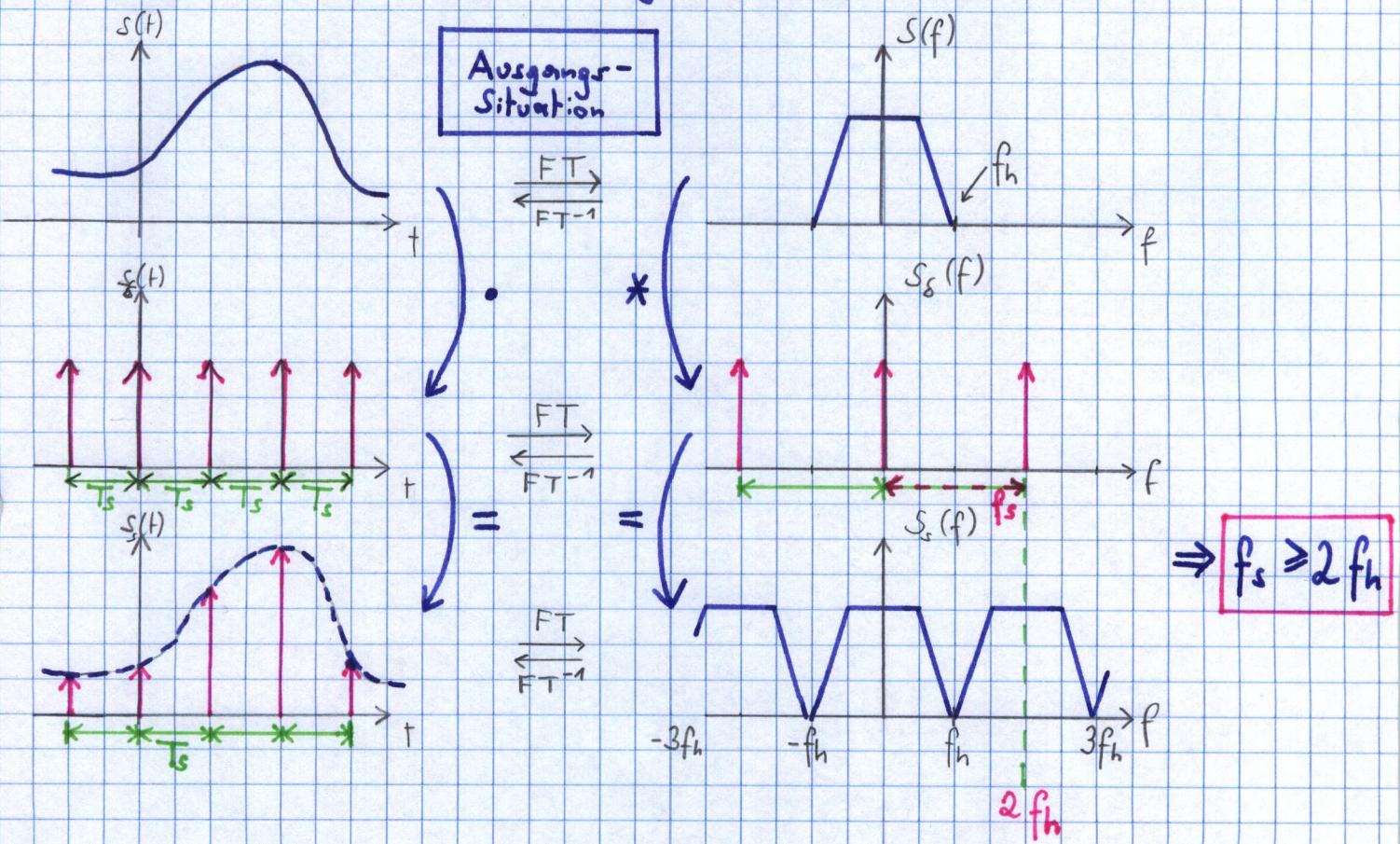


IK 3.1)

Abtasttheorem für Basisbandsignale [Impulsabtastung]



Ausgangssituation: analoges Signal (Bandbreite auf f_h beschränkt)

Zeitbereich: Wir schneiden in äquidistanten Zeitintervallen T_s Werte aus der kontinuierlichen Funktion, indem wir die Multiplikation des analogen Signals mit einer Kammfunktion ausführen.

Frequenzbereich: Kammfunktion (Zeitbereich) bleibt Kammfunktion (Frequ.-Ber.)
 Multiplikation (z.B.) entspricht Faltung (FB)
 d.h. man führt die Faltung des Spektrums des analogen Signals mit der Kammfunktion aus.

