

# PCM für Fernsprechen

## KURZFASSUNG

24 Seiten

## INHALT

<b>1</b>	<b>Übersicht.....</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Prinzip der Pulsmodulation .....</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Analog / digital - Wandlung .....</b>	<b>3</b>
3.1	Begrenzen des Sprachbandes und Abtasten.....	4
3.2	Quantisieren und Codieren .....	7
<b>4.</b>	<b>Digital / Analog-Wandlung.....</b>	<b>18</b>
4.1	Abtast-Halte-Schaltung .....	19
<b>5.</b>	<b>Zeitmultiplextechnik .....</b>	<b>20</b>
<b>6</b>	<b>Kontrollfragen .....</b>	<b>22</b>
<b>7</b>	<b>Bilder und Tabellen.....</b>	<b>23</b>
<b>8</b>	<b>Abkürzungen .....</b>	<b>24</b>
<b>9</b>	<b>Literatur .....</b>	<b>24</b>

## 1 Übersicht

Die Puls-Code-Modulation bildet die Grundlage der digitalen Multiplex- und Vermittlungstechnik. Sie ist ein digitales Modulationsverfahren im Basisband bei dem eine Ausweitung des Nachrichtensignals auf ein breiteres Frequenzband erfolgt, wodurch der Einfluss von Störsignalen aber auch von linearen und nichtlinearen Verzerrungen am Übertragungsweg weitgehend eliminiert werden kann.

Das Prinzip aller PCM-Verfahren beruht auf der Umwandlung des analogen zeit- und wertkontinuierlichen Quellsignals in ein zeit- und wertdiskretes Signal, gefolgt durch eine entsprechende Kodierung durch den Sender so wie Rückwandlung in ein zeit- und wertkontinuierliches Empfangssignal durch den Empfänger.

Ohne Zweifel weist das zweiwertige oder binär codierte Signal die geringste Störanfälligkeit auf. Es lässt sich zudem im Verlauf der Übertragung auf einfache Weise wiederholt regenerieren, und damit weitgehend von anhaftenden Störungen befreien.

Die direkte Codierung der Abtastwerte führt zu der Pulsmodulation (PCM), während eine Bezugnahme auf vorangehende Signalwerte den Verfahren der Deltamodulation (DM) und Differenz-Pulsmodulation (DPCM) zugrunde liegt.

Das Verfahren der Pulsmodulation (PCM) wurde bereits im Jahre 1938 von A. H. REEVES erfunden. Die technischen Möglichkeiten für eine praktische Realisierung dieser Erfindung lagen zu dieser Zeit jedoch noch nicht vor, so dass es zwei Jahrzehnte dauerte, bis mit Transistoren die ersten Systeme zur Sprachsignalübertragung entwickelt werden konnten.

Beim Puls-Code-Modulationsverfahren erfolgt die Wandlung der analogen Eingangssignale in mehreren Stufen. Zunächst wird das Eingangssignal in regelmäßigen, hinreichend kleinen zeitlichen Abständen abgetastet. Die abgetasteten Sprachproben werden dann mit Hilfe eines Codierers in ein binäres Codewort umgewandelt. Im Prinzip wird hierbei jede Abtastprobe gemessen und der ermittelte Augenblickswert der Amplitude in digitaler Form durch ein binäres Wort von acht Bit Breite dargestellt. Nachrichtentechnisch wird dem Signal innerhalb eines festgelegten Intervalls ein bestimmter Wert eines begrenzten Alphabets zugewiesen. Innerhalb des Intervalls zweier Abtastungen können die Codewörter mehrerer anderer Nachrichtenwege auf einer Leitung zeitlich nacheinander übertragen werden. Beim Empfänger wird aus dem übertragenen digitalen Codewort eines Kanals wieder ein analoger Spannungswert, der dem gemessenen Spannungswert des Senders entspricht. Durch einen Tiefpass wird daraus schließlich wieder die ursprüngliche analoge Signalspannung.

### Schlüsselwörter

zeitdiskret, Abtasttheorem, Aliasfrequenz, wertdiskret, quantisieren, Quantisierungsfehler, Kompandierungskennlinie, codieren/decodieren,

## 2 Prinzip der Pulsmodulation

Das Prinzip aller PCM-Verfahren beruht auf der Umwandlung des analogen zeit- und wertkontinuierlichen Quellsignals in ein zeit- und wertdiskretes Signal, gefolgt durch eine entsprechende Kodierung durch den Sender so wie Rückwandlung in ein zeit- und wertkontinuierliches Empfangssignal durch den Empfänger.

(1) Für den Einsatz des PCM-Verfahrens in der Telefonie wurden folgende Richtlinien festgelegt:

- gute Sprachverständlichkeit (Silben und Sätze) durch
  - Übertragung analoger Frequenzen von 300 bis 3400 Hz
    - Abtastfrequenz  $f_A$  : 8000 Hz
  - gute Dynamik durch 256 wertdiskrete Bereiche (Quantisierungsintervalle)
    - Bits je Codewort: 8
- Ergebnis: alle 125µs 8 Bit (= 8000 mal je Sekunde) ergibt einen Sprachkanal von  $8 \times 8000 = 64\text{ kbit/s}$
- rauschfreie Übertragung – logarithmische Kompander-Kennlinie
- sparsamer Einsatz von Hardware Ressourcen (Codec, Multiplexer)

(2) Die Anwendung der Pulsmodulation erfolgt in den meisten Fällen in Verbindung mit dem Zeitmultiplexverfahren. Zur Erläuterung des Prinzips der Pulsmodulation dient zunächst jedoch ein „Ein-Kanal-PCM-Übertragungssystem“, dessen Blockdiagramm im nachfolgenden Bild dargestellt ist.

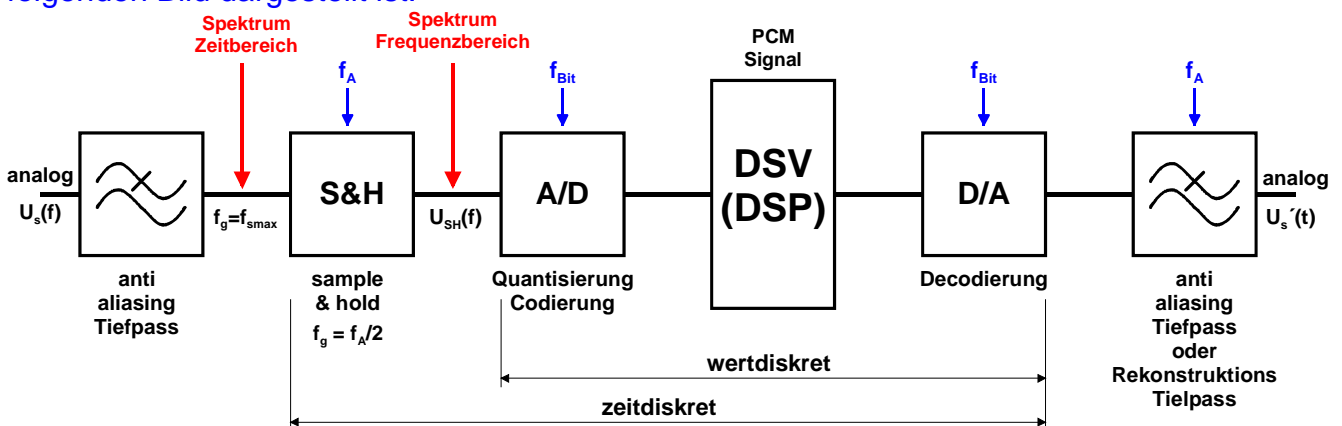


Bild 1 Blockdiagramm eines „Ein-Kanal-PCM-Übertragungssystems“

Prinzipiell können folgende Schritte unterschieden werden:

- Analog / Digital-Wandlung
  - Begrenzen des Sprachbandes
  - Abtasten des Fernsprechsignals (PAM-Signal) und Begrenzen der Amplitude
  - Zuweisen eines Quantisierungsintervalls mit anschließendem Kodieren
- Übertragen des digitalen Signals über einen physikalischen Leiter
- Digital / Analog-Wandlung
  - Rückwandeln des digitalen Signal in ein zeitdiskretes Analogsignal
  - Rückwandeln des zeitdiskreten Analogsignal in ein zeitkontinuierliches

## 3 Analog / digital - Wandlung

- (3) Begrenzen des Sprachbandes
- Abtasten des Fernsprechsignals (PAM-Signal)

- Begrenzen der Amplitude
- Zuweisen eines Quantisierungsintervalls
- Kodieren

### 3.1 Begrenzen des Sprachbandes und Abtasten

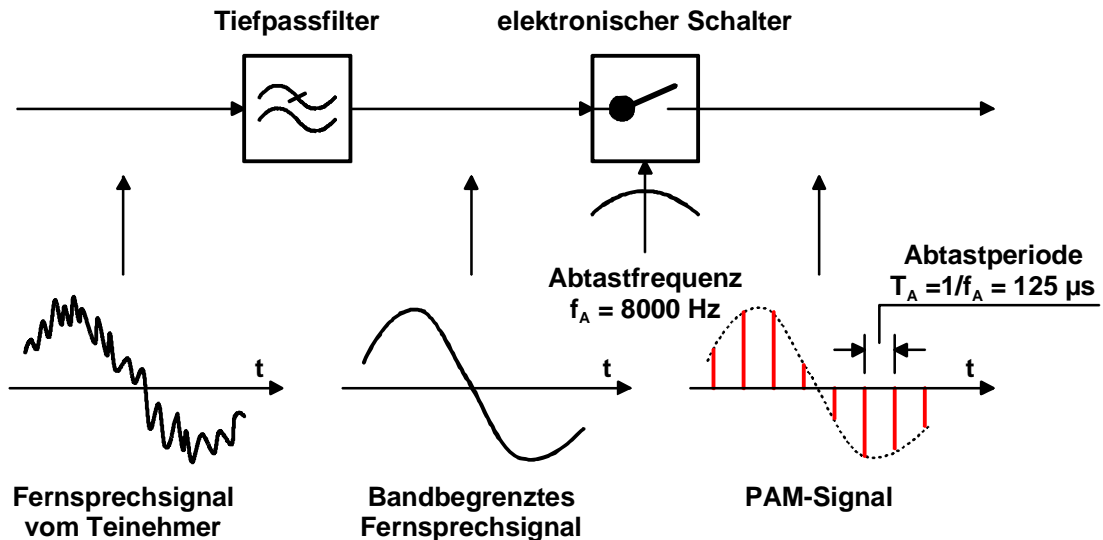
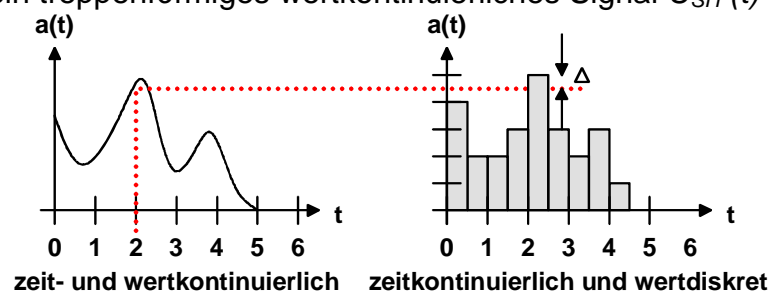
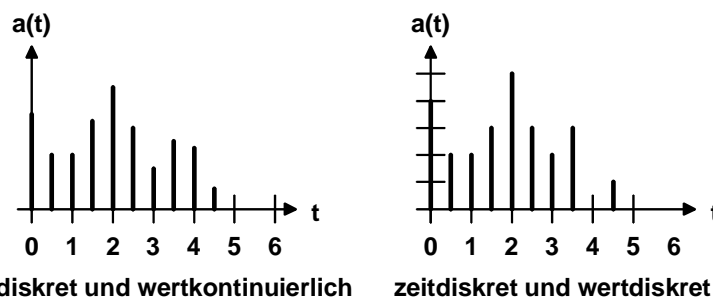


