

Technische Universität Dresden  
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik  
Institut für Nachrichtentechnik

Lehrstuhl Telekommunikation  
Prof. Dr. R. Lehnert  
Oktober 2002

## **Praktikum NACHRICHTENTECHNIK**

Anleitung zum Versuch:

### **Digitale Sprachübertragung (PCM)**

## 1 Einführung in den Praktikumsversuch

Parallel zur fortschreitenden Entwicklung der digitalen Schaltungstechnik und der Integration in kostengünstige Schaltkreise lösten digitale Systeme zunehmend analoge Nachrichtenübertragungssysteme ab und neuartige Systemkonzepte (phasenlineare Filtertechniken, Quellen- und Kanalkodierer) wurden realisierbar.

Die allgemeine Struktur eines digitalen Übertragungssystems besteht aus folgenden Komponenten: Im ADC (*analogue/digital converter*, analog/digital-Wandler) werden digitale Signale aus den analogen Quellensignalen generiert, die über den Übertragungskanal zum DAC (*digital/analogue converter*, digital/analog-Wandler) transportiert werden. Im DAC erfolgt die Rekonstruktion des analogen Signals aus den übertragenen, binär kodierten Abtastwerten.

Gegenstand dieses Praktikumsversuches ist ein experimentelles, digitales Übertragungssystem, dessen analoges Eingangs- und Ausgangssignal die menschliche Sprache ist, die nach Abtastung und Kodierung in digitaler Form übertragen wird. Derartige Systeme werden als PCM-Systeme (*pulse code modulation*) bezeichnet. Dieses digitale Verfahren ist eine verbreitete moderne Technologie zur Sprachübertragung und findet im ISDN (*integrated service digital network*) in Kombination mit Zeitmultiplexern zur Übertragung von Fernsprechsignalen Anwendung.

## 2 Versuchsziel

Der Praktikumsversuch dient der Wiederholung der theoretischen Grundlagen für die digitale Übertragung PCM-modulierter Sprache. Dabei werden die Prinzipien der linearen und nicht-linearen Wandlung analoger und digitaler Signale studiert und der Einfluß von Verfahren und Parametern auf die Qualität der Sprachübertragung experimentell untersucht. Probleme der Abtastung und Quantisierung analoger Signale sowie typische Eigenschaften digitaler Übertragungssysteme (Kodierung der Abtastwerte, Bitfehlerwahrscheinlichkeit) werden dargestellt.

## 3 Grundlagen

### 3.1 Prinzip der Signalübertragung

Das Grundprinzip der Wandlung eines analogen Signals in ein PCM-Signal besteht in der Erzeugung eines binär kodierten zeit- und amplitudendiskreten Signals aus einem zeit- und amplitudenkontinuierlichen Signalverlauf. Die Umwandlung wird prinzipiell in folgenden Schritten durchgeführt (Abb. 1):

- Das analoge Signal wird abgetastet. Genau ein Signalwert repräsentiert den ursprünglichen Signalverlauf im Abtastintervall  $T_a$
- Die abgetasteten, wertekontinuierlichen Signalwerte werden eindeutig auf  $n$  diskrete Werte (Amplitudenstufen) abgebildet (zugeordnet).
- Die diskreten Signalwerte werden als mehrstellige Binärzahlen (Basis 2) kodiert.

Nach Transport über den Übertragungskanal wird das Signal dekodiert und aus den übertragenen Abtastwerten wird ein analoges Signal erzeugt.

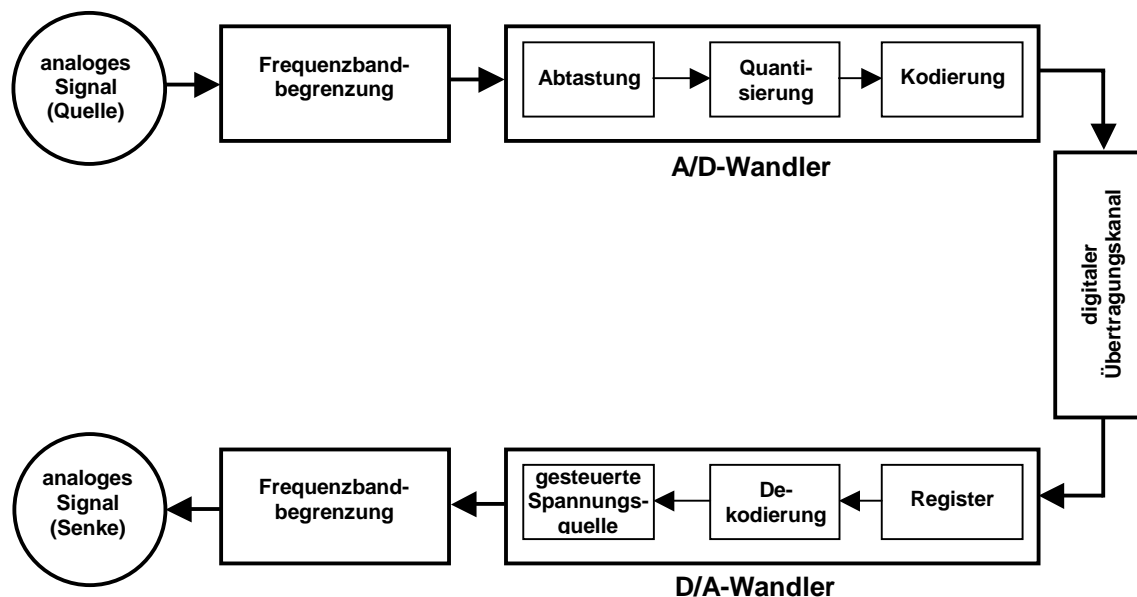


Bild 1: Blockschaltbild eines PCM-Übertragungskanals

### 3.2 Abtastung und Bandbegrenzung

Durch Abtastung im zeitlichen Abstand  $T_a$  wird aus einem analogen Signal eine Folge von Abtastwerten erzeugt.