Bedingung: Damit die Information erhalten bleibt darf es keine Überlappungen im Frequenzbereich geben. (Aliasing) $\Rightarrow f_s \geq 2 \cdot f_h$... Abtasttheorem

TK 3.1)

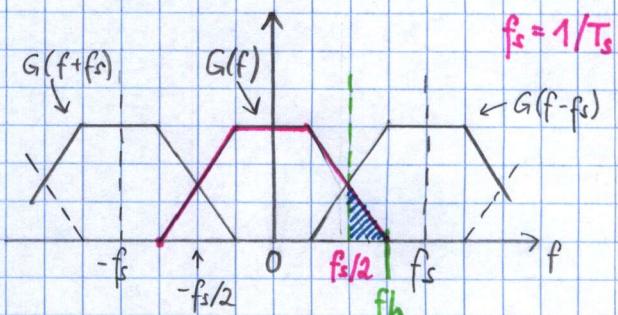
Abtasttheorem:

$$\underline{f_s \geq 2 \cdot f_h}$$

Die Abtastrate f_s entspricht mindestens dem doppelten Wert der höchsten Frequenz f_h im Spektrum des abzutastenden Signals.

Aliasing:

Aliasing tritt auf, wenn $f_s < 2f_h$



Abhilfe gegen Aliasing → Anti-Aliasing Filter mit Eckfrequenz $f_s/2$

Schneidet schon vorher weg was überlappen würde

Ein Gütemaß für den Aliasing-Effekt ist das Signal/Verzerrungs-Leistungsverhältnis (SDR):

$$SDR = \frac{P_{un}}{P_{al}} = \frac{\int_0^{f_s/2} G(f) df}{\int_{f_s/2}^{\infty} G(f) df}$$

← Signalleistung ohne Aliasing

← Signalleistung mit Aliasing

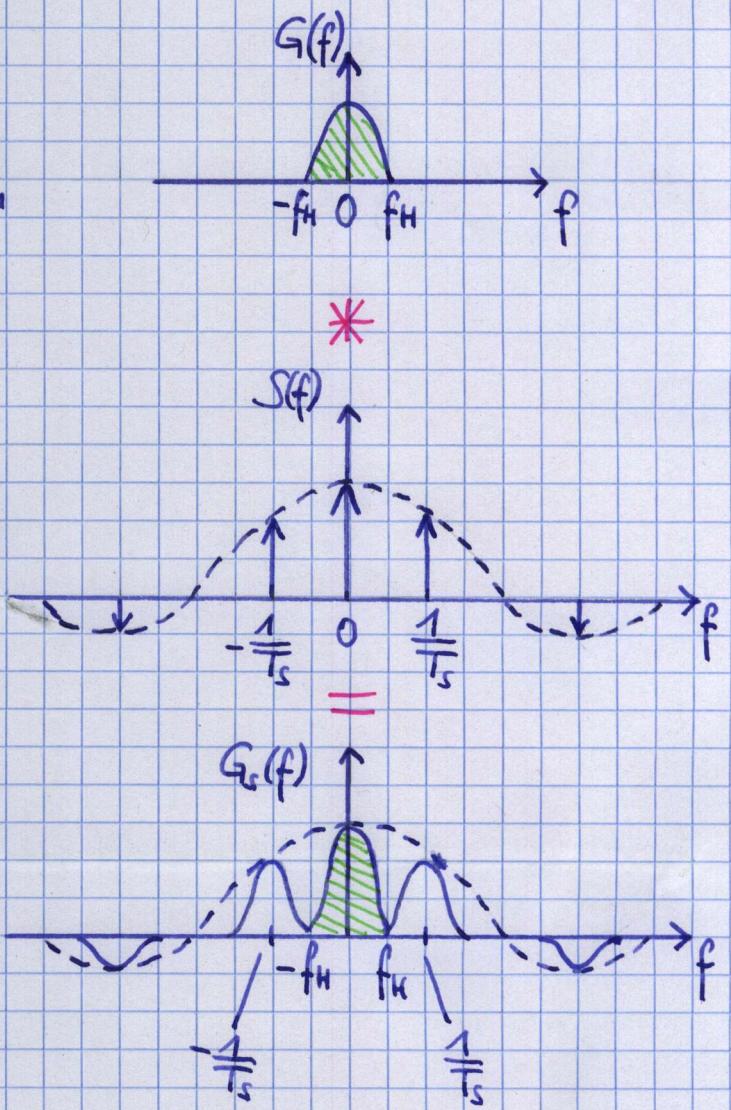
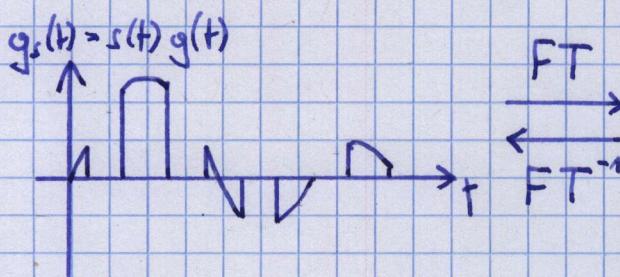
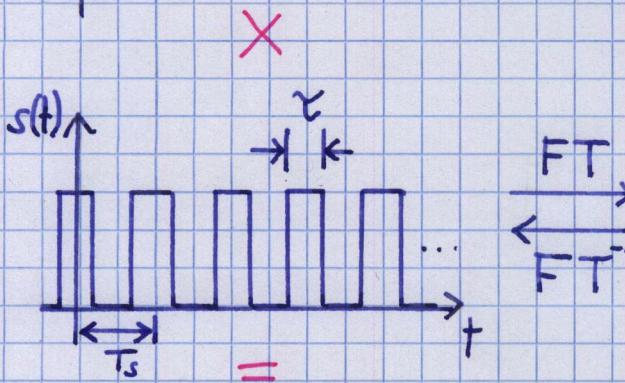
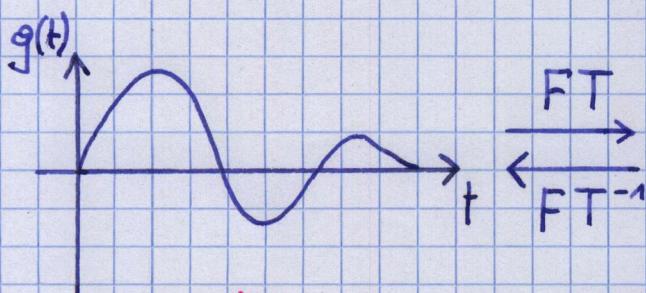
Reelles Abtasten:

Ein realer AAF hat keine unendlich steile Flanke

$$\Rightarrow f_s \geq 2,2 \cdot f_h$$

TK 3.1)

Natural Sampling

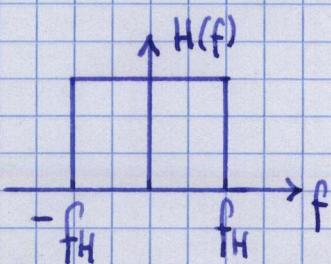


Das Signal kann mit einem einfachen Rechteckfilter, mit f_H als Grenze, wieder aus $G_s(f)$ hergestellt werden. (Rekonstruktionsfilter)

Der Dirac-Kamm verzerrt das Frequenzspektrum nicht sondern
gerichtet es und spiegelt es dabei auf alle Vielfachen von $n \cdot \frac{1}{T_s}$.

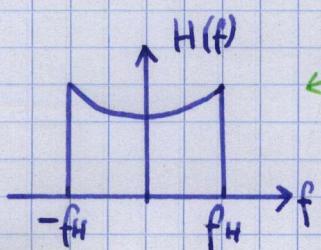
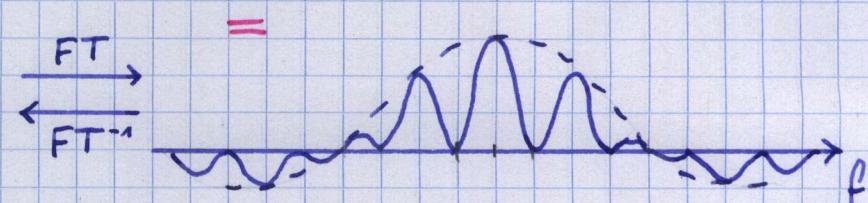
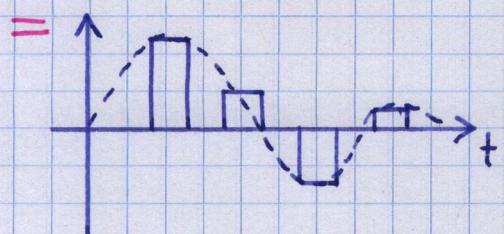
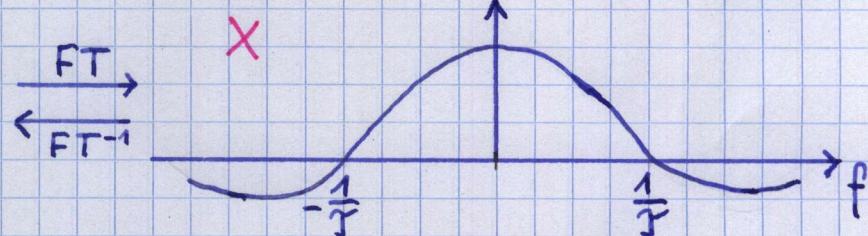
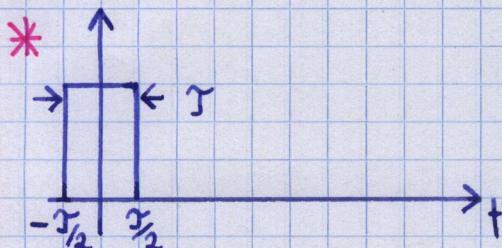
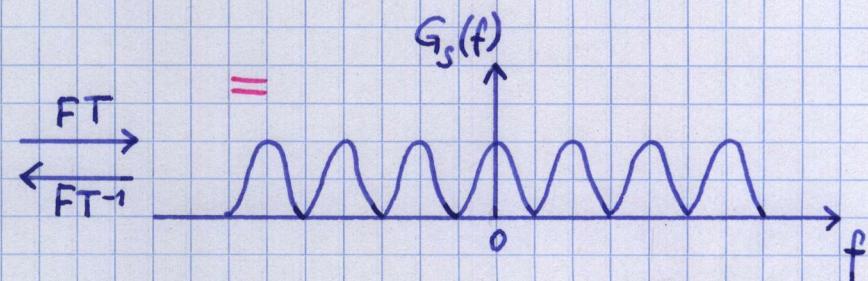
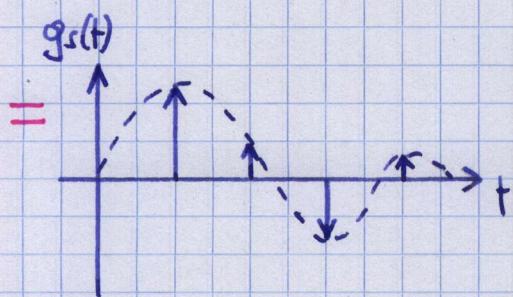
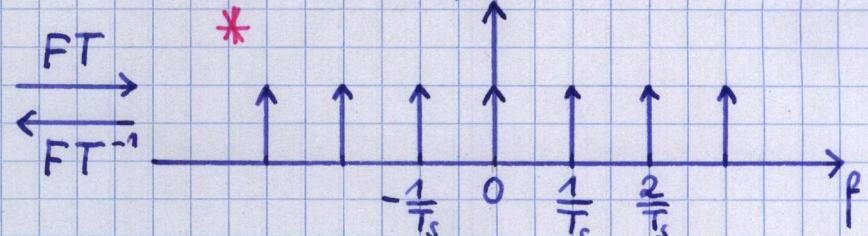
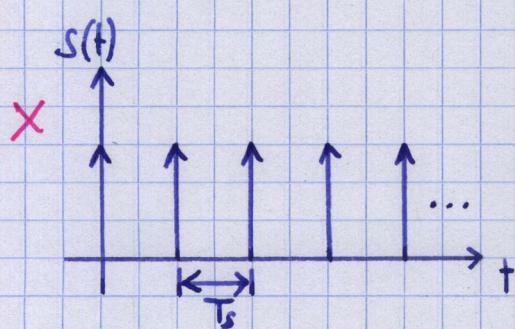
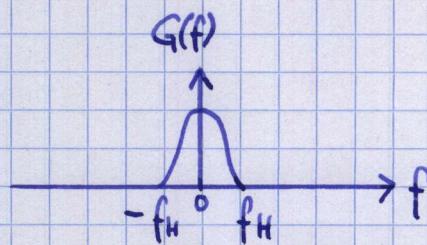
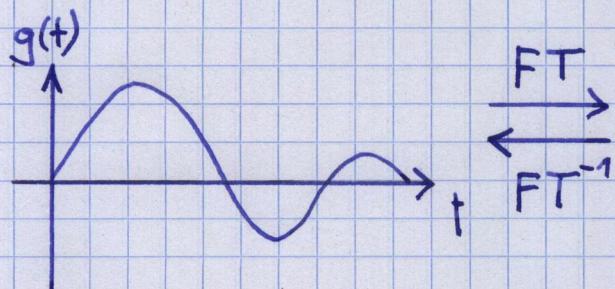
Rekonstruktionsfilter:

Tiefpass



TK 3.1)

Flat Topped Sampling

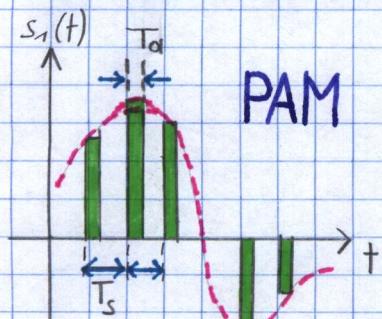


← „Entzerrer-Filte“

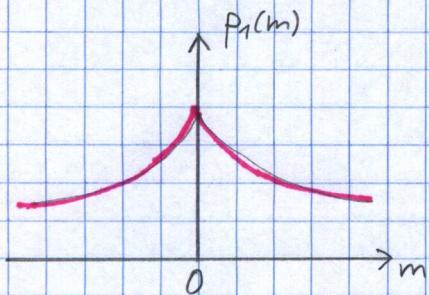
Rechteck $\cdot \frac{1}{\sin(\pi f)}$

TK 3.2)

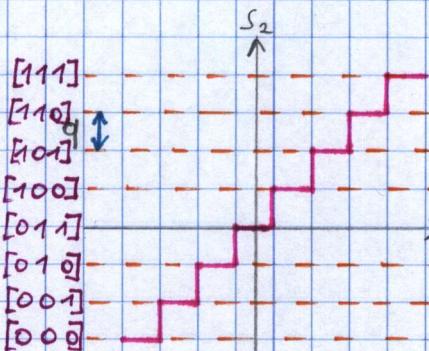
PAM - Pulses Amplituden Modulation:



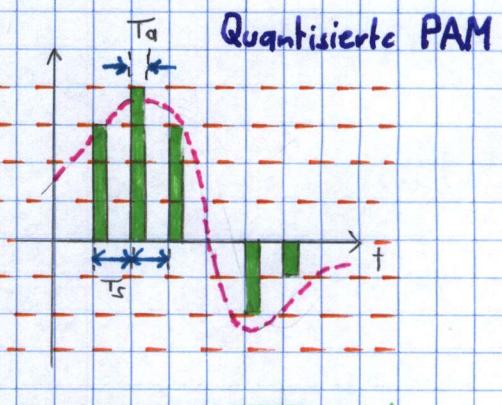
Amplituden sind analog



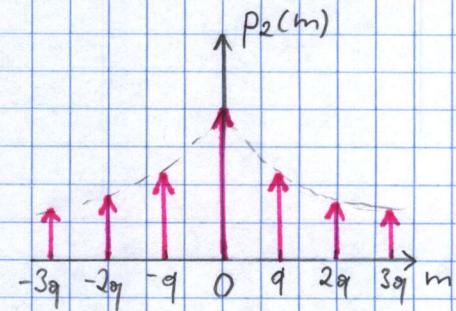
Kontinuierliche Amplitudendichte



Natürliche Bitzuordnung: NBC
Natural Binary Coding



Amplituden sind quantisiert



Diskrete Amplitudendichte

Quantisierte PAM kann durch eine endliche Anzahl an Symbolen dargestellt werden. [Alphabet]

⇒ Einfachste Darstellung: 1 Symbol / Quantisierungsstufe

Einfachstes Alphabet: Binär $\{0, 1\}$ Binärsymbole

Die Quantisierungsoperation verursacht einen Qualitätsverlust des PAM Signals → Quantisierungrauschen Fehler ist zufälliger Natur

$$\Rightarrow \text{SNQR} = \frac{\text{Signalleistung}}{\text{Leistung des Quantisierungrauschen}} = M^2 - 1$$

$$\text{SNQR}_{dB} = 20 \cdot \log(M)$$

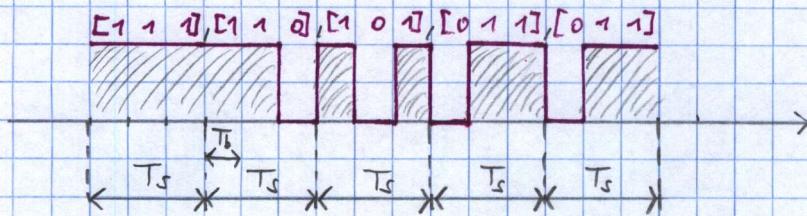
$$\text{SNQR}_{max} = 3 \cdot M^2$$

TK 3.3),

PCM - Puls Code Modulation:

Mit QPAM Signal ist es nicht mehr notwendig das Signal an sich zu übertragen → Zahl für Quantisierungsstufe (Amplitude) genügt
 ⇒ zu übertragende binäre Zahl wird als Codewort bezeichnet.

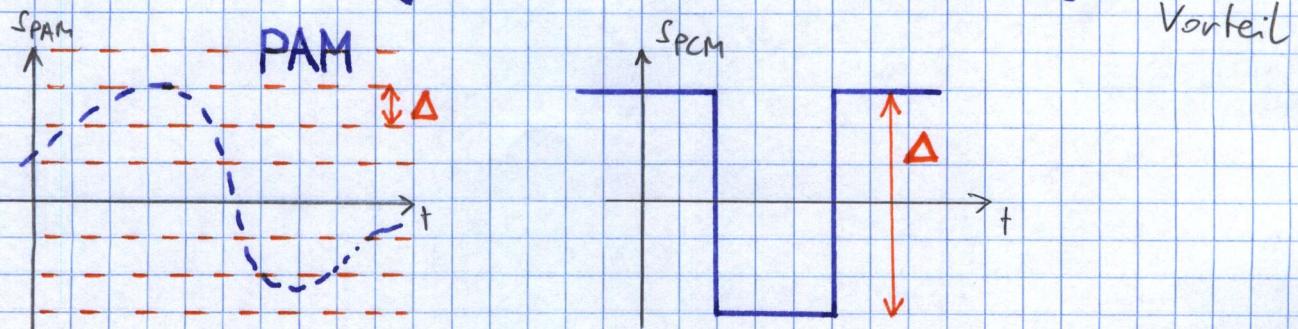
⇒ den binären Codewörtern wird eine Impulsform gegeben (z.B. NRZ)



Für eine Echtzeitanwendung muss die Symboldauer gleich bleiben.
 D.h. ein QPAM Impuls muss durch mehrere Impulse (konstanter Höhe) dargestellt werden.

Nach dem Zeitgesetz der Nachrichtentechnik bedeutet dies eine Erhöhung der Bandbreite im Verhältnis von T_s / T_b . Nachteil

PCM Signale haben eine höhere Rauschimmunität als PAM-Signale.
 Bei gleicher Sendeleistung ist der Amplitudenhub für PCM größer als für PAM.



d.h. in PCM kommt es nur auf das Vorzeichen des Signals an.
 → einfache Regeneration in Repeatern (nichtlineare Operation)

TK 3.3)

Compared PCM

Wesen: Jene Quantisierungsstufen welche am häufigsten benutzt werden, sollen den geringsten Beitrag zum Quantisierungsrauschen liefern.

⇒ Nichtlineare Quantisierung

Realisierung: einem linearen Quantisierer wird ein Comander vor- und ein Expander nachgeschaltet.