Bild 2 Erzeugen eines PAM-Signals

Der analoge Schallwandler - Mikrofon - liefert ein wert- und zeitkontinuierliches analoges Quellsignal von einigen mW Leistung. Das zu übertragende Quellsignal  $U_s(f)$  wird, nach Bandbegrenzung durch einen Tiefpass mit der Grenzfrequenz  $f_g = f_{smax}$ , durch den Trägerpuls, d.h. durch schmale Impulse mit der Folgefrequenz  $f_A$ , abgetastet. Wegen der endlichen Arbeitsgeschwindigkeit des nachfolgenden Kodierers ist ein Festhalten des Abtastwertes bis zum Eintreffen der nächsten Probe zweckmäßig. Dies geschieht im Zusammenhang mit der Signalabtastung durch eine Halteschaltung, so dass am Ausgang des Abtast-Halte-Gliedes (Sample and Hold) ein treppenförmiges wertkontinuierliches Signal  $U_{SH}(t)$  vorliegt.



zeit- und wertkontinuierlich    zeitkontinuierlich und wertdiskret



zeitdiskret und wertkontinuierlich    zeitdiskret und wertdiskret  
Bild 3 Erzeugen zeit- und wertkontinuierlicher Signale

(4) Das analoge Signal stellt die Nachricht dar und ist sowohl zeitmäßig als auch spannungsmäßig ununterbrochen, also kontinuierlich vorhanden. Man spricht daher von einem zeit- und wertkontinuierlichen Signal. Um daraus ein digitales Signal bilden zu können muss dieses zeit- und wertkontinuierliche Signal in ein zeit- und wertdiskretes (digitales) Signal umgewandelt werden, d.h. in ein Signal welches nur mehr zu bestimmten Zeiten mit bestimmten Werten vorhanden ist.

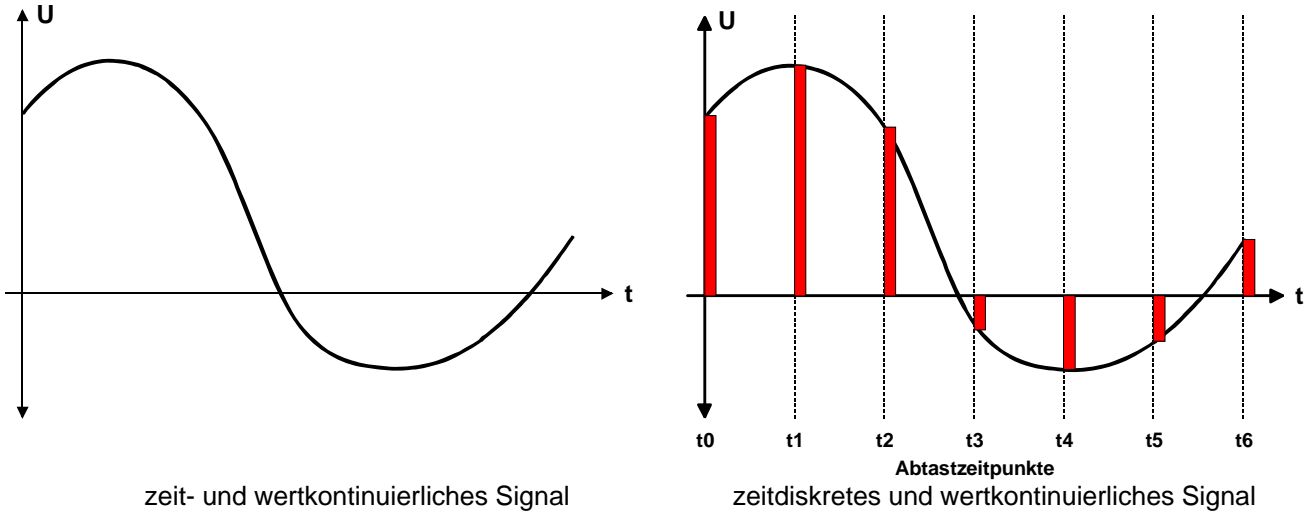


Bild 4 Umwandlung eines zeitkontinuierlichen Signals in ein zeitdiskretes

Dies entspricht einem Messvorgang, wofür dem Signal Proben entnommen werden, die nach einer Werteskala zu messen sind. Dabei muss das Signal genügend oft gemessen werden, um den wahren Verlauf des Signals hinreichend genau wiedergeben zu können.

(5) An Hand von Bild 5 kann optisch plausibel dargestellt werden, was bei unzureichender Probenentnahme geschieht. Hier werden 21 sinusförmige Schwingungen nur 20mal „abgetastet“. Das Auge verbindet die Abtastwerte wieder zu einer Sinusschwingung, deren Frequenz aber offenbar die Differenz zwischen der Abtastfrequenz und der Schwingungsfrequenz ist. Das Auge sieht hier eine sog. Aliasfrequenz. Die ursprüngliche Frequenz ist nicht mehr richtig wiedergegeben.

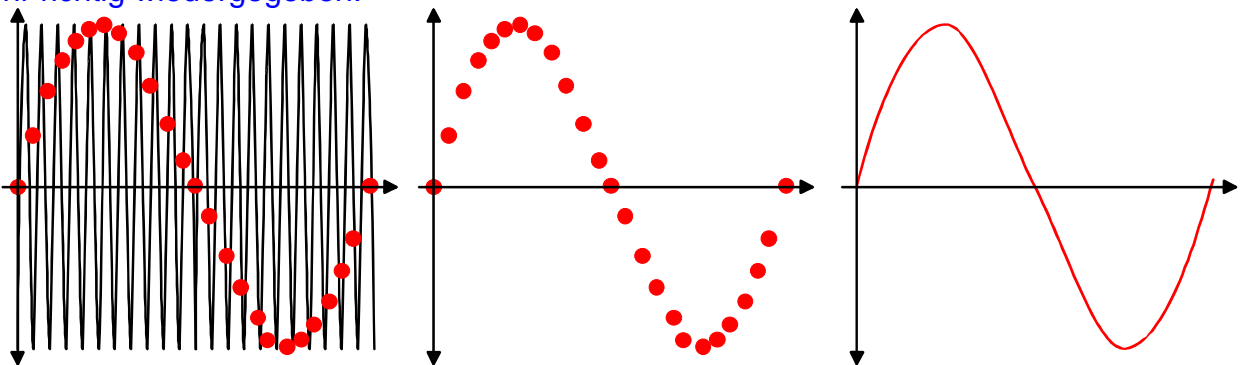


Bild 5 Unzureichende Abtastung führt zu einer Aliasfrequenz

**Abtasttheorem**

(6) C. SHANNON hat den Zusammenhang zwischen Signalfrequenz  $f_{max}$  und Abtastfrequenz  $f_A$  folgendermaßen definiert:  $f_A \geq 2 \cdot f_{max}$ .

Die höchste im Frequenzgemisch des bandbegrenzten Fernsprechsignals vorkommende Frequenz, das sind 3400 Hz, muss somit mehr als zweimal pro Schwingung abgetastet werden. Nach den Empfehlungen der ITU-T (Internationale Telegraphenunion – Abteilung Telekommunikation) werden Sprachsignale 8000mal pro Sekunde abgetastet. Der Vorgang des

Abtastens entspricht der Erzeugung periodischer Impulse. Dies wird auch als Pulsamplitudenmodulation (PAM) bezeichnet. Da periodische Impulse ein Frequenzspektrum -s.h. Fourier Transformation - aufweisen, in dem jedes Vielfache der Grundfrequenz (jede Harmonische) ad infinitum aufscheint, werden bei Amplitudenmodulation nicht nur die Modulationsprodukte in Form von Seitenbändern der Grundfrequenz, sondern auch aller Oberwellen des Pulsspektrums entstehen (siehe nachfolgendes **Bild 6**).

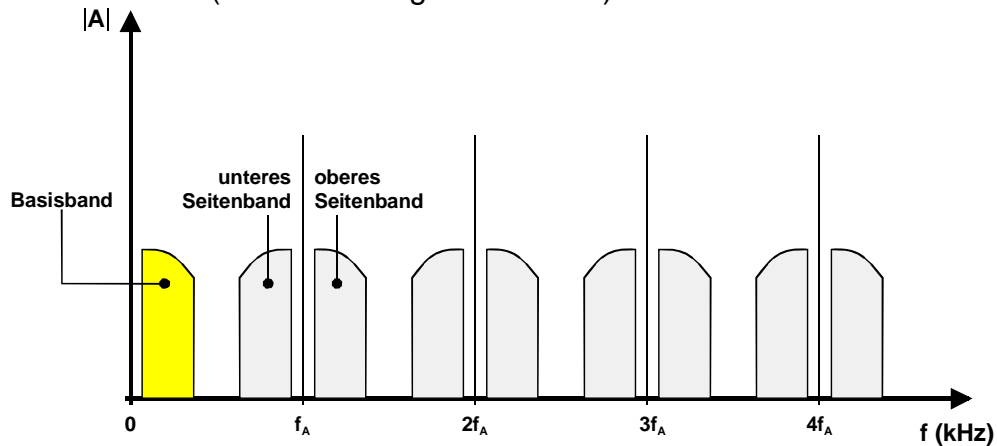


Bild 6 Modulationsprodukte einer Pulsamplitudenmodulation

Das obige Bild zeigt augenscheinlich die Richtigkeit des Shannonschen Abtasttheorems, da nur bei mehr als doppelter Abtastfrequenz gegenüber der maximalen Signalfrequenz ein Überlappen der Seitenbänder der Amplitudenmodulation verhindert wird. Weiters ist einzusehen, dass alle Frequenzen die über der halben Abtastfrequenz liegen wegzufiltern sind, da das Modulationssignal bandbegrenzt sein muss um Aliaseffekte zu unterbinden. Dafür werden steiflankige Tiefpässe, sog. Anti-Aliasfilter, eingesetzt.

### 3.2 Quantisieren und Codieren

Die Umwandlung des analogen Quellsignals in ein digitales Codesignal erfordert zunächst eine Begrenzung der Amplitude und die Unterteilung des gesamten Wertebereichs des Quellsignals in eine endliche Anzahl von Quantisierungsintervallen.

(7) Alle Abtastwerte, die innerhalb eines Quantisierungsintervalls liegen, werden dann einem Codewort zugeordnet. Der empfangsseitig nach Decodierung zurück gewonnene Signalwert ist gleich dem Mittelwert des betreffenden Quantisierungsintervalls. Er weist damit einen Amplitudenfehler, den sog. Quantisierungsfehler, auf, der von der Anzahl der Quantisierungsintervalle im Aussteuerbereich abhängt.

Der so bedingte Informationsverlust kann nur durch eine entsprechend hohe Anzahl von Quantisierungsintervallen gering gehalten werden. Diese aber werden bestimmt durch das Auflösungsvermögen des Codierers. Technisch wird die Quantisierung zwar stets in Verbindung mit der Codierung vorgenommen, von der Systematik her aber ist es zweckmäßig die Quantisierung getrennt vor der eigentlichen Codierung zu behandeln.

#### Quantisierung

Eine Unterteilung des gesamten Wertebereiches setzt voraus, dass dieser durch feste Grenzwerte bestimmt wird. Mit der Annahme einer um Null symmetrischen Verteilung der Signalwerte kann der Quantisierungsbereich durch eine maximale Signalamplitude mit  $2 \cdot u_{Smax}$  festgelegt werden.

