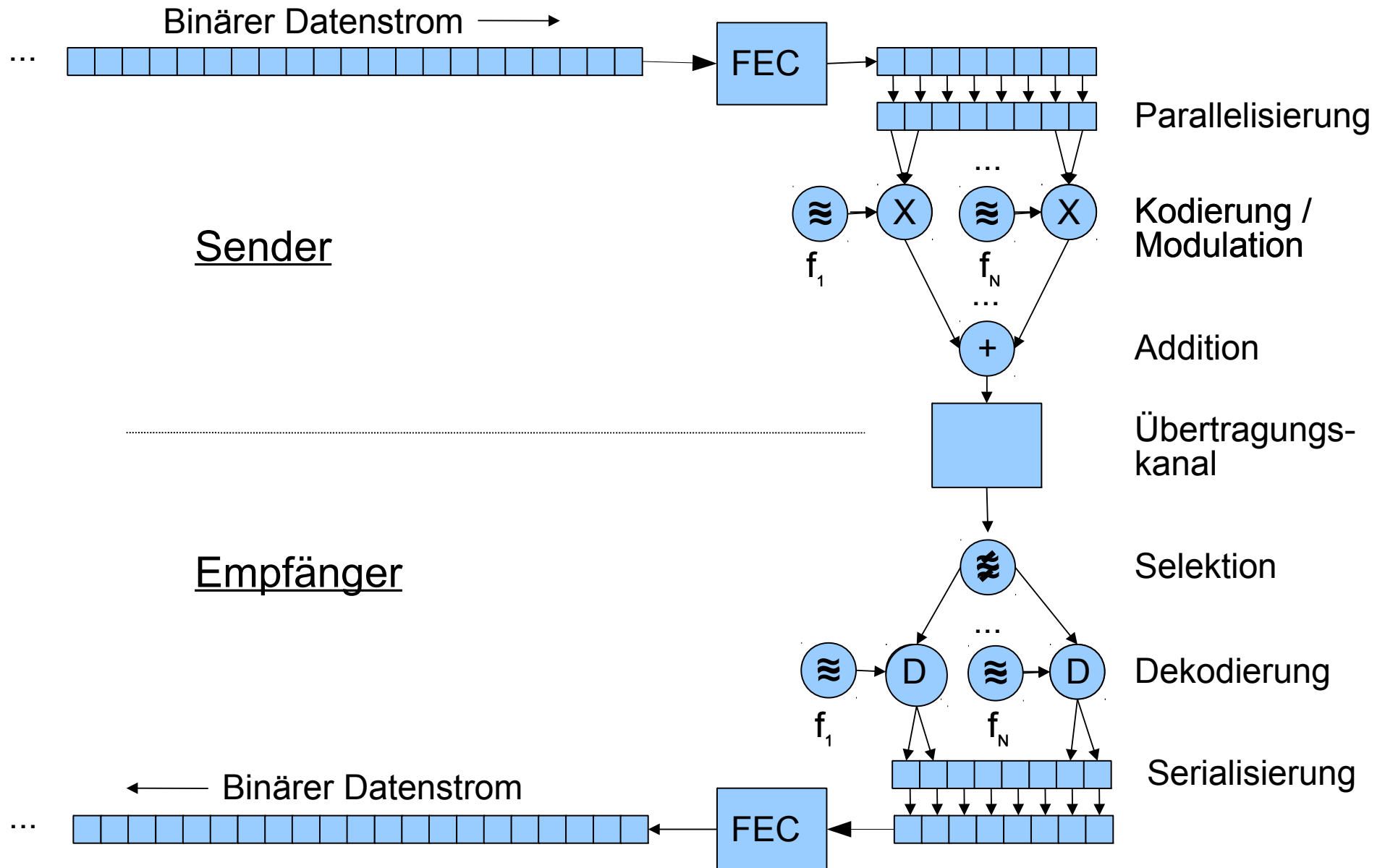
Übertragungstechnik I und II

8 Praktisches Beispiel

8.1 DVB-T

8 praktisches Beispiel

8.1 DVB-T (1)



8.1 DVB-T (2)

- Kanalkodierung: ...
- Modulation: ...
- FDM: ...
- Praktische Realisierung (Wie werden diese vielen dicht beieinander liegenden Träger realisiert und wie die vielen QAM-Modulatoren???):
...

8.1 DVB-T (3)

- Bitrate – Basiswerte zur Ermittlung

Parameter	Wert	Bemerkung
Anzahl Subträger	2048 ¹⁾	1705 für Daten nutzbar
	4096 ¹⁾	3409 für Daten nutzbar
	8192 ¹⁾	6817 für Daten nutzbar
Kodierung	QPSK	2 bit / Symbol auf Subträger
	16-QAM	4 bit / Symbol auf Subträger
	64-QAM	6 bit / Symbol auf Subträger
FEC-Koderate	1/2	$n_{\text{brutto}} = 2 * n_{\text{netto}}$ (50% netto)
	2/3	$n_{\text{brutto}} = 1,5 * n_{\text{netto}}$ (67% netto)
	3/4	$n_{\text{brutto}} = 1,33 * n_{\text{netto}}$ (75% netto)
	5/6	$n_{\text{brutto}} = 1,2 * n_{\text{netto}}$ (83% netto)
Guard-Intervall	1/4	Anteil netto 80%
	1/8	Anteil netto 89%
	1/16	Anteil netto 94%
	1/32	Anteil netto 97%

8.1 DVB-T (4)

- Bitrate – Basiswerte zur Ermittlung

- Anzahl nutzbarer Subträger	1705	3409	6817
Symboldauer T_s	0,224 ms	0,448 ms	0,896 ms
$1/T_s$	4464 Hz	2232 Hz	1116 Hz
B_{Signal}		7,61 Mhz	
B_{Kanal}		8,0 Mhz	
Bem.	←----- empfindlicher für ←----- Laufzeitunterschiede		
	-----→ empfindlicher für -----→ Frequenzverschiebung		