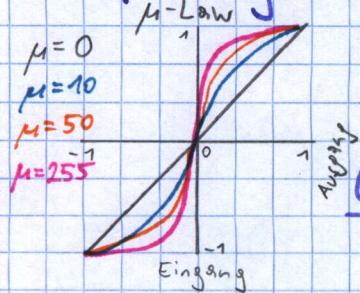
Name: Companding (Compressing / Expanding)

Die Compandingoperation macht aus einer vorher nicht gleichverteilten Amplitudestatistik eine nahezu gleichverteilte Amplitudestatistik.

⇒ SNR des compared PCM wesentlich besser als für lineares PCM

Die Gestalt der Nichtlinearität wird von der WDF der Eingangsamplituden bestimmt → WDF des Signals meist nur ungenau bekannt!

Sprachsignal: [1] WDF für ein bestimmtes Sprachsignal weitgehend zeitunabhängig



[2] WDF unterschiedlichen Sprachsignale haben weitgehend gleiche Form

Comanderstrategie: SNR möglichst konstant für alle Signalpegel

Comandiertes PCM darf weniger Quantisierungsstufen haben als lineares PCM um gleiche Signalqualität (SNR) zu liefern. ↴ Sprachkanal 4 kHz wird mit 8 kHz abgetastet

Bsp. [1] Comandiertes PCM: $R_b = 8 \text{ kHz} \cdot 8 \text{ bit} = 64 \text{ kbit/s}$ } ABER selbes SNR

[2] Lineares PCM: $R_b = 8 \text{ kHz} \cdot 11 \text{ bit} = 88 \text{ kbit/s}$

TK 3.4)

Bandbreitenreduzierendes PCM

- [1] Delta PCM
- [2] Differenzielles PCM (DPCM)
- [3] Adaptive DPCM (ADPCM)
- [4] Delta - Modulation (DM)
- [5] Adaptive Delta - Modulation

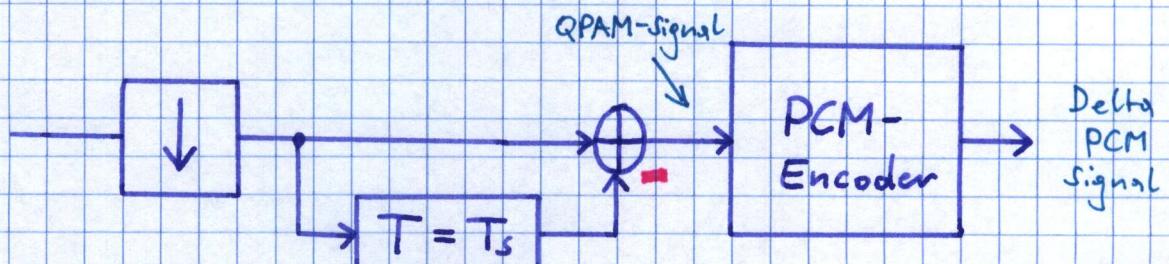
Delta PCM

Wesen: Es wird nur die Amplitudendifferenz zum vorangegangenen Abtastwert übertragen.

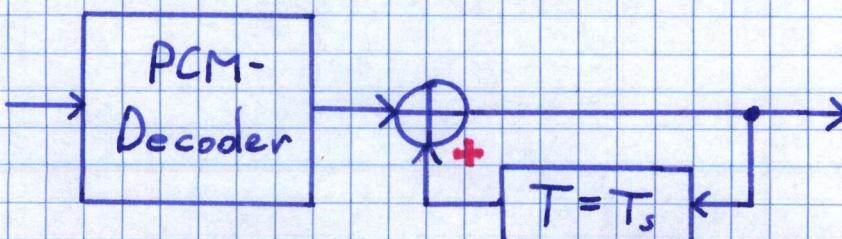
VT: Bandbreiteinsparung (weniger übertragene Bits)

NT: geringere Dynamik als konv. PCM

Delta-PCM
Encoder



Delta-PCM
Decoder



TK 3.4)

Differentielles PCM (DPCM)

Das Informationsignal enthält Redundanz (ähnliche Information in benachbarten Abtastwerten z.B. Pixel eines Bildes)