Nach dem Abtasttheorem von SHANNON (KOTELNIKOV) ist ein kontinuierliches, auf die Bandbreite  $B=f_{\max}$  begrenztes Signal  $x(t)$  durch eine Folge diskreter Abtastwerte  $x\{nT_a\}$  eindeutig bestimmt, wenn gilt:

$$f_a = \frac{1}{T_a} \geq 2f_{\max} \quad f_a - \text{Abtastfrequenz} \quad (1)$$

Bei der Abtastung wird das Eingangssignal in ein zeitdiskretes, wertekontinuierliches Signal umgewandelt (PAM - *pulse amplitude modulation*), aus dem das abgetastete Signal nur dann eindeutig rekonstruiert werden kann, wenn die Abtastung der Bedingung (1) genügt.

Wird die Forderung des SHANNON-Theorems nicht eingehalten, tritt ein Effekt auf, der als *aliasing* bezeichnet wird: Die Rückwandlung des zeitanalogen Ursprungssignals aus dem zeitdiskreten Signal ist mehrdeutig. Deshalb wird das abzutastende Signal durch ein sogenanntes Anti-Aliasingfilter entsprechend der verwendeten Abtastfrequenz bandbegrenzt, um die Bedingungen des Abtasttheorems zu garantieren.

Als vereinfachendes mathematisches Modell zur Beschreibung der Abtastung wird eine *Dirac*-Impulsfolge  $s_T(t)$  benutzt:

$$s_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_a) \quad (2)$$

Diese Impulsfolge wird während der Abtastung mit den abgetasteten Werten des zeitkontinuierlichen Signals  $x(t)$  gewichtet. Gleichung (3) kann auch als Modulation des zeitkontinuierlichen Signals durch eine *Dirac*-Impulsfolge interpretiert werden: Die Zeitfunktion des PAM-Signals ergibt sich aus dem Produkt des Eingangssignals (abzutastendes Signal) mit der Abtastfunktion (Folge von *Dirac*-Impulsen).

$$s_{PAM} = x(t) \cdot s_T(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_a) \quad (3)$$

Nach Fouriertransformation erhält man das Spektrum dieses Signals:

$$S(\omega) = \frac{1}{T_a} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega - n\omega_a) \quad (4)$$

$X(\omega)$  ist die Fouriertransformierte des Eingangssignals. Das Spektrum des PAM-Signals ist unendlich, die Spektralanteile des bandbegrenzten Eingangssignals ( $|\omega| \leq \omega_g = 2\pi f_g$ ) treten als oberes und unteres Seitenband um den Nullpunkt auf und wiederholen sich im Abstand  $\omega_a = 2\pi f_a$ . Bei einer Verletzung des Abtasttheorems überlappen sich die Spektralanteile des PAM-Signals (siehe Bild 2).

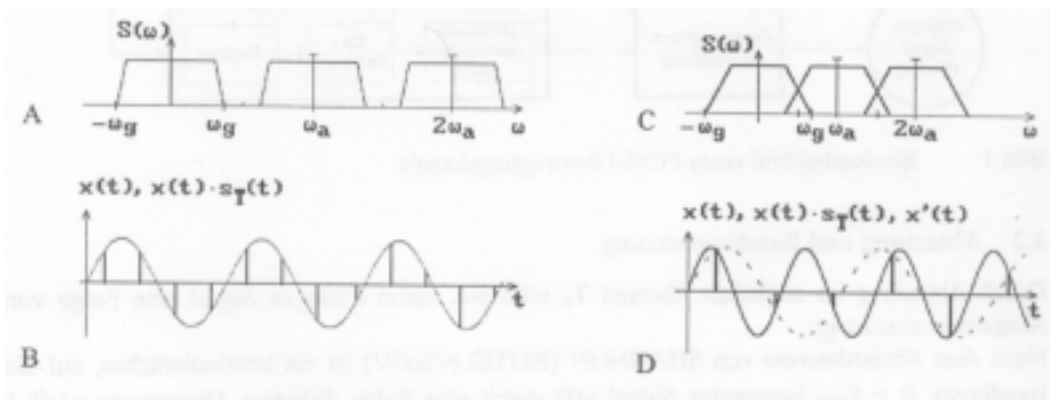


Bild 2: A – Frequenzspektrum bei Einhaltung des Abtasttheorems  
 B – Zeitfunktion bei Einhaltung des Abtasttheorems  
 C – Frequenzspektrum bei Verletzung des Abtasttheorems  
 D – Zeitfunktion bei Verletzung des Abtasttheorems

Der reale Abtastimpuls (Rechteckimpuls), der in einem technischen System zur Signalabtastung verwendet wird, kann in ausreichend guter Näherung als *Dirac*-Impuls betrachtet werden, wenn seine Impulsbreite eine Größenordnung kleiner ist als sein Impulsfolgeabstand.

### 3.3 Quantisierung

#### 3.3.1 Lineare Quantisierung

Bei der Quantisierung wird der Wertebereich des Signals in diskrete Intervalle eingeteilt. Damit wird jedem Abtastwert  $x(t_n)$  eines bestimmten Quantisierungsintervalls  $[x_{q_{i-1}}, x_{q_i}]$  genau ein Signalwert  $x_{q_{ai}}$  zugeordnet.

Die Auswahl dieses repräsentativen Wertes  $x_{q_{ai}}$  ( $x_{q_{i-1}} \leq x_{q_{ai}} \leq x_{q_i}$ ), richtet sich nach der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Werte von  $x(t_n)$  innerhalb des jeweiligen Intervalls  $i$ . Im Allgemeinen wird von einer Gleichverteilung ausgegangen, so daß  $x_{q_{ai}}$  gleich dem arithmetische Mittel aus den Intervallgrenzen gesetzt wird.