Der durch  $2 \cdot u_{Smax}$  bestimmte Quantisierungsbereich wird nun in eine Anzahl von  $s$  gleichen Quantisierungsintervallen mit der Stufenhöhe  $\Delta u_s$  unterteilt, so dass gilt

$$s = \frac{2 \cdot \hat{u}_{Smax}}{\Delta u_s}$$

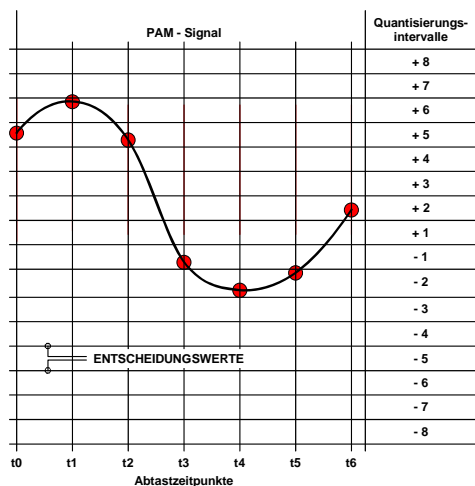


Bild 7 Quantisierung (zeit- und wertdiskret)

Das folgende Bild 8 (Teil a) zeigt dies an einem Beispiel mit  $s = 8$  gleich großen Quantisierungsintervallen. Die Zuordnung der Quantisierungsintervallnummer  $q$  kann symmetrisch oder durchlaufend, wie im Bild dargestellt erfolgen. Jedes dieser Intervalle wird durch ein Codewort ausgedrückt, das auf der Empfangsseite in einen Spannungswert umgesetzt wird, der dem Mittelwert des dazugehörigen Quantisierungsintervalls entspricht (folgendes Bild 8 Teil b). Der Zusammenhang zwischen dem so erhaltenen quantisierten Signal  $u_{S,q}$  und dem ursprünglichen Signal  $u_s$  wird durch diese Quantisierungskennlinie angegeben.

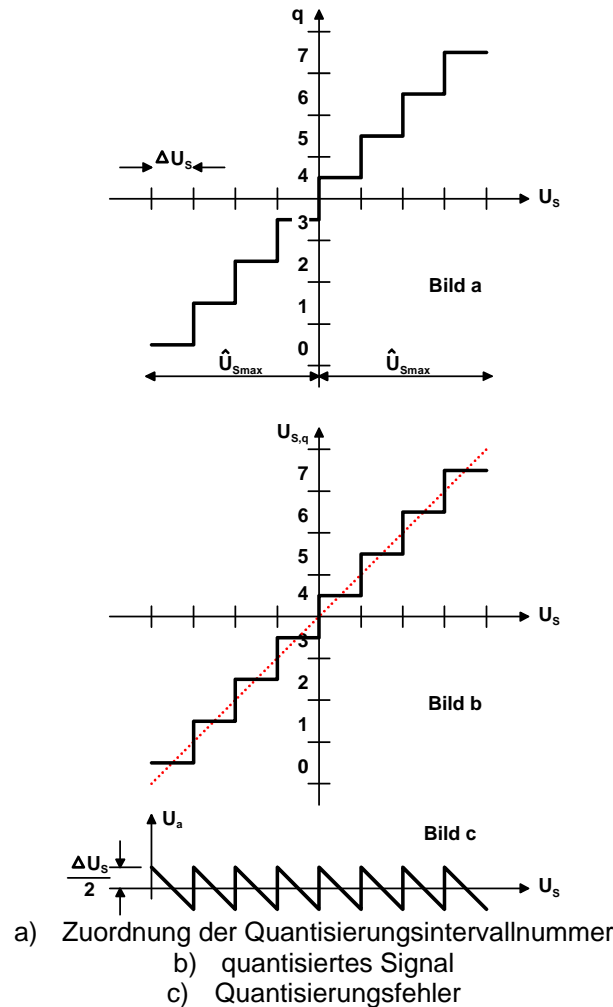


Bild 8 Lineare Quantisierung

Das quantisierte Signal  $u_{s,q}(t)$  unterscheidet sich vom ursprünglichen Signal  $u_s(t)$  durch den Quantisierungsfehler  $u_Q(t)$ . Es gilt

$$u_Q(t) = u_{s,q}(t) - u_s(t)$$

Die Quantisierungsfehlerspannung  $u_Q$  hat, bei einem sich von  $-u_{Smax}$ , bis  $+u_{Smax}$  gleichmäßig änderndem Signal, abhängig vom Momentanwert  $u_S$  einen sägezahnförmigen Verlauf mit der Amplitude  $\Delta u_S/2$ , entsprechend der maximalen Abweichung zwischen Signalwert  $u_S$  und dem dazugehörigen quantisierten Wert  $u_{s,q}$  (Bild 8 Teil c).

Der Quantisierungsfehler führt zu einer nichtlinearen Verzerrung des übertragenen Signals und wirkt sich ähnlich aus wie eine Klirrerzerrung, weshalb man auch, in Analogie zum Klirrergeräusch, vom Quantisierungsgeräusch spricht. Für eine wertmäßige Erfassung der Quantisierungsverzerrung bildet man das Verhältnis von der Leistung des zurückgewonnenen quantisierten Signals  $P_{s,q}$  zur Quantisierungsgeräuschleistung  $P_Q$ .

Die Quantisierungsgeräuschleistung  $P_Q$  ergibt sich aus der mittleren Leistung der Quantisierungsfehlerspannung  $u_Q(t)$ , die dadurch entsteht, dass der Quantisierungsbereich von  $-u_{Smax}$ , bis  $+u_{Smax}$  periodisch durchlaufen wird.

Unter der Annahme einer gleichmäßigen Verteilung der Signalwerte über den gesamten Quantisierungsbereich nimmt die Quantisierungsfehlerspannung einen mit dem Abtastintervall  $T = T_A$  periodischen Verlauf an mit der Funktion

$$u_Q(t) = \Delta u_S \cdot \frac{t}{T}$$



Die spektrale Verteilung des Quantisierungsgeräusches kann innerhalb des Sprachfrequenzbandes als konstant angenommen werden. Geht man davon aus, dass die Quantisierungsgeräuschleistung  $P_Q$  gleichmäßig auf den Frequenzbereich von Null bis  $f_A/2$  verteilt ist, so kann die auf das Signalband von Null bis  $f_{Smax}$  entfallende Geräuschleistung reduziert werden, wenn die Abtastfrequenz  $f_A$  gegenüber dem mindest notwendigen Wert von  $2 \cdot f_{Smax}$  erhöht wird. Man spricht in diesem Fall von „Überabtastung“, engl. Oversampling. Der Gewinn an Signal / Quantisierungsgeräuschabstand beträgt z.B. bei einer um den Faktor 2 erhöhten Abtastfrequenz  $10 \lg 2 = 3 \text{ dB}$ . Damit verbunden ist allerdings eine Erhöhung der Bitrate um den Faktor 2.

Verdoppelt man umgekehrt die Anzahl der Quantisierungsstufen, dann führt das zu einer Verbesserung des Signal / Quantisierungsgeräuschabstandes um 6 dB. Die Erhöhung der Anzahl  $N$  der Bits je Codewort um eins bedeutet aber nur eine um den Faktor  $(1 + 1/N)$  höhere Bitrate.

Das Verfahren der Überabtastung ist eigentlich unwirtschaftlich. Es wird jedoch im Zusammenhang mit digitaler Signalverarbeitung angewendet und erfordert keine steilflankigen Tiefpassfilter zur Signalarückgewinnung.

Die für übliche Qualitätsmaßstäbe notwendige Unterteilung des Aussteuerbereiches ist bei Sprachsignal- und bei Bildsignalübertragung mit  $s = 256$  Quantisierungsintervallen, entsprechend einer Codierung mit  $N = 8$  bit festgelegt. Bei hochwertiger Tonsignalübertragung liegen die Anforderungen höher. Die Codierung erfolgt in diesem Fall mit mindestens 12 bit, meistens sogar mit 14 bit je Abtastwert oder noch mehr.

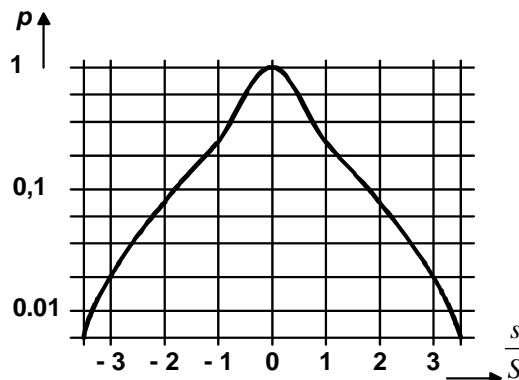


Bild 9 Wahrscheinlichkeitsverteilung der normierten Signalwerte bei einem Sprachsignal

Bei Sprach- und Musiksignalen trifft die bisher angenommene Gleichverteilung aller Signalwerte über den gesamten Quantisierungsbereich nicht zu. Geringe Amplituden treten wesentlich häufiger auf als Spitzenwerte, was der Wahrscheinlichkeitsverteilung der auf den Effektivwert normierten Amplituden eines Sprachsignals gemäß Bild 9 zu entnehmen ist. Mit einem Effektivwert des Sprachsignals, der gegenüber dem mit 1% Wahrscheinlichkeit erreichbaren Spitzenwert ( $s/S = 3,25$ ) um etwa 10 dB niedriger liegt, reduzieren sich auch die Werte des Signal / Quantisierungsgeräuschabstands um 10 dB. Darüber hinaus ist zu berücksichtigen, dass bei einem angenommenen Dynamikbereich des Sprachsignals von 40 dB auch bei der kleinsten Spannung mit  $u_{Smin} = 0,01 \cdot u_{Smax}$  die Störung durch die Quantisierungsverzerrung noch tragbar bleibt.

Eine „Störung“ im Sprachsignal ist gerade noch wahrnehmbar, wenn sie mit 5% des Signalwerts auftritt. Sie kann durch Spannungssprünge zwischen zwei aufeinander folgenden Werten des quantisierten Signals entstehen, die sich um den Betrag  $2 \cdot \Delta u_S/2 = \Delta u_S$  unterscheiden. Daraus ergibt sich die Forderung nach der maximal zulässigen Höhe des Quantisierungsintervalls mit

$$\Delta u_S = 0,05 \cdot 0,01 \cdot \hat{u}_{Smax} = \frac{1}{2000} \cdot \hat{u}_{Smax}$$

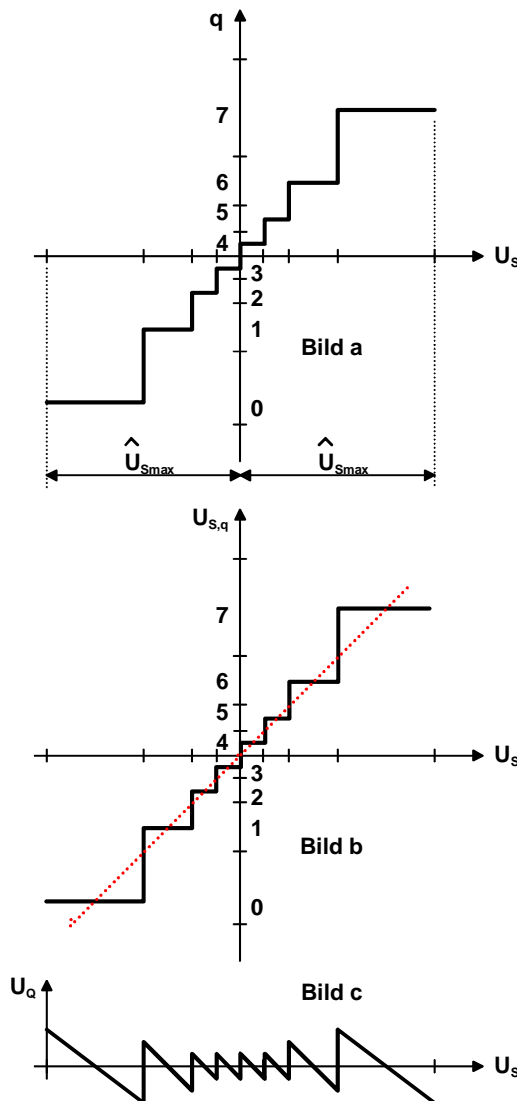
bzw. für die mindest notwendige Anzahl der Quantisierungsintervalle

$$s = \frac{2 \cdot \hat{u}_{s \max}}{\Delta u_s} = 4000$$

entsprechend einer Codierung mit 12 bit je Codewort.