→ Konsequenz der Redundanz ist Vorhersagbarkeit d. nächsten Wertes

d.h. DPCM reduziert Redundanz im Signal [Quellkodierung] → weniger Bits nötig

[1] Reduziert den Bedarf an Bandbreite

[2] Schnellere Übertragung

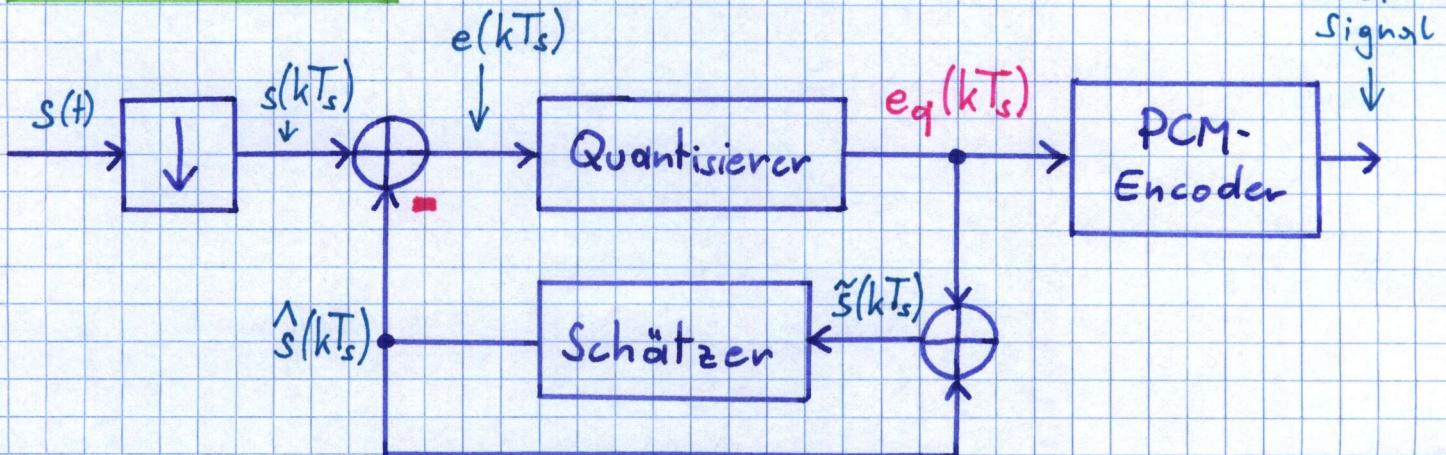
[3] Geringere Sendeleistung

Der Prädiktor (Schätzer) wird aus einer linear gewichteten Summe von vorangegangenen Werten gebildet.

⇒ Digitales Transversalfilter

Filter mit (garantiert) endlicher Impulsantwort

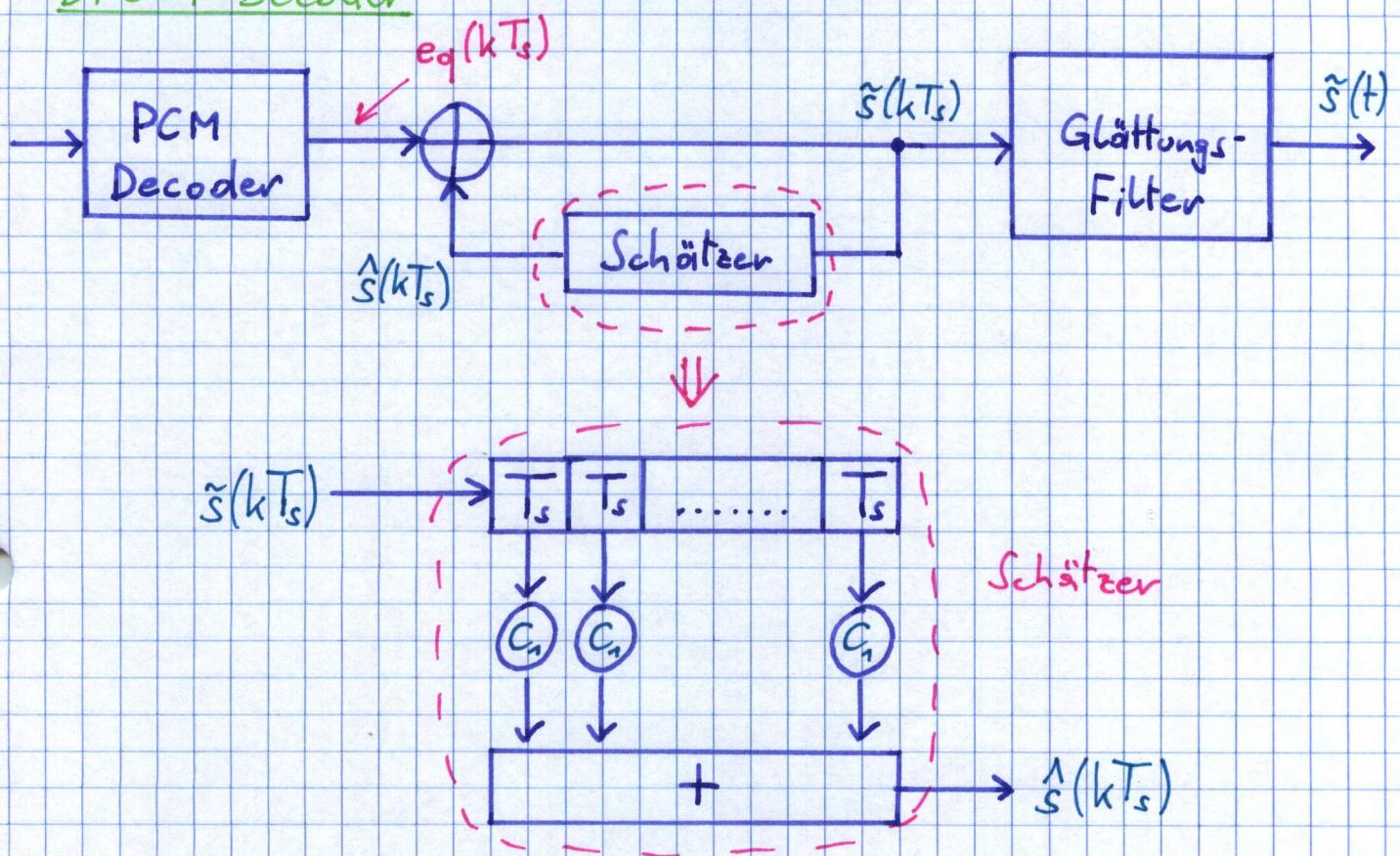
DPCM-Encoder



$e_q(kT_s)$ Quantisiertes Differenzsignal

TK 3.4)₃

DPCM-Decoder



Adaptives DPCM (ADPCM)

⇒ Weiterentwickeltes DPCM

Koeffizienten des Schätzers werden laufend an Signalstatistik angepasst.