Die Prämisse der Gleichverteilung der Signalwerte innerhalb eines Quantisierungsintervalls kann für beliebige Signalverläufe durch die Festlegung ausreichend kleiner Intervalle meist hinreichend gut erfüllt werden.

Die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangssignal des Quantisierers definiert den Quantisierungsfehler  $e_Q$  und den Begrenzungsfehler  $e_B$ . Der Quantisierungsfehler entsteht durch die Zuordnung aller Abtastwertes eines Intervalls zu ein und demselben Signalwert. Der Begrenzungsfehler resultiert daraus, daß der Quantisierer Eingangssignale, die den Aussteuerbereich ( $-S, +S$ ) seiner Kennlinie überschreiten, auf  $-S$  bzw.  $+S$  begrenzt.

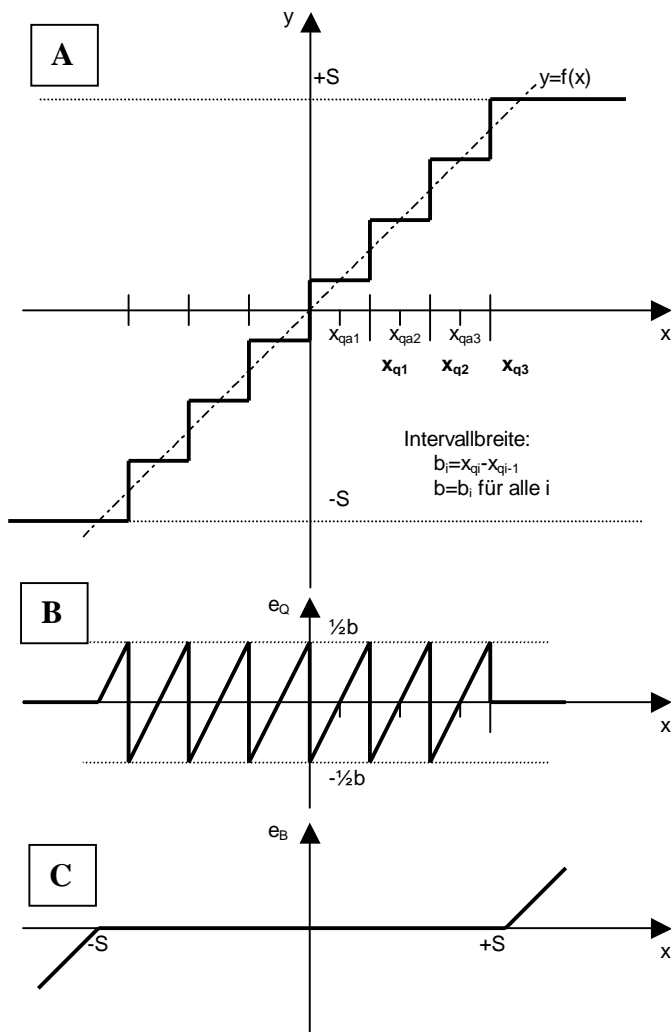


Bild 3:  
 A – quantisiertes Signal  $y$  als Funktion des analogen Signals  $x$   
 B – Quantisierungsabweichung  $e_Q$  in Abhängigkeit von  $x$   
 C – Begrenzungsfehler  $e_B$  in Abhängigkeit von  $x$

Diese Fehler führen bei der empfängerseitigen Demodulation des PAM-Signals dazu, daß das analoge Quellensignal nicht originalgetreu reproduziert werden kann (nichtlineare Verzerrungen). Bei der Übertragung von akustischen Signalen sind diese Fehler nach der Schallwandlung im Empfänger als Rauschen wahrnehmbar. Diese nichtlineare Verzerrung des Originalsignals wird durch ihre Leistung (Quantisierungsverzerrungsleistung, QD-Leistung) charakterisiert und ist von den Parametern des Quantisierers (Intervallgröße, Abbildungsfunktion) und von der Signalstatistik abhängig.

Die Verzerrungsleistung  $P_{Qi}$  des  $i$ -ten Intervalls mit den Intervallgrenzen  $x_{qi-1}$  und  $x_{qi}$  ergibt sich aus dem Integral über die Abweichung der Signalwerte des analogen Signals vom diskreten, repräsentativen Signalwert des Intervalls. Das Eingangssignal kann durch eine Zufallsfunktion beschrieben werden. Die mittlere Leistung der Quantisierungsverzerrung des  $i$ -ten Intervalls ist somit:

$$P_{Qi} = \int_{x_{qi-1}}^{x_{qi}} (x - x_{qi})^2 \cdot p(x) dx \tag{5}$$

$p(x)$  ist die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitudenverteilung der Abtastproben und beschreibt, welcher Anteil der Abtastwerte in das  $i$ -te Intervall fällt. Die Verzerrungsleistung des gesamten Signals läßt sich aus der Summe aller  $P_{Qi}$  berechnen ( $q$  – Anzahl der Quantisierungsintervalle):

$$P_Q = \sum_{i=1}^q \int_{x_{q_{i-1}}}^{x_{q_i}} (x - x_{q_{ai}})^2 \cdot p(x) dx \quad (6)$$

Unter Berücksichtigung der oben beschriebenen Annahme der Gleichverteilung der Abtastwerte im Intervall ergibt sich für die Wahrscheinlichkeitsverteilung (mit  $x_{q_{ai}}$  als Mittelwert des Intervalls):

$$p(x) dx = p(x_{q_{ai}}) \cdot (x_{q_i} - x_{q_{i-1}}) = p(x_{q_{ai}}) \cdot \Delta x_i \quad (7)$$

Bei der linearen Quantisierung sind alle Quantisierungsintervalle gleich groß, so dass man  $\Delta x = \Delta x_i$  und  $P_{a_i} = P(x_{q_{ai}}) \cdot \Delta x_i$  setzen kann. Die Leistung der Verzerrung, die durch Quantisierung verursacht wird, berechnet sich dann gemäß Gleichung (8).