Nun ist aber diese feine Unterteilung nicht über den gesamten Quantisierungsbereich notwendig, vielmehr kann die Stufenhöhe mit zunehmender Signalamplitude vergrößert werden. Man kommt so zu der nichtgleichmäßigen Quantisierung. Bild 11 zeigt diese am Beispiel von  $s = 8$  Quantisierungsintervallen, deren Höhe sich symmetrisch um die Nulllinie jeweils um den Faktor 2 vergrößert, mit Ausnahme der beiden inneren Quantisierungsstufen.

Das aus den Mittelwerten der Quantisierungsintervalle zurückgewonnene Signal  $u_{s,q}$  weist gegenüber dem ursprünglichen Signal  $u_s$  einen Quantisierungsfehler auf, der sich mit zunehmendem Signalwert vergrößert. Das Verhältnis von Signalamplitude  $u_{s,q}$  zu dem Maximalwert  $u_Q$  des Quantisierungsfehler bleibt jedoch in den einzelnen Quantisierungsintervallen, bis auf die beiden inneren, konstant.



- a) Zuordnung der Quantisierungsintervallnummer
- b) b) quantisiertes Signal
- c) c) Quantisierungsfehler

Bild 10 Nicht lineare Quantisierung

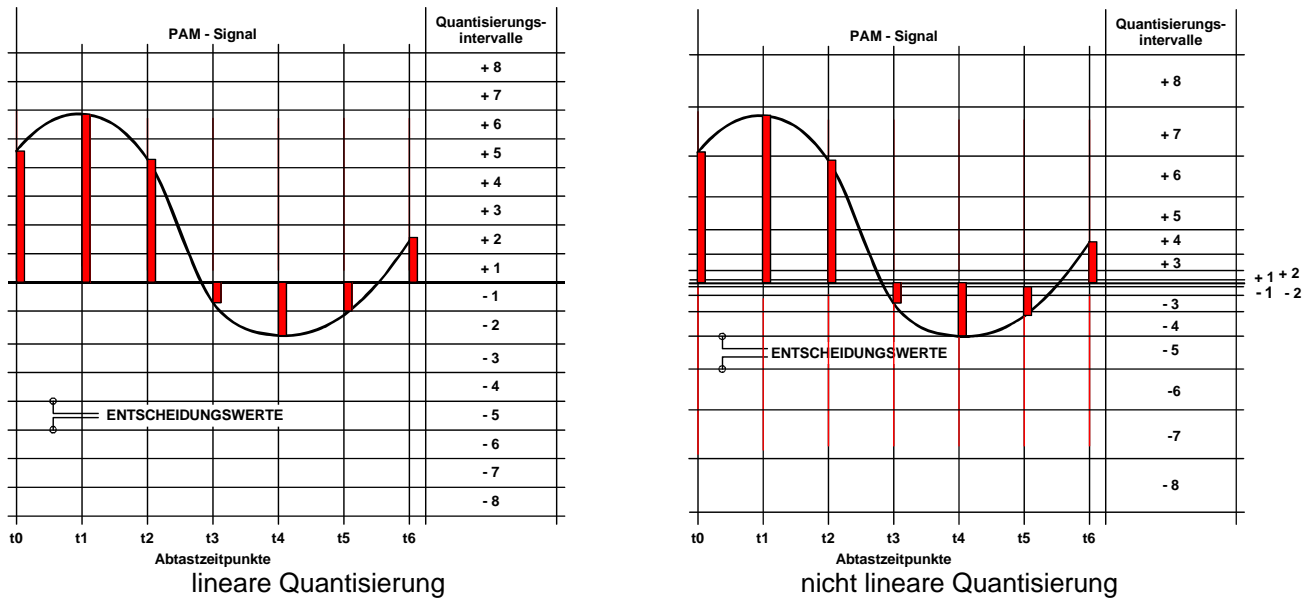


Bild 11 Gegenüberstellung von linearer und nicht linearer Quantisierung

**Kompandierung<sup>1</sup>**

(8) Die Forderung nach einem konstanten Signal / Quantisierungsgeräuschabstand über einen möglichst großen Pegelbereich kann durch eine „Kompandierung“ erfüllt werden. Dazu wird das zu übertragende Signal vor der Quantisierung durch eine Kompression mittels nicht-linearer Kennlinie so verändert, dass kleine Signalwerte angehoben und größere komprimiert werden. Diese nichtlineare Verzerrung des Signals wird auf der Empfangsseite durch eine Expandierung mit entsprechend inverser Kennlinie wieder ausgeglichen (Bild 12).

Für ein konstantes Verhältnis von Signalspannung zu Quantisierungsfehlerspannung und damit konstantem Signal / Quantisierungsgeräuschabstand leitet sich die von der Aussteuerung  $x = u_S / u_{Smax}$  abhängige Steigung der Kompressorkennlinie  $y=f(x)$  mit einer Konstante  $K$  wie folgt ab:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{x}$$

Durch Integration erhält man

$$y = \frac{1}{K} \cdot \int \frac{1}{x} \cdot dx = \frac{1}{K} \cdot \ln x + C$$

Die Kompressorkennlinie weist einen logarithmischen Verlauf auf und geht damit nicht durch den Nullpunkt, was bedeutet, dass sie für positive und negative Spannungen nicht symmetrisch liegt, weshalb noch einige Korrekturen vorzunehmen sind.

<sup>1</sup> Der Vorgang der Kompandierung führt so zu einer nichtgleichmäßigen Quantisierung. Der Begriff „Kompandierung“ setzt sich aus den Begriffen Kompression und Expandierung zusammen

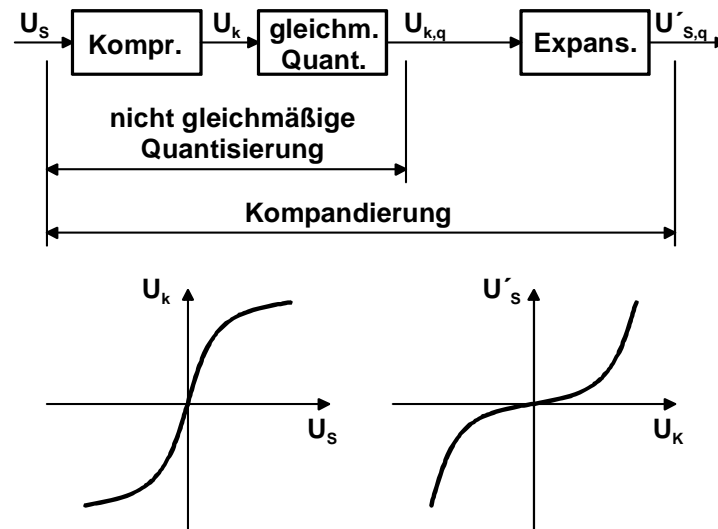


Bild 12 Prinzip der Kompanidierung

(9) Von ITU-T, wurden zwei Quantisierungsverfahren vorgeschlagen und zum internationalen Standard erklärt. Es sind dies die Kennlinien nach dem in Europa zur Anwendung kommenden A-Gesetz und dem in Nordamerika eingeführten  $\mu$ -Gesetz.

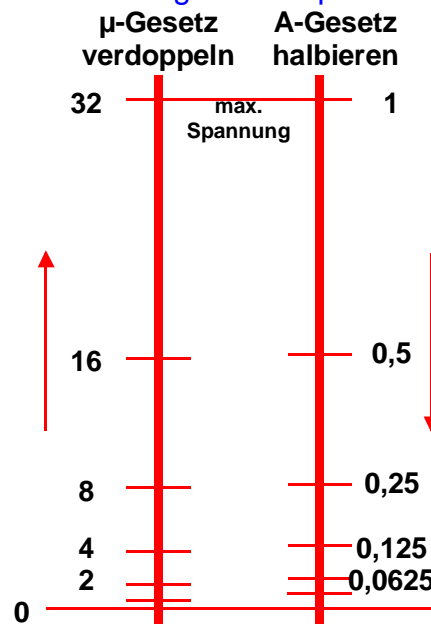


Bild 13 Kompanidierungs-Regeln für  $\mu$ -Gesetz und A-Gesetz

Nach dem A-Gesetz ist die logarithmische Funktion erst ab Werten von  $x \leq 1/A$  anwendbar, mit dem noch festzulegenden Wert A. Die Kompressorkennlinie wird in dem Bereich  $0 \leq x \leq 1/A$  durch eine durch den Nullpunkt verlaufende Gerade ersetzt, die bei  $x = 1/A$  in die Kennlinie nach Gl. (2.36) übergeht. Die Quantisierung ist damit bei kleinen Signalwerten linear, was aber praktisch nicht stört, da das Signal / Geräuschleistungsverhältnis nicht für beliebig kleine Spannungen konstant gehalten werden kann.

Bei der  $\mu$ -Charakteristik wird die Nullpunktsymmetrie durch ein Verschieben der logarithmischen Kompressorkennlinie in den Koordinatennullpunkt erreicht.

Man erhält damit folgende Gesetzmäßigkeiten:

**Kompressorkennlinie nach dem A-Gesetz**

$$y = (\text{sgn}(x)) \cdot \left( \frac{A \cdot |x|}{1 + \ln A} \right) \quad \text{für } 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A}$$

$$y = (\text{sgn}(x)) \cdot \left( \frac{1 + \ln A \cdot |x|}{1 + \ln A} \right) \quad \text{für } \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1$$

**Kompressorkennlinie nach dem  $\mu$ -Gesetz**

$$y = (\text{sgn}(x)) \cdot \left( \frac{\ln(1 + \mu \cdot |x|)}{\ln(1 + \mu)} \right) \quad \text{für alle Werte von } x$$

Dabei bedeuten  $x$  und  $y$  die normierten Amplituden der Eingangs- und Ausgangsspannung im Bereich von Null bis Eins.  $A$  und  $\mu$  sind Konstante.

Die Gesetzmäßigkeiten in dieser Form geben den kontinuierlichen Verlauf der Kompressorkennlinie wieder, mit der das Abtastsignal vor der gleichmäßigen Quantisierung und Codierung verzerrt wird. Nach der Decodierung müssen die zurück gewonnenen Abtastwerte einer inversen Verzerrung, der Expansion, unterzogen werden, um den linearen Zusammenhang zum Eingangssignal wieder herzustellen.