Bei gleicher Qualität wird aus 64 kbit/s companded PCM ein
32 kbit/s ADPCM

TK 3.4)

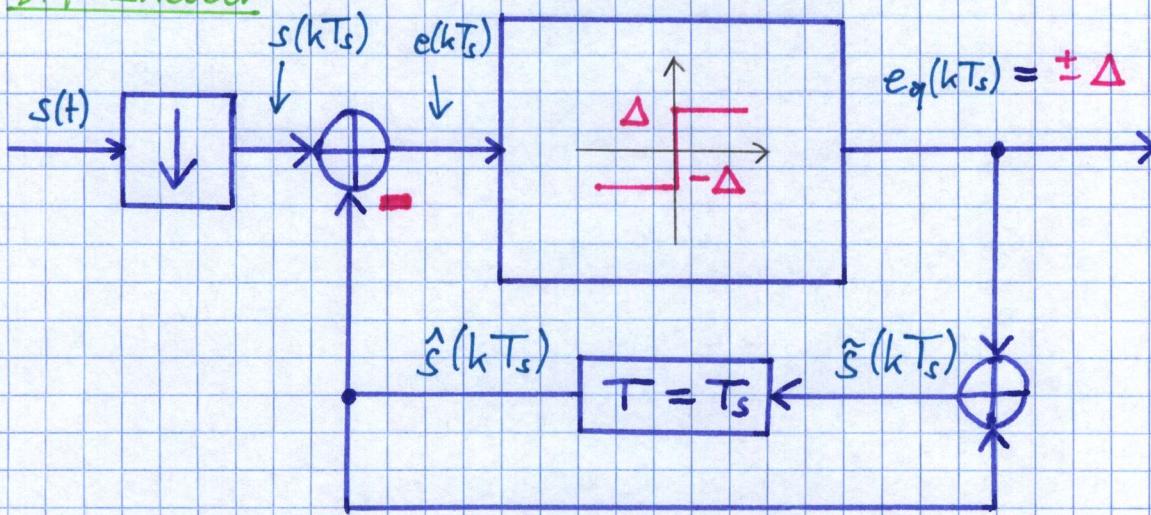
Delta Modulation (DM)

Man kommt zur Deltamodulation wenn man den Quantisierer in DPCM auf 1 Bit [Komparator] beschränkt.

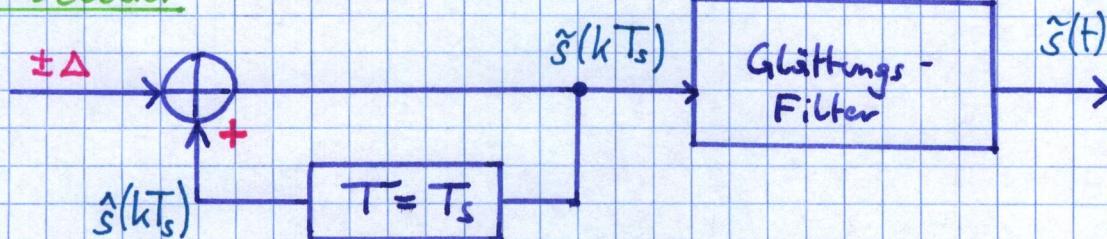
→ vereinfachter Schätzalgorithmus → nächster Wert = aktueller Wert

Realisierung des Schätzers als eine Verzögerung um eine Abtastdauer.

DM-Encoder



DM-Decoder



→ Quantisierungsräuschen [N_Q] fordert kleiner Δ

→ Slope Overload Noise [N_{ov}] fordert großes Δ

Abhilfe: kleineres Δ dafür öfters abtasten → frisst Bandbreitensparens

$$SNR = \frac{S}{N_Q + N_{ov}}$$

TK 3.4)₅

Adaptive DM

Um den Nachteil der DM (Bandbreitenersparnis für Slope Overload verbraucht) zu beseitigen macht man den Amplitudenhub des Komparators einstellbar.

⇒ Weiterentwicklung der DM auf variable Schrittweite ⇒ $\pm \Delta$

Anpassung:

[1] $e_{q(kT_s)}$ alterniert zwischen $\pm \Delta$

⇒ Eingangssignal $s(t)$ ist konstant ⇒ Reaktion: Δ verringern [N_q sinkt]

[2] $e_{q(kT_s)}$ hat längere Zeit gleiches Vorzeichen [z.B. $+\Delta$]

⇒ Eingangssignal $s(t)$ hat starken Anstieg ⇒ Reakt.: Δ vergrößern [N_q ↓]

Adaptive DM-Encoder