$$P_Q = \frac{1}{12} (\Delta x)^2 \sum_{i=1}^q P_{a_i} = \frac{1}{12} (\Delta x)^2 \quad (8)$$

Unter der Annahme, daß die Werte des Eingangssignals im gesamten Aussteuerbereich gleichverteilt sind, erhält man die Ausgangsleistung des PAM-Demodulators als Mittelwert über den gesamten Dynamikbereich:

$$P_y = \frac{1}{12} (q^2 - 1) (\Delta x)^2 \quad (9)$$

Der Störabstand des Empfängers ist als Verhältnis zwischen Ausgangsleistung und Verzerrungsleistung definiert:

$$r = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_y}{P_q} \right) \quad \text{in dB} \quad (10)$$

Über den gesamten Dynamikbereich ergibt sich bei der linearen Quantisierung der mittlere Störabstand:

$$r = 10 \cdot \lg(q^2 - 1) \approx 20 \cdot \lg q \quad (11)$$

Gleichung (11) macht den Zusammenhang zwischen Störabstand und Größe der Quantisierungsintervalle deutlich: Durch Vergrößerung der Anzahl der Quantisierungsintervalle bei gegebener Dynamik kann der Störabstand verbessert werden (ca. 6dB pro Bit). Da bei der linearen Quantisierung die QD-Leistung unabhängig von der Signalleistung ist, wird der Störabstand mit Steigerung der Signalleistung größer (Gleichung (10), Bild 4).

Für PCM definiert man den Klirrfaktor gemäß Gleichung (12). Er dient zum Qualitätsvergleich verschiedener PCM-Systeme und muss anders interpretiert werden als der Klirrfaktor analoger Signale, der sich üblicherweise auf den Oberwellengehalt des Signals bezieht und nicht durch den Leistungsquotienten über das gesamte, kontinuierliche Frequenzspektrum charakterisiert wird.

$$k = \sqrt{\frac{P_Q}{P_y}} \quad (12)$$

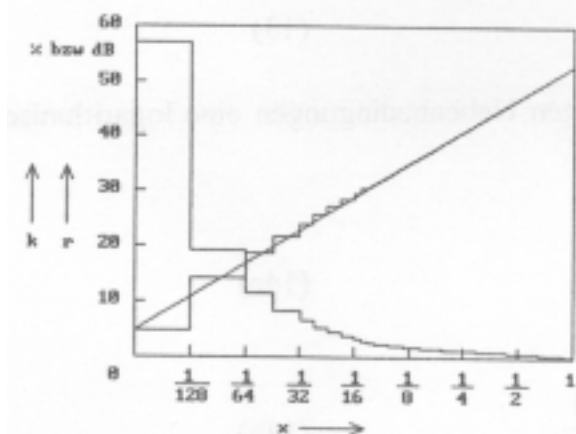


Bild 4: Störabstand  $r$  und Klirrfaktor  $k$  (in %) als Funktion des normierten Sendesignals  $x$  bei linearer Quantisierung /1/

Das geringste Quantisierungsgeräusch ergibt sich bei der linearen Quantisierung genau dann, wenn die Amplituden des abzutastenden Signals über den gesamten Dynamikbereich gleichverteilt sind. Für diese Signalstatistik ist die lineare Quantisierungskennlinie optimal. In der Praxis treten jedoch häufig Signale mit anderen Amplitudenverteilungen auf.

### 3.3.2 Quantisierung mit Kompondierung

Wandelt man Sprache in ein elektrisches Signal, dann sind die Amplituden des analogen elektrischen Signals  $x(t)$  nicht gleichverteilt und die Verteilung der Signalwerte lässt sich in guter Näherung durch eine Exponentialverteilung beschreiben (Bild 5).

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\left(\frac{\sqrt{2}x}{\sigma}\right)}$$

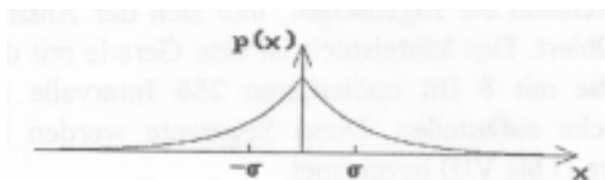


Bild 5: Amplitudenverteilung eines Sprachsignals

Aus Effizienz- und Kostengründen versucht man in kommerziellen Systemen, die Anzahl der Quantisierungsstufen zu minimieren, weil dadurch die Wortbreite des PCM-Signals (binär kodierter quantisierter Abtastwert) verringert werden kann. Bei einem typischen Sprachsignal wäre es jedoch ausreichend, nur diejenigen Intervalle kleiner zu wählen, die zur Quantisierung des wertekontinuierlichen Sprachsignals häufig benutzt werden, um die Verzerrungsleistung und somit das Quantisierungsgeräusch zu verringern. Diese ungleiche Einteilung der Intervalle wird bei der nichtlinearen Quantisierung angewandt. Die Kompondierung des Eingangssignals entspricht einer Wahrscheinlichkeitsdichtetransformation mit dem Ziel, für das quantisierte Abtastsignal (PCM-Signal) eine Gleichverteilung der diskreten Signalwerte über alle Quantisierungsintervalle zu erhalten. Dadurch kann mit einer kleineren Anzahl an Quantisierungsstufen eine festgelegte QD-Leistung erreicht werden.