Das frühere nordamerikanische PCM-System (BELL T-1-System) arbeitete nach diesem Prinzip mit einem Wert von  $\mu = 100$ . Heutige Systeme basieren auf Werte von  $\mu = 255$  bzw. beim A-Gesetz nach ITU-T-Empfehlung von  $A = 87,6$ . Der Grund für die Anwendung solch unterschiedlicher Faktoren liegt in der erreichbaren Verbesserung des Signal / Quantisierungsgeräuschabstandes.

Die störungsmindernde Wirkung der Kompondierung lässt sich durch den Kompondergewinn  $g_K$  ausdrücken. Dieser beträgt bei einer Kompressorkennlinie nach dem A-Gesetz

$$g_K = 20 \lg \frac{A}{1 + \ln A} [dB]$$

wobei sich mit  $A = 87,6$  ein Kompondergewinn von  $g_K = 24$  dB ergibt. Der „Gewinn“ bezieht sich dabei entweder auf die Erweiterung des Aussteuerbereiches des Coders oder auf die Anhebung des Signal / Quantisierungsgeräuschabstandes an der unteren Grenze des Dynamikbereiches bei kleinen Signalpegeln.

Gegenüber der gleichmäßigen Quantisierung erhält man mit der nichtgleichmäßigen Quantisierung durch Kompondierung bei gleicher Stufenzahl einen konstanten Signal / Quantisierungsgeräuschabstand über einen relativ großen Pegelbereich des anliegenden Signals wie **Bild 15** zeigt. Der Abfall des Signal / Quantisierungsgeräuschabstandes nach höheren Pegeln hin ist durch die Überschreitung des Aussteuerbereiches und dadurch hervorgerufene Verzerrungen bedingt.

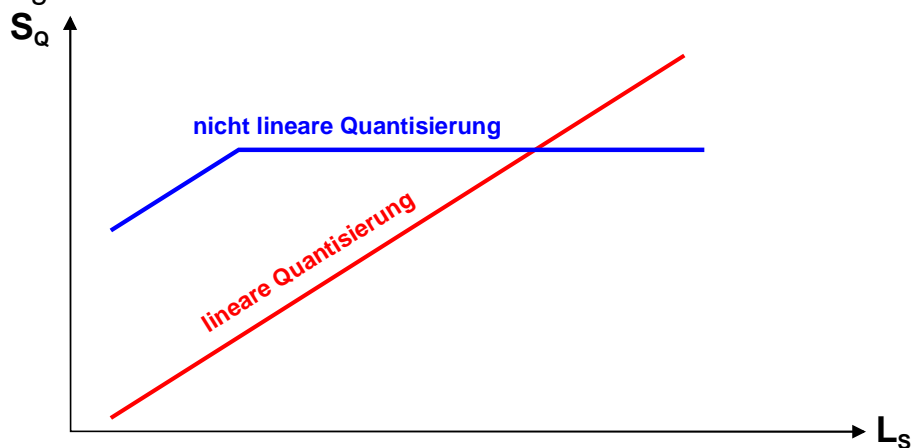


Bild 14 Signal / Quantisierungsgeräuschabstand bei gleichmäßiger und nicht gleichmäßiger Quantisierung in Abhängigkeit vom Signalpegel

Die 13-Segment-Kennlinie

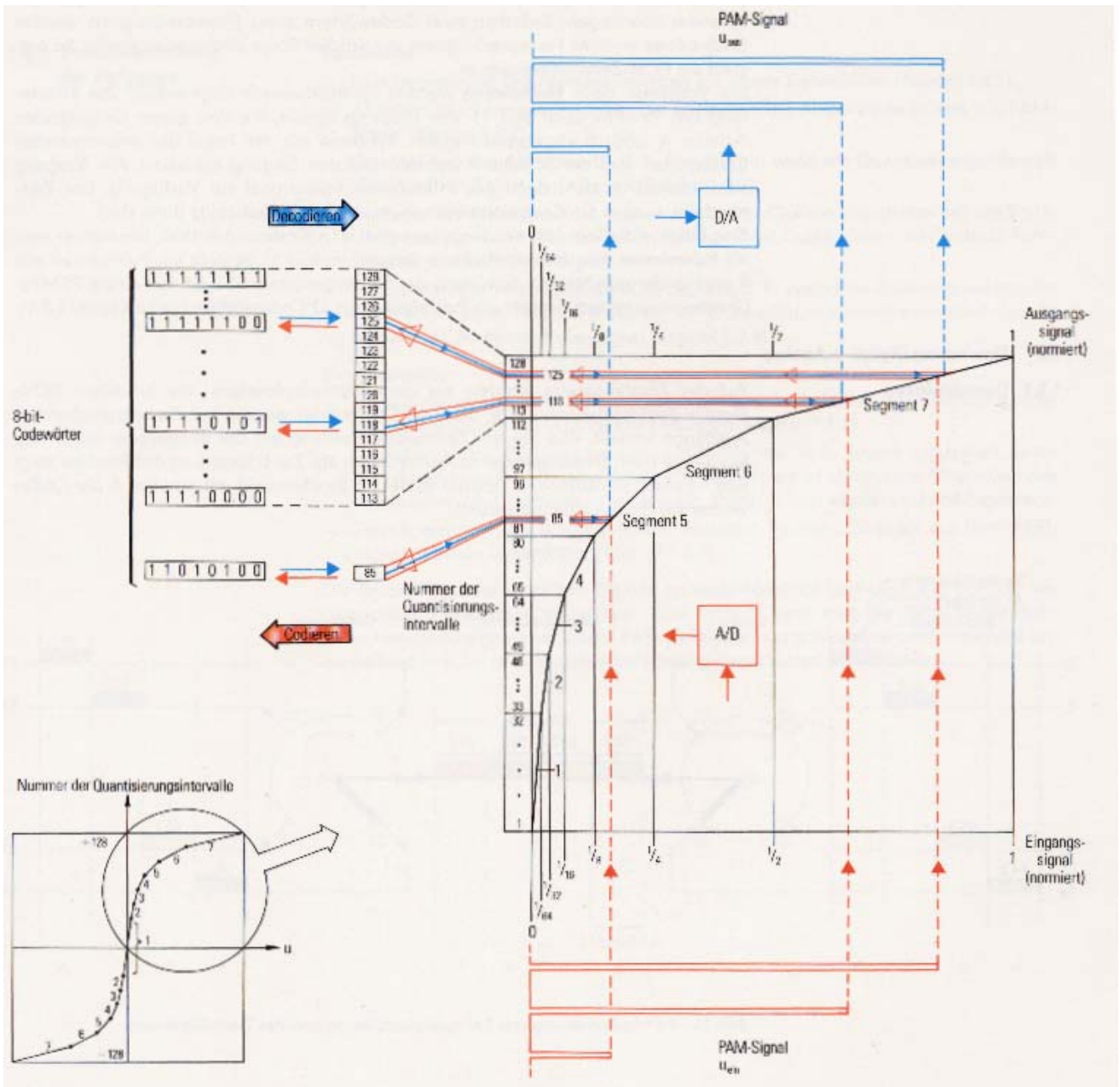


Bild 15 Die 13-Segment-Kennlinie

Die nichtgleichmäßige Quantisierung nach Bild 11 ist mit einer sich stetig verändernden Quantisierungsstufenhöhe verbunden. Im Hinblick auf die in direktem Zusammenhang mit der Codierung vorgenommene Quantisierung ist es zweckmäßig, die Quantisierungsstufenhöhe wenigstens innerhalb von Teilbereichen gleich groß zu machen. Man erreicht dies durch Annäherung der kontinuierlichen Kompressorkennlinie durch eine Knickkennlinie, die sich aus Geradenstücken zusammensetzt. Die A-Kennlinie wird so z.B. durch eine 13-Segment-Kennlinie ersetzt. Es handelt sich dabei um eine symmetrische Kennlinie mit je sechs Segmenten im positiven und im negativen Bereich und einem über den Nullpunkt durchgehenden gemeinsamen Segment, das im Bereich  $x \leq 1/64$  identisch ist mit dem Geradenstück der A-Kennlinie. Bild 15 zeigt den Verlauf der 13-Segment-Kompressorkennlinie. Die Knickpunkte erhält man jeweils durch Halbieren des Aussteuerbereiches. Die Steigungen von benachbarten Segmenten verhalten sich wie zwei zu eins, so dass bei gleicher Anzahl von Quantisierungsintervallen innerhalb eines Segments sich auch die Quantisierungsstufenhöhe um den Faktor zwei von Segment zu Segment ändert. Das innerste

Segment überstreicht im positiven und im negativen Bereich jeweils die doppelte Anzahl von Quantisierungsintervallen.

Die 13-Segment-Kennlinie wird bei der Sprachsignalübertragung angewendet. Es erfolgt hier eine Quantisierung in insgesamt  $s = 256$  Quantisierungsintervallen, entsprechend einer 8-bit-Codierung. Davon entfallen jeweils 16 Quantisierungsintervalle auf eines der zwölf äußeren Segmente und  $2 \cdot 32$  Quantisierungsintervalle auf das gemeinsame innerste Segment.

Gegenüber einer gleichmäßigen Quantisierung erhält man nun in den einzelnen Spannungsbereichen eine unterschiedliche Anzahl von Quantisierungsintervallen. Die Unterteilung im innersten Segment (0) ist dabei so, als wenn der gesamte Quantisierungsbereich in  $s = s_{max} = 4096$  Stufen aufgeteilt wäre. Im äußersten Segment hingegen entspricht die Unterteilung nur einer Anzahl von  $s = s_{min} = 64$  Stufen über den gesamten Quantisierungsbereich.

Über das Verhältnis der Stufenzahl  $s_{max}$  im innersten Segment zur Stufenzahl  $s$  im mittleren Segment, entsprechend der Stufenzahl bei gleichmäßiger Quantisierung, kann der Kompan-  
diergewinn angegeben werden zu

$$g_K = 20 \lg \frac{s_{max}}{s} [dB]$$

Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Stufenzahl wird als Kompressionsfaktor bezeichnet und im logarithmischen Maß als Kompression  $C$  definiert mit

$$C = 20 \lg \frac{s_{max}}{s_{min}} [dB]$$

Entsprechende Werte bei der Quantisierung mit 256 Stufen über die 13-Segment-Kennlinie sind

$$g_K = 20 \lg \frac{4096}{256} = 24 [dB] \quad \text{und} \quad C = 20 \lg \frac{4096}{64} = 36 [dB]$$

Nach dem von ITU-T in der Empfehlung G 712 vorgegebenen Toleranzschema liegt die Grenze für den Signal / Quantisierungsgeräuschabstand bei Sprachsignalübertragung im Signalpegelbereich von  $L_P = -6 \dots -27$  dBm0 bei  $S_Q = 34$  dB. Diese Forderungen setzen allerdings eine genaue Übereinstimmung von Kompressorkennlinie und dazu inverser Expanderkennlinie voraus.

Neben der eigentlichen Momentanwert-Kompan-  
dierung nach **Bild 12**, die heute nicht mehr verwendet wird, da Probleme bei der exakten Aufeinanderabstimmung von Kompressor- und Expanderkennlinie auftreten und der zuletzt beschriebenen nichtgleichmäßigen Quantisierung, gibt es noch die Möglichkeit über eine gleichmäßige Quantisierung und Codierung mit Codeumsetzung zu einer nichtgleichmäßigen Quantisierung zu gelangen (**Bild 16**).

**(10)** Bei Quantisierung durch Codeumsetzung wird zunächst mit hoher Stufenzahl der gesamte Quantisierungsbereich so codiert, dass alle Quantisierungsintervalle der kleinsten Stufe entsprechen, die bei nichtgleichmäßiger Quantisierung erreicht werden soll. Das erfordert einen mehrstelligeren Code als bei der nichtgleichmäßigen Quantisierung. Am Beispiel einer 8-bit-Codierung über die 13-Segment-Kennlinie werden für gleichmäßige Quantisierung mit dem kleinsten Quantisierungsintervall  $s_{max} = 4096$  Stufen)  $N_1 = 12$  bit benötigt. Der hochauflösende Code (Code 1) wird nun durch Zusammenfassen von Teilbereichen entsprechend der Quantisierung über die 13-Segment-Kennlinie in einen neuen Code (Code 2) geringerer Stellenzahl umgewandelt, z.B. hier in einen solchen mit  $N_2 = 8$  bit.

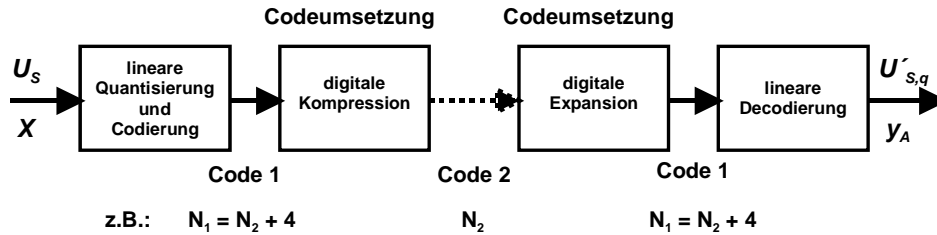


Bild 16 Erzeugung einer nichtgleichmäßigen Quantisierung durch Codeumsetzung

Die Nichtlinearität wird hier im Digitalbereich realisiert. Man erreicht damit sehr hohe Genauigkeit, aber auf Kosten eines aufwendigeren Coders und Codeumsetzers. Auf der Empfangsseite wird der niederwertige Code durch einen inversen Codeumsetzer in den höherwertigen Code umgesetzt. Mit einem gleichmäßigen Decoder werden Signalwerte zurück gewonnen, die den mittleren Werten der jeweils zusammengefassten Quantisierungsintervalle entsprechen. In Bild 17 ist dieser Vorgang vereinfacht an einer Umcodierung von einem 4wertigen auf einen 3wertigen Code und umgekehrt gezeigt.

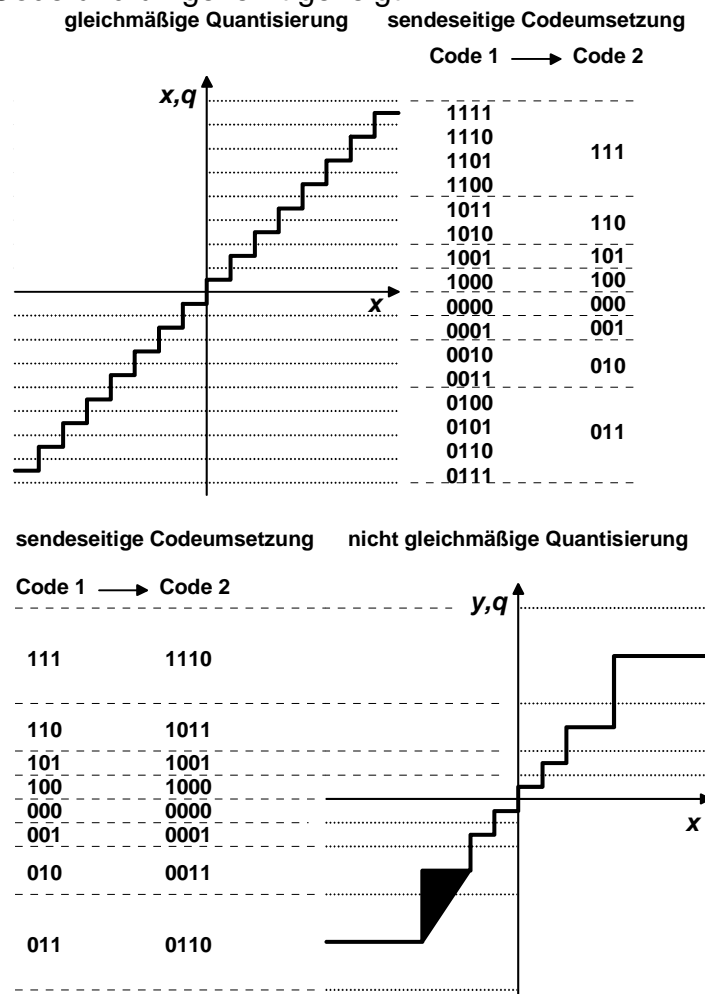


Bild 17 Nichtgleichmäßige Quantisierung durch Codeumsetzung am Beispiel von 4- bzw. 3-stelligen Codeworten

**Codieren**

Die für übliche Qualitätsmaßstäbe notwendige Unterteilung des Aussteuerbereiches wurde von ITU-T bei Sprachsignal- und bei Bildsignalübertragung mit  $s = 256$  Quantisierungsintervallen, entsprechend einer Codierung mit  $N = 8$  bit festgelegt.

Bei der Sprachsignalübertragung wird entweder die 13- oder 15-Segment-Kennlinie angewendet. Bei der 13-Segment-Kennlinie entfallen entsprechend der angewendeten 8-bit-



Codierung jeweils 16 Quantisierungsintervalle auf eines der zwölf äußeren Segmente und 2 •32 Quantisierungsintervalle auf das gemeinsame innerste Segment.

**CODEC**

Zur Signalumwandlung wurden sog. CODEC's (CODierer — DECODierer) entwickelt, welche die Umwandlung eines Sprachsignals vom A-TIn zum B-TIn<sup>2</sup> und umgekehrt erlauben. Im CODEC erfolgt die Umwandlung der im 8-kHz-Takt pulswise auf den Kondensator C1 geschalteten Pulsamplitudenproben PAM. Der Kondensator C1 hält diesen Spannungswert für eine Taktzeit (125 µs).

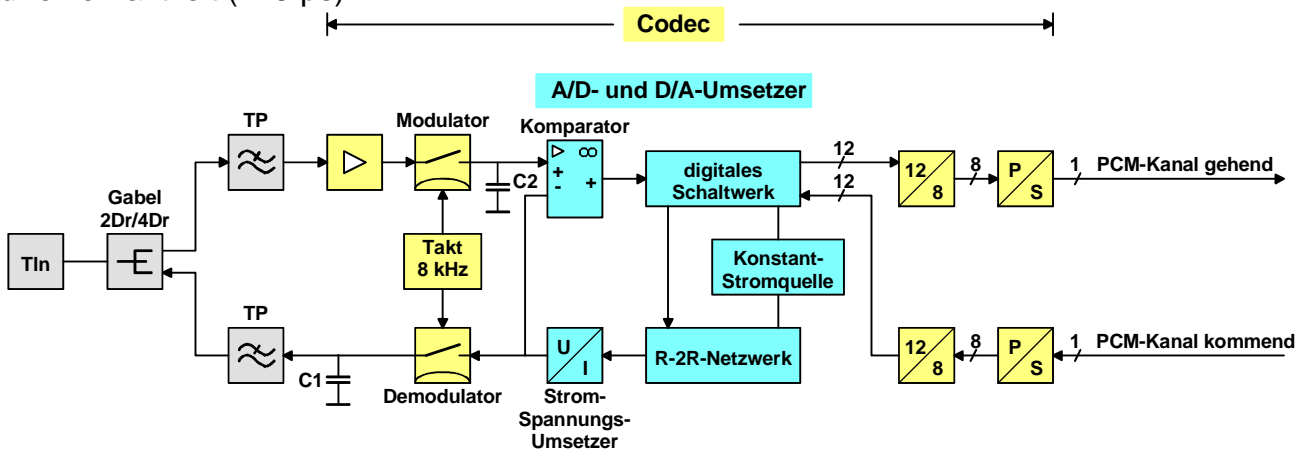


Bild 18 CODEC (CODierer — DECODierer)

In ca. 30 µs erzeugt das digitale Schaltwerk schrittweise über das R-2R-Netzwerk und den Strom-Spannungsumsetzer eine Vergleichsspannung. Die Kondensatorspannung  $U_{C1}$  und die Vergleichsspannung werden vom Komparator verglichen.

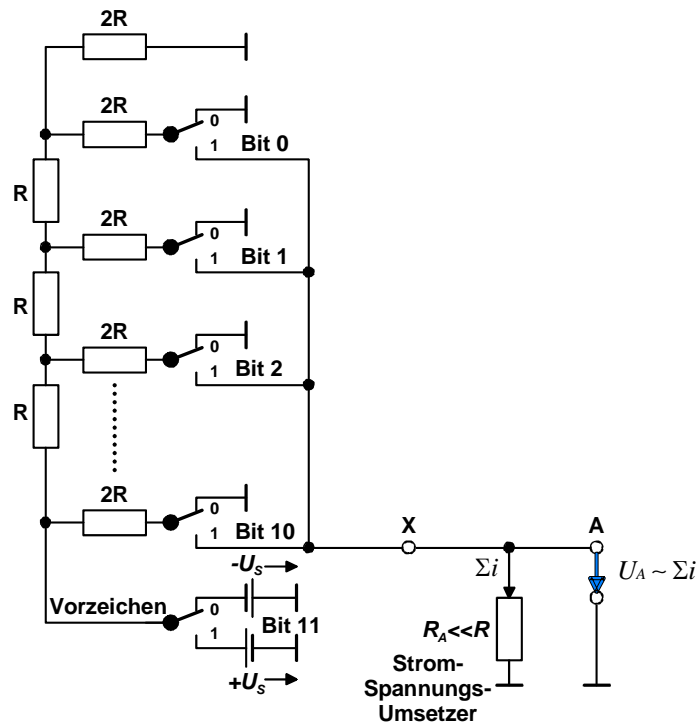


Bild 19 Prinzip des D/A- und A/D-Umsetzers mit R-2R-Widerstandsnetzwerk

<sup>2</sup> in der Digitaltechnik besitzt jeder Nachrichtenrichtung einen eigenen Nachrichtenweg, d.h. digitale Nachrichtenwege werden vierdrähtig geführt.

Das R-2R-Netzwerk arbeitet nach dem im Bild 19 dargestellten Prinzip. Die einzelnen Bit sollen dabei die Kontakte betätigen. Hierbei schaltet Bit 11 zwischen negativem und positivem Vorzeichen um. Bit 10 hat das größte Gewicht, d.h., es bewirkt die größte Stromstärke. Die folgenden Bit erzeugen jeweils die halbe Stromstärke des vorhergehenden Bit.

Als Strom-Spannungswandler dient hier vereinfachend ein Widerstand  $R_A$  mit einem vernachlässigbar kleinen Widerstandswert. In der integrierten Schaltung des CODEC werden die Widerstände durch MOS-Feldeffekttransistoren (MOS-FET) ersetzt.

Bei Gleichheit wird der Prozess der schrittweisen Annäherung abgebrochen und das im Schaltwerk dabei erzeugte 12-Bit-Wort an den Codierer weitergegeben. In der bis zum Umwandeln der nächsten PAM-Probe noch zur Verfügung stehenden Zeit wird ein in der Gegenrichtung ankommendes 12-Bit-Wort vom Schaltwerk aufgenommen. Mit diesen 12 Bit wird das R-2R-Netzwerk eingestellt. Der dort verursachte Strom wird über den Strom-Spannungsumsetzer in eine analoge Spannung umgewandelt. Über den Demodulator wird diese Spannung auf den Kondensator C2 geschaltet. Durch das vom Demodulator bewirkte pulsweise Durchschalten von Spannungswerten entsteht am Kondensator ein treppenförmiger Spannungsverlauf, der wieder der Sprechwechselspannung des gerufenen Teilnehmers entspricht. Diese analoge Spannung wird dem rufenden Teilnehmer über die Gabelschaltung zugeführt.