Eine gute Anpassung an das allgemeine Sprachsignal ist genau dann erreicht, wenn die Kompondierungskennlinie einen annähernd konstanten Quantisierungsfehler erzeugt. Durch

diese Minimierung des Verzerrungsrauschens des regenerierten Sprachsignals wird eine gute Wiedererkennbarkeit und Verständlichkeit der übertragenen Sprache erreicht.

$$r = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_y}{P_q} \right) = \textit{konstant} \tag{13}$$

Als Komprimierungsfunktion ergibt sich unter einigen Nebenbedingungen eine logarithmische Funktion, die als CCITT–A–Kennlinie bekannt ist /1/.

$$y = \frac{1 + \ln(A \cdot x)}{1 + \ln A} \quad \text{für } \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \tag{14a}$$

$$y = \frac{A \cdot x}{1 + \ln A} \quad \text{für } -\frac{1}{A} \leq x \leq \frac{1}{A} \tag{14b}$$

$$y = -\frac{1 + \ln(A \cdot |x|)}{1 + \ln A} \quad \text{für } -1 \leq x \leq -\frac{1}{A} \tag{14c}$$

Durch die CCITT–Richtlinie wird  $A = 87,56$  festgelegt. Für die Approximation der A-Kennlinie durch eine Gerade für kleine Werte des abzutastenden Signals  $x(t)$  ergibt sich:

$$y = 16 \cdot x \tag{15}$$

Das heißt, die Komprimierungskennlinie hebt die kleinen Eingangssignale im Verhältnis zur linearen Quantisierung um den Kompressionsfaktor  $K = 16$  an.

Die A-Kennlinie ist eine stetige Kennlinie, deren technische Realisierung in analogen Komprimierern und Expandern aufwendig und teuer ist. In der Praxis wird sie deshalb durch eine nichtstetige Kennlinie aus 13 Geradensegmenten approximiert.

Die A-Kennlinie hat in den logarithmischen Bereichen die Eigenschaft, daß sich der Anstieg der Kennlinie mit Verdoppelung der  $x$ -Werte halbiert. Das Mittelstück ist eine Gerade mit der Steigung  $K = 16$ . Das wird ausgenutzt, um die mit 8 Bit codierbaren 256 Intervalle im Aussteuerbereich  $-S$  bis  $+S$  in 13 Geradenstücke aufzuteilen. Diese Segmente werden im 1. Quadranten der Kennlinie mit römischen Ziffern (I bis VII) bezeichnet.

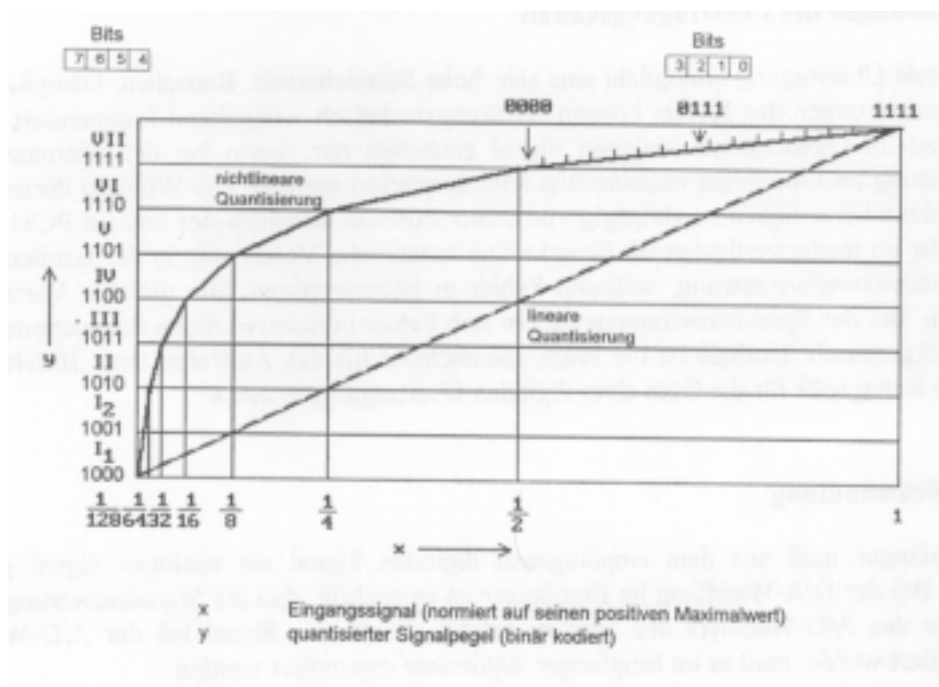


Bild 6: Nichtlineare 13-Segment-Kennlinie des Kompondierers /1/

Das I. Segment läuft von  $x = -1/64$  bis  $x = 1/64$  durch den Nullpunkt mit der Steigung  $K = 16$ . Die Steigung der anderen Segmente beträgt:

$$m_n = 2^{5-n} \quad n = I \dots VII \quad (16)$$

Für jede Polarität ergeben sich 8 Segmente (wobei die unteren  $I_1$  und  $I_2$  zu einem Segment I zusammengefasst sind) die mit 3 Bit eindeutig binär numeriert werden können. Ein weiteres Bit wird zur Bestimmung der Polarität genutzt, so daß 4 Bit zur linearen Unterteilung der Segmente verbleiben.

Damit setzt sich das Kodewort folgendermaßen zusammen:

Bit 7	v	Vorzeichenbit
Bit 6 bis 4	a, b, c	Kennzeichnung der 8 Segmente $I_1, I_2, II, \dots, VII$
Bit 3 bis 0	w, x, y, z	Kennzeichnung der 16 Intervalle je Segment.

Die Quantisierungsverzerrungsleistung der nichtlinearen Wandlerkennlinie kann analog zur linearen Quantisierungskennlinie berechnet werden. Bei der Benutzung von Gl. (5) ist zu beachten, daß die Intervallgröße von der Größe des Abtastwertes abhängt. Die gesamte QD-Leistung ist die Summe der Anteile aller Intervalle, die vom Signal überstrichen werden. Bei der Berechnung der QD-Leistung für ein Signal, dessen Amplitudenwerte nicht gleichverteilt sind, muß die entsprechende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion verwendet werden.

### 3.4 Störungen des Übertragungskanals

Die digitale Übertragung ermöglicht eine sehr hohe Störsicherheit. Rauschen, Dämpfungs- und Phasenverzerrungen des Kanals können schaltungstechnisch weitgehend kompensiert werden. Störungen im regenerierten analogen Signal entstehen nur, wenn bei der alternativen 0/1-Entscheidung im Empfänger einzelne Bits fehlinterpretiert werden. Die Wirkung dieses Fehlers auf das dekodierte Signal ist abhängig von seiner Position innerhalb des binären PCM-Wortes. Ein Fehler im niederwertigsten Bit bewirkt eine zusätzliche Verzerrung in der Größenordnung der Quantisierungsverzerrung, während Fehler in höherwertigen Bits größere Verzerrungen bewirken. Bei der Sprachübertragung äußern sich Fehler in höherwertigen Bitpositionen häufig als Knackgeräusch. Deshalb ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Bitfehlers eine wichtige Kenngröße für die Güte eines digitalen Übertragungssystems.

### 3.5 Rückwandlung

Im Empfänger muss aus dem empfangenen digitalen Signal ein analoges Signal generiert werden. Bei der D/A-Wandlung im Empfänger ist es wichtig, daß die Signalumsetzung mit der Kennlinie des A/D-Wandlers des Senders erfolgt. Wenn das Signal bei der A/D-Wandlung komprimiert wurde, muß es im Empfänger äquivalent expandiert werden.

Das Ergebnis der D/A-Wandlung ist ein PAM-Signal. Dieses wertediskrete Signal entsteht durch Abbildung der übertragenen, binär kodierten Abtastwerten auf Spannungswerte entsprechend der Kennlinie. Da die Abtastwerte nur Stützpunkte zur Rekonstruktion des Ursprungsignals im zeitlichen Abstand  $T_a$  sind, werden die Spannungswerte jeweils bis zur Wandlung des nächsten binären Wortes festgehalten. Dadurch ergibt sich ein stufenförmiges (zeitkontinuierliches, wertediskretes) Signal.

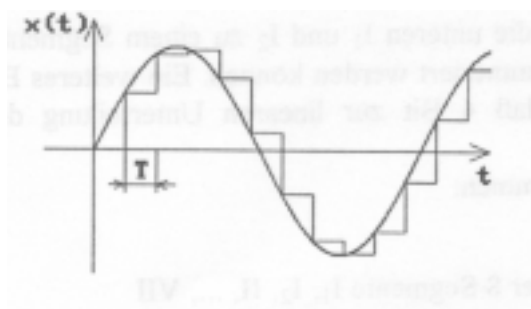


Bild 7: Ausgangssignal der Halteschaltung im Vergleich zum ideal rückgewonnenen Signal

Das Frequenzspektrum des PAM-Signals enthält neben der gewünschten Niederfrequenz noch Spektralanteile, die um die Abtastfrequenz und deren Vielfache entstehen. Das Äquivalent zu den senkrechten Stufen des PAM-Signals im Zeitbereich ist die Wichtung der Spektralanteile des transformierten PAM-Signals im Bildbereich.

$$S(\omega) = \frac{1}{T_a} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega \cdot \tau_i}{2}\right) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega - n\omega_A) \quad (17)$$

$\tau_i$  ist die Breite einer Stufe und entspricht der zeitlichen Periode der Abtastung im A/D-Wandler. Mit einem Tiefpaß läßt sich das niederfrequente Nutzsignal herausfiltern. Wegen der endlichen Flankensteilheit des realen Tiefpasses bleiben jedoch Verzerrungen erhalten, die aber durch geeignete Dimensionierung der Filter minimiert werden können.

## 4 Versuchsbeschreibung

Bild 8 zeigt das Blockschaltbild des Praktikumgerätes. Es enthält zwei alternative Übertragungsstrecken: Eine analoge Übertragungsstrecke (Zweidrahtleitung) und eine digitale Übertragungsstrecke mit wahlweise linearer oder nichtlinearer Quantisierungskennlinie (Schalter S4 und S6).

Das Eingangssignal wird über Schalter S1 selektiert und gelangt über einen Amplitudenbegrenzer an die Eingangsfilterbaugruppe. Mit den Schaltern S2 und S3 können die beiden Grenzfrequenzen des Bandpasses gewählt werden, um Experimente zur Untersuchung des Abtasttheorems zu ermöglichen. Die Abtastfrequenz des A/D-Wandlers wird mit Schalter S5 eingestellt.

Das analoge Signal, das im Empfänger aus dem digital übertragenen PCM-Signal generiert wird, kann über Lautsprecher oder Telefonhörer wiedergegeben werden (Schalter S8). Die Parameter des Tiefpasses zur Signalarückgewinnung im Empfänger sind mit Schalter S7 einstellbar.

Im Übertragungskanal zwischen senderseitigem A/D- und empfängerseitigem D/A-Wandler können Übertragungsfehler stimuliert werden. Die Parameter der Störungen sind mit den Schaltern S9, S10, S11 und S12 konfigurierbar.