Bei der Digital-Analog-Umsetzung wird das digitale Wort parallel auf die Eingänge des Widerstandsnetzwerkes gelegt. Dabei entsteht unmittelbar nach dem Strom-Spannungsumsetzer die analoge Spannung, die zum Teilnehmer weitergeschaltet wird.

Bei der A/D-Umsetzung erzeugt das vorgeschaltete digitale Schaltwerk durch taktweises Zuschalten und Abschalten der Bit des Widerstandsnetzwerkes eine Vergleichsspannung. Erreicht die Vergleichsspannung den Wert der Analogspannung, so wird die eingestellte Bitkombination als digitales Codewort weitergegeben.

#### 4. Digital / Analog-Wandlung

(11) Um dem menschlichen Ohr wieder die analoge Form der akustischen Signale bieten zu können, muss aus den angekommenen zeit- und wertdiskreten Signalen die zeit- und wertkontinuierliche Signalform wieder gewonnen werden.

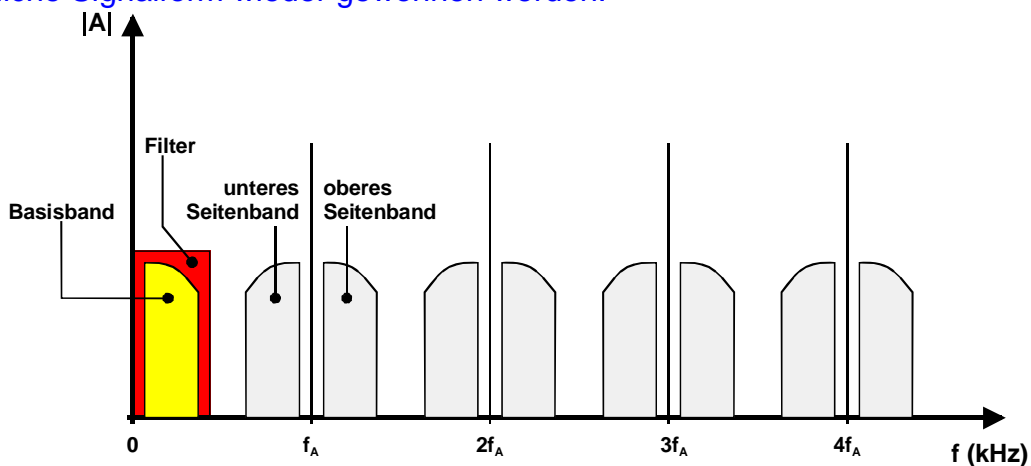


Bild 20 Basisbandfilterung eines PAM-Spektrums

Daher findet auf der Empfangsseite im Decodierer eine Digital-Analog-Wandlung statt, wofür aus dem Binärcode zunächst die wertdiskreten Impulse rückgebildet werden müssen. Jedes 8-bit-Codewort entspricht einer von 256 möglichen Impulshöhen, die nach deren periodischer Bildung wieder ein Frequenzspektrum besitzen. Würde man nun mit einem Tiefpass mit einer

Bandbreite der halben Pulsfrequenz sämtliche höher frequenten Spektralanteile wegfiltern, erhalte man ein analoges Signal, das dem Original bis auf die Ungenauigkeiten infolge der Quantisierungseffekte entspricht.

Den Zusammenhang zwischen Sendesignal  $u_s(t)$  und Empfangssignal  $u'_s(t)$  zeigt am Beispiel der Quantisierung mit  $s = 8$  Intervallen und Codierung in  $N = 3$  bit das folgende Bild

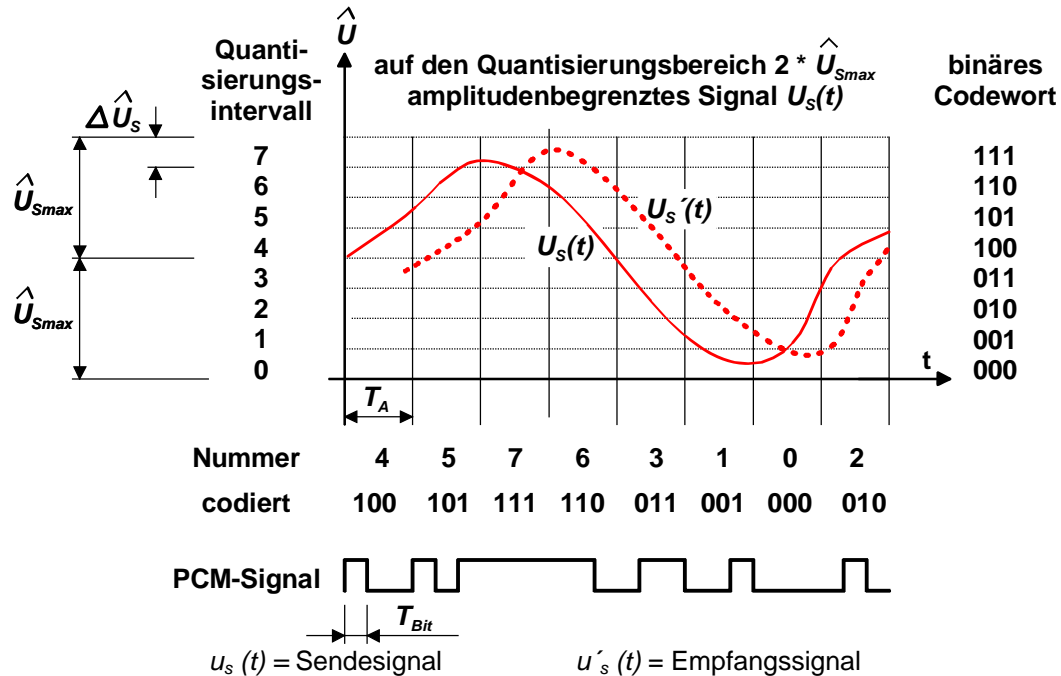


Bild 21 Zuordnung der Quantisierungsintervalle und der binären Codeworte auf das Sendesignal sowie das aus dem PCM-Signal zurück gewonnene Empfangssignal

Laufzeiten in den Filtern und im Übertragungskanal sowie im Codierer und Decodierer sind in dieser Darstellung nicht berücksichtigt worden. Die Verschiebung des Empfangssignals gegenüber dem Sendesignal um  $T_A/2$  ist durch das Abtast-Halte-Glied mit Mittelwertbildung im Ausgangs-Tiefpass bedingt.

### 4.1 Abtast-Halte-Schaltung

In der Praxis wird man das zeit- und wertdiskrete Signal zunächst in ein zeitkontinuierliches aber wertdiskretes treppenförmiges Signal umwandeln. Dies geschieht mittels einer Abtast-Halte-Schaltung, die den jeweiligen Amplitudenwert eines Impulses bis zum Eintreffen des nächsten Wertes festhält (Bild: 22).

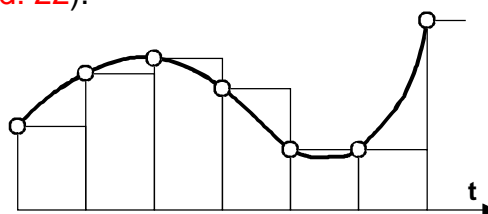


Bild 22 Wertdiskretes, zeitkontinuierliches Signal

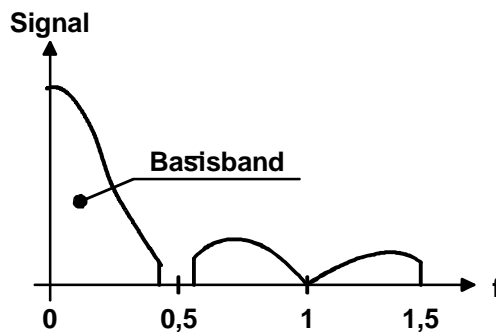


Bild 23 Spektrum eines wertdiskreten, zeitkontinuierlichen Signals

Die so entstandene Treppenspannung lässt sich als Kette von Impulsen interpretieren, die eine gewisse Zeit lang Gleichstrom darstellen. Der Energieanteil der Harmonischen ist in diesem Fall Null, lediglich die Seitenbänder treten in Erscheinung. Deren Energieanteil nimmt jedoch bei höheren Frequenzen rasch ab. Der größte Energieanteil ist im Basisband konzentriert (Bild 23).

Schickt man nun dieses Signal durch einen Tiefpass, dessen Bandbreite die halbe Pulsfrequenz beträgt, so kann bei zusätzlicher Anhebung der höheren Frequenzanteile des Basisbandes das gewünschte Analogsignal herausgefiltert werden.

(12a) Man beachte, dass am Ausgang der hier beschriebenen Übertragungstrecke in Pulscode-Modulationstechnik wieder ein Tiefpass mit genau gleichen Eigenschaften wie jener am Eingang zu finden ist. Dieser als Anti-Aliasfilter bezeichnete Tiefpass hat in der Tat auch ausgangsseitig dieselbe Funktion zu erfüllen, wie in Bild 23 gezeigt wird.

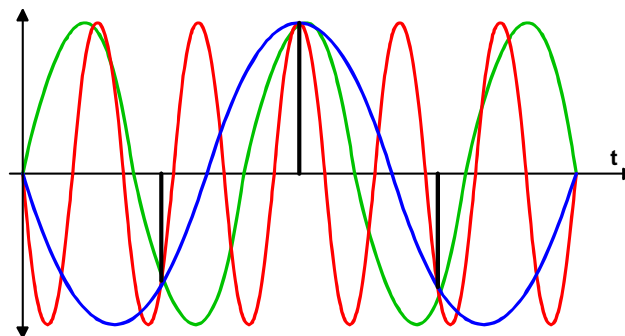


Bild 24 Mehrdeutige Interpretation von fünf Abtastwerten

(12b) Obiges Bild zeigt plausibel, dass die Bildung des analogen Signals mehrdeutig sein kann. So kann durch die fünf gezeichneten Impulse mit einer Pulsfrequenz von 8 kHz sowohl eine Sinusfrequenz von 3 kHz (durchgezogene Linie) wie auch von 5 kHz (strichlierte Linie) und z.B. auch noch eine Sinusfrequenz von 11 kHz (strichpunktiierte Linie) gelegt werden. Da sowohl die 5-kHz- als auch die 11-kHz-Linie das Shannonsche Abtasttheorem verletzen würden, darf der ausgangsseitige Anti-Alias-Tiefpass nur die 3-kHz-Frequenz durchlassen.

## 5. Zeitmultiplextechnik

(13a) Eine PCM-Codierschaltung liefert bei einer Abtastfrequenz von 8 kHz alle 125  $\mu$ s ein digital codiertes Signal von 8 bit. Um diese 8 bit seriell zu senden, steht eine Zeitspanne von 125  $\mu$ s zur Verfügung. Entsprechend der ITU-T-Empfehlung G732 werden 32 • 8-bit-Codewörter (so genannte Oktetts) in dieser Zeit gesendet. Das bedeutet, dass für ein einzelnes Oktett nur mehr 3,9  $\mu$ s zur Verfügung stehen damit 32 PCM-Kanäle innerhalb von 125  $\mu$ s

übertragen werden können. Die Übertragungsgeschwindigkeit beträgt dabei  $8000 \cdot 32 \cdot 8$  bit/s, also 2,048 Mbit/s. Jeder PCM-Kanal wird dabei als Zeitschlitz mit der Dauer von  $3,9 \mu\text{s}$  repräsentiert.