An mehreren Messpunkten (MP) kann das eingespeiste Signal verfolgt werden:

- MP1: amplitudenbegrenztetes Eingangssignal
- MP2: bandbegrenztetes Eingangssignal
- MP3: rückgewandeltes, stufenförmiges PAM-Signal
- MP4: analoges Nutzsignal nach erfolgter PCM-Übertragung.
- MP5: PCM-Wort (binär kodiert, 8 bit)
  - die Wertigkeit der Bit steigt von unten nach oben
  - Kodierungsvorschrift bei linearer Quantisierung:
    - 00000000B → -5 V
    - 10000000B → 0 V
    - 11111111B → +5 V
  - Kodierungsvorschrift bei nichtlinearer Quantisierung: Kodierung entsprechend der 13-Segmentkennlinie (vgl. 3.3.2)
    - 01111111B → -2,5 V
    - 10000000B → 0 V
    - 11111111B → +2,5 V

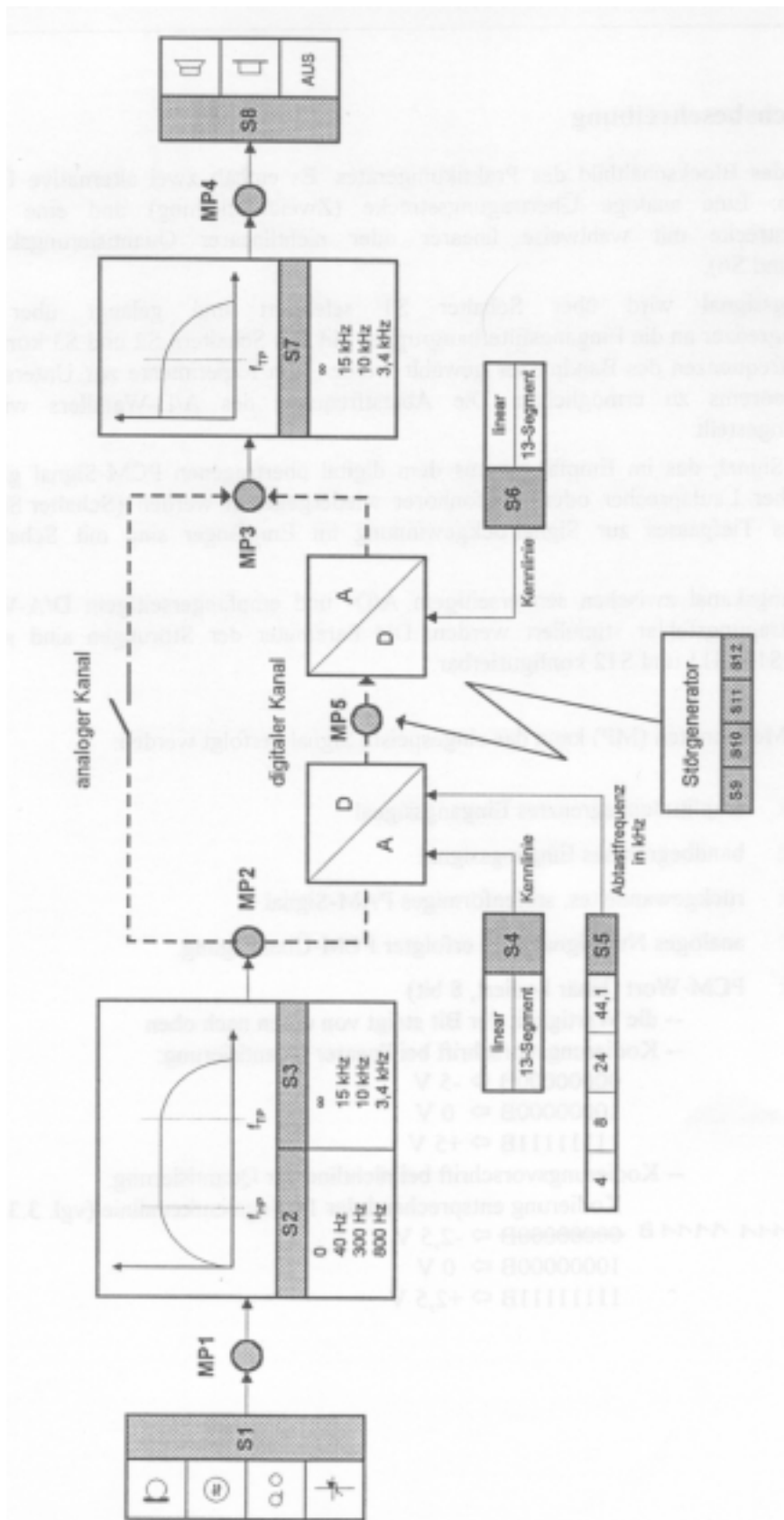


Bild 8: Blockschaubild des Praktikumsgerätes

## 5 Vorbereitungsaufgaben

1. Berechnen Sie die Fourierreihe für eine periodische Rechteckimpulsfolge!
2. Führen Sie eine Grenzwertbetrachtung für diese Reihe durch, um das Spektrum einer *Dirac*-Impulsfolge zu bestimmen!
3. Welches Auswirkung hat die Produktbildung zweier periodischer Zeitfunktionen auf das Spektrum?
4. Wie sieht das Spektrum aus, wenn eine periodische Zeitfunktion mit der *Dirac*-Impulsfolge multipliziert (moduliert) wird?
5. Stellen Sie das Spektrum nach Gl. (4) graphisch dar!
6. Welche Auswirkungen hat eine Verletzung des Abtasttheorems auf das Spektrum?
7. Welche Frequenzen treten nach dem Demodulator auf, wenn ein Signal, das bei der additiven Überlagerung von Sinus-Signalen mit den Frequenzen 1 kHz, 2 kHz, 2.5 kHz, 3 kHz und 4.5 kHz entsteht, und 4 kHz abgetastet wird?
8. Welche Aufgabe hat die Sample & Hold-Schaltung bei der A/D-Wandlung?
11. Leiten Sie die Gleichung für die Quantisierungsverzerrungsleistung eines gleichverteilten Signals bei linearer Quantisierung Gl. (8) aus (6) und (7) her! Wie ändert sich die Berechnung für ein nicht gleichverteiltes Signal? Wie kann man auf ähnliche Weise die Quantisierungsverzerrungsleistung für eine nichtlineare Kennlinie berechnen?
12. Welchen Einfluß haben Frequenz- und Dynamikumfang des Eingangssignals auf die Dimensionierung eines PCM-Übertragungssystems?
13. Wie wirkt sich der Kompromiß zwischen Quantisierungsfehler und Begrenzungsfehler bei Signalen mit großer Dynamik aus? Wie kann man mit Hilfe der Signalstatistik die Wandlerkennlinie so dimensionieren, daß die gesamte Verzerrung klein wird?
14. Wie groß ist der mittlere Rauschabstand des PCM-Signals, wenn der Dynamikumfang bei einer linearen 8-Bit-Quantisierung  $\pm 2$  V beträgt und ein im Bereich von -250 mV bis 250 mV gleichverteiltes Signal übertragen wird? Welcher Wert ergibt sich bei 10 Bit?
17. Welche Auswirkung haben Fehler des Vorzeichenbits?
18. Wie lang muß das Kodewort bei einer linearen A/D-Wandlung sein, um die von der CCITT für die Sprachübertragung geforderten 65 dB Rauschabstand zu erreichen?
19. Stellen Sie den Kode für folgende Werte dar, der sich bei der 13 Segment-Kennlinie bei einem Dynamikbereich von  $\pm 2.5$  V ergibt: 0 V, 1 V, 2.5 V, -2.5V, 3 V, -0.35 V!
20. Stellen Sie Gleichung (17) graphisch dar! Welchen Einfluß hat die Impulsbreite auf das Frequenzspektrum?
21. Welche Bedeutung hat der Tiefpaß nach der D/A-Wandlung?
22. Welche Vorteile bietet die digitale Signalübertragung und -verarbeitung gegenüber der Analogtechnik?

## 6 Praktikumsaufgaben

*(Eine detaillierte Aufgabenbeschreibung wird zum Versuchstermin ausgehändigt. Die hier dargestellte Aufgabenstellung dient zur groben Orientierung.)*

### 1. Grundprinzip der PCM-Übertragung

- Verfolgen des Signalverlaufs eines eingespeisten Sinussignals
- Zuordnen der Signale zu den einzelnen Bearbeitungsstufen
- Realisierung einer Sprachverbindung über Codecs
- Einspeisen von Sprach- oder Musiksignalen und Beurteilung der Übertragungsqualität

### 2. Abtasttheorem

- Einspeisen von Sinus-Signalen mit verschiedenen Frequenzen bei verschiedenen Abtastraten
- Erklären der auftretenden Aliasing-Effekte
- Wirkung des Eingangstiefpasses

### 3. Kennlinien der A/D-Wandler

- Aufnehmen der Kennlinien der A/D-Wandler
- Vergleich einiger Parameter

### 4. Relativer und absoluter Quantisierungsfehler

- Aufnehmen der Kennlinien für den absoluten und den relativen Quantisierungsfehler
- Vergleich beider Kennlinien (linear/nichtlinear) untereinander und mit den errechneten Werten
- Bestimmen des Störabstandes durch eine Klirrfaktormessung
- Qualitativer Vergleich der Übertragungsqualität für Signale mit kleiner Amplitude

### 5. Auswirkung von Bitfehlern

- qualitative Beurteilung der Übertragungsqualität beim Auftreten von Bitfehlern
- Diskussion der Auswirkungen der Bitfehlerhäufigkeit und der Position des fehlerhaften Bits

## Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

$B$	Bandbreite des Signals
$e_B$	Begrenzungsfehler
$e_Q$	Quantisierungsfehler
$S(\omega)$	Fouriertransformierte einer Zeitfunktion
$f_{\max}$	max. im Spektrum des Signal enthaltene Frequenz
$f_a$	Abtastfrequenz
$s_{\text{PAM}}(t)$	Zeitfunktion des PAM-Signals
$S_T(t)$	Zeitfunktion des Abtastsignals
$k$	Klirrfaktor
$p(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Amplitudenverteilg. des Eingangssignals
$P_Q$	mittlere Quantisierungsverzerrungsleistung des gesamten Signals
$P_{qi}$	mittlere Quantisierungsverzerrungsleistung des $i$ -ten Intervalls
$P_y$	mittlere Leistung des Ausgangssignals
$q$	Anzahl der Quantisierungsintervalle
$r$	Störabstand
$\pm S$	Aussteuerbereich des A/D-Wandlers
$T_a$	Periode des Abtastsignals
$X(t)$	Fouriertransformierte des Eingangssignals
$x(t)$	Zeitfunktion des Eingangssignals
$x_{qi}$	obere Grenze des $i$ -ten Quantisierungsintervalls
$X_{qai}$	repräsentativer Wert des $i$ -ten Quantisierungsintervalls
$\Delta x_i$	Größe des $i$ -en Quantisierungsintervalls
$\delta(t)$	Dirac-Impuls
$\omega_a$	Kreisfrequenz des Abtastsignals
$\tau_i$	Impulsbreite eines Rechtecksignals

## Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

A/D	analog-digital
CCITT	Comité Consultatif International Telegraphique et Telephonique (Internationaler Beratender Ausschuß für Telegrafie und Telefonie)
D/A	digital-analog
PAM	Pulsamplitudenmodulation
PCM	Pulskodemodulation
QD	Quantisierungsverzerrung (quantisation distortion)
TP	Tiefpaß

## Literaturverzeichnis

- /1/ Lochmann, D. Digitale Nachrichtentechnik 1. Verlag Technik, Berlin 1990
- /2/ Fritzsche, G. Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Verlag Technik, 4.. Aufl., Berlin 1987
- /3/ Richter, W. Grundlagen der elektrischen Meßtechnik. Verlag Technik, 2.bearb. Aufl., Berlin 1988
- /4/ Pfeifer, H. Elektronikpraktikum. BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, 3.Aufl., Leipzig 1990
- /5/ -- . Digitale Nachrichtenübertragung; Teil 1: Basisinformation. Siemens, VCR 1989
- /6/ Lehnert, Ralf. Vorlesung Telekommunikation; TU Dresden, Fakultät ET+IT, Institut für Nachrichtentechnik.