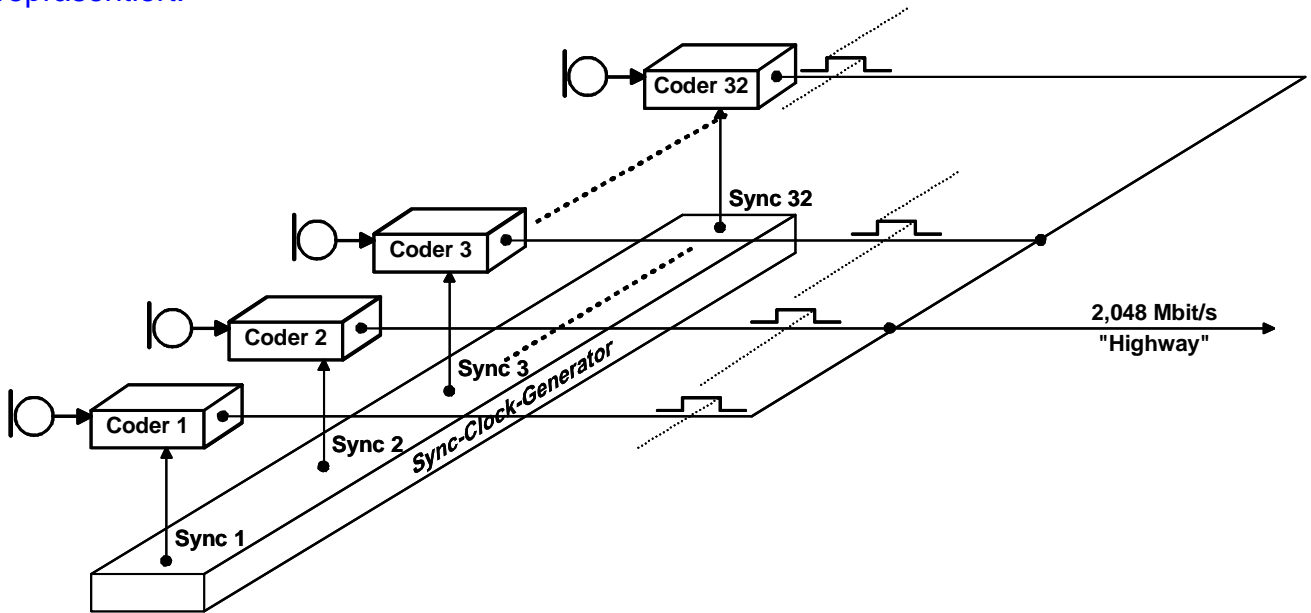


Bild 25 Bildung eines Zeitmultiplexsignals

**(13b)** In Bild 25 werden 32 PCM-Codierschaltungen von einem Taktgeber mit aufeinander folgenden Synchronisationsimpulsen in der Weise versorgt, dass innerhalb eines Abtastzeitraums von  $125 \mu\text{s}$  32 mal 8 bit zu einer „nahtlosen“ Kette von Binärsignalen zusammengefügt werden. Der gemeinsame Ausgang dieser 32 Codierer wird üblicherweise als PCM-Highway oder Sprachhighway bezeichnet. Er hat eine Übertragungsgeschwindigkeit von 2,048 Mbit/s. Da der PCM-Highway keinerlei Synchronisationsinformationen liefert, die Auskunft darüber erteilen, wann ein 8-bit-Codewort (Oktett) beginnt und wann der Zeitschlitz Nr. 0 beginnt, muss der Demultiplexer vom Sender mit dem sog. Oktetttakt und dem sog. Rahmentakt versorgt werden. Das ist innerhalb einer Vermittlungsstelle durch eine zentrale Taktversorgung leicht zu erreichen. Jedem der 32 Decoder wird durch den Oktett Takt mitgeteilt, wann das jeweilige Oktett beginnt (Bild 26).

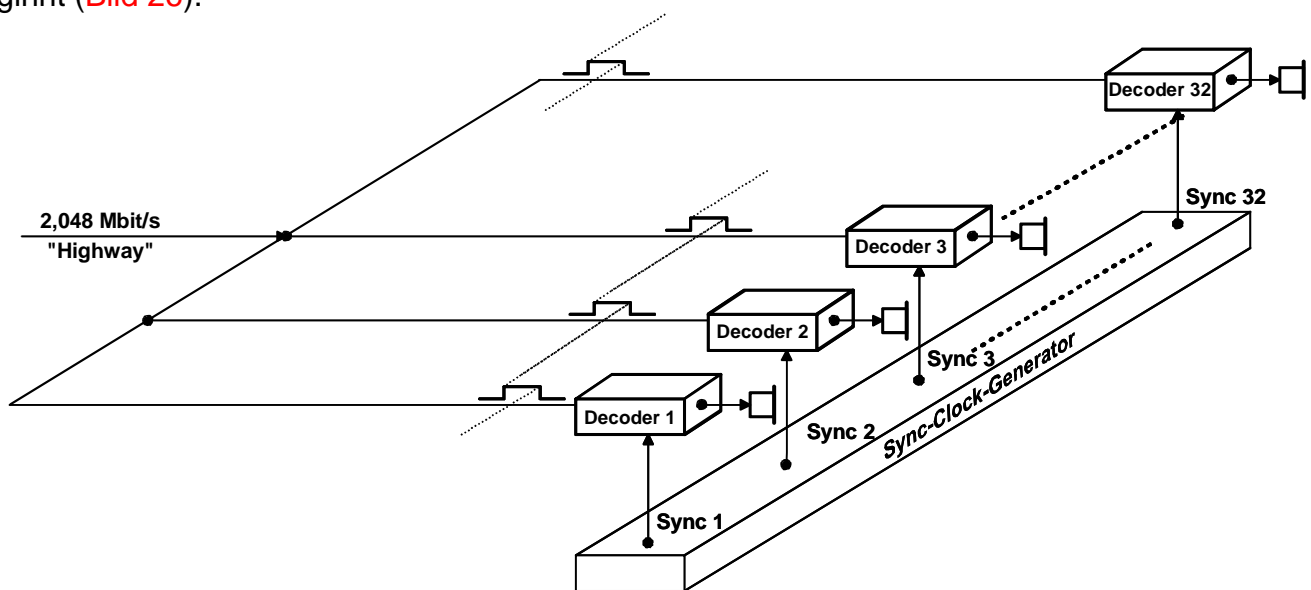


Bild 26 Demultiplexen eines Zeitmultiplexsignals

## 6 Kontrollfragen

1. Nennen Sie die Richtlinien für den Einsatz des PCM-Verfahrens in der Telefonie.
2. Erläutern Sie den prinzipiellen Ablauf der A/D- und D/A-Umsetzung an Hand eines Blockdiagramms.
3. Nennen Sie die Schritte zur Bildung eines digitalen Sprachsignals.
4. Erklären Sie die Begriffe „zeitkontinuierlich“ und „zeitdiskret“, so wie „wertkontinuierlich“ und „wertdiskret“.
5. Wodurch entstehen die Aliasfrequenzen?
6. Wie lautet das Abtasttheorem von Shannon?
7. Wodurch entsteht der Quantisierungsfehler und wie wirkt er sich aus?
8. Was versteht man unter Kompondierung?
9. Nennen Sie die beiden von ITU-T spezifizierten Quantisierungsverfahren, und beschreiben Sie deren Unterschiede.
10. Wie funktioniert das Verfahren der nicht gleichmäßigen Quantisierung durch Codeumsetzung?
11. Beschreiben Sie die prinzipiellen Schritte der D/A-Wandlung.
12. Warum wird bei der D/A-Wandlung ein Anti-Aliasfilter eingesetzt?
13. Wie wird ein Zeitmultiplexsignal gebildet?

**7 Bilder und Tabellen**

Bild 1 Blockdiagramm eines „Ein-Kanal-PCM-Übertragungssystems“ ..... 3

Bild 2 Erzeugen eines PAM-Signals ..... 4

Bild 3 Erzeugen zeit- und wertkontinuierlicher Signale ..... 4

Bild 4 Umwandlung eines zeitkontinuierlichen Signals in ein zeitdiskretes ..... 5

Bild 5 Unzureichende Abtastung führt zu einer Aliasfrequenz ..... 5

Bild 6 Modulationsprodukte einer Pulsamplitudenmodulation ..... 6

Bild 7 Quantisierung (zeit- und wertdiskret) ..... 7

Bild 8 Lineare Quantisierung ..... 8

Bild 9 Wahrscheinlichkeitsverteilung der normierten Signalwerte bei einem Sprachsignal ..... 9

Bild 10 Nicht lineare Quantisierung ..... 10

Bild 11 Gegenüberstellung von linearer und nicht linearer Quantisierung ..... 11

Bild 12 Prinzip der Kompandierung ..... 12

Bild 13 Kompandierungs-Regeln für  $\mu$ -Gesetz und A-Gesetz ..... 12

Bild 14 Signal / Quantisierungsgeräuschabstand bei gleichmäßiger und nicht gleichmäßiger Quantisierung in Abhängigkeit vom Signalpegel ..... 13

Bild 15 Die 13-Segment-Kennlinie ..... 14

Bild 16 Erzeugung einer nichtgleichmäßigen Quantisierung durch Codeumsetzung ..... 16

Bild 17 Nichtgleichmäßige Quantisierung durch Codeumsetzung am Beispiel von 4- bzw. 3-stelligen Codeworten ..... 16

Bild 18 CODEC (COdierer — DECOdierer) ..... 17

Bild 19 Prinzip des D/A- und A/D-Umsetzers mit R-2R-Widerstandsnetzwerk ..... 17

Bild 20 Basisbandfilterung eines PAM-Spektrums ..... 18

Bild 21 Zuordnung der Quantisierungsintervalle und der binären Codeworte auf das Sendesignal sowie das aus dem PCM-Signal zurück gewonnene Empfangssignal ..... 19

Bild 22 Wertdiskretes, zeitkontinuierliches Signal ..... 19

Bild 23 Spektrum eines wertdiskreten, zeitkontinuierlichen Signals ..... 20

Bild 24 Mehrdeutige Interpretation von fünf Abtastwerten ..... 20

Bild 25 Bildung eines Zeitmultiplexsignals ..... 21

Bild 26 Demultiplexen eines Zeitmultiplexsignals ..... 21

**8 Abkürzungen**

A/D.....analog / digital (Wandlung)  
CODEC.....Codierer – Decodierer  
D/A.....digital / analog (Wandlung)  
DM.....Deltamodulation  
DPCM.....Differenz-Pulsmodulation  
ITU-T.....Internationale Telegraphenunion, Abteilung Telekommunikation  
NRZ.....Non Return to Zero (Code)  
PAM.....Puls Amplituden Modulation  
PCM.....Pulse Code Modulation

**9 Literatur**

- [1] Herald Gessinger, e&i , 106. Jahrgang – Heft 11 1989
- [2] SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Topic 7 Digital-Fernsprechen
- [3] Telekommunikationstechnik, 6. Auflage, Verlag Europa Lehrmittel, 1995, ISBN 3-8085-3346-3
- [4] Gerd Siegmund, Technik der Netze, 3. Auflage, R.v.Decker Verlag, 1996, ISBN 3-7685-2495-7
- [5] Lochmann, Digitale Nachrichtentechnik, 2. Auflage, Verlag Technik Berlin, 1997, ISBN 3-341-01184-6
- [6] Rudolf Mäusl, Digitale Modulationsverfahren, 3. Auflage, Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1991, ISBN 3-7785-2058-X
- [7] Gunther Althage (Hrsg), Digitale Vermittlungssysteme für Fernsprechen und ISDN, R.v.Decker's Verlag, 1991, ISBN 3-7685-0689-4