

Plesiochrone digitale Hierarchie

KURZFASSUNG

32 Seiten

INHALT

1	Übersicht.....	2
2	Basissysteme (PCM-30 & PCM-24).....	3
2.1	Allgemeines	3
2.2	Pulsrahmenstruktur des PCM-30-Basissystems (E1)	4
2.3	Die Pulsrahmenstruktur des PCM-24-Basissystems.....	8
3	Multiplexsysteme höherer Geschwindigkeit (Ordnung).....	9
4	Übertragungsstrecke	12
4.1	Signalcodierung	13
4.2	Signalregeneration.....	16
4.3	Signalübertragung.....	18
4.3.1	Übertragungsqualität	18
4.3.2	Beeinflussungen und Störungen.....	20
4.3.2.1	Dämpfung	21
4.3.2.2	Störungen	22
5	Theorie der Digitalsignalübertragung	26
5.1	Periodische Funktionen	26
5.2	Nichtperiodische Funktionen.....	28
6	Kontrollfragen	29
7	Bilder und Tabellen.....	30
8	Abkürzungen	31
9	Literatur	31

1 Übersicht

Das PCM-Verfahren wurde Anfang der 30er Jahre von Alexander Harley Reeves anlässlich der Untersuchung einer stark gestörten Übertragungsleitung zwischen London und Edinburgh entdeckt und 1934 zum Patent angemeldet. Mit der Realisierung, d.h. mit der Entwicklung von PCM-Einrichtungen für den praktischen Einsatz in Fernsprechnetzen wurde jedoch erst nach Erfindung des Transistors in den 50er Jahren begonnen. In den USA entstand das PCM-24-Übertragungssystem¹ und einige Jahre später in Europa das PCM-30-Übertragungssystem. In Österreich wurde mit der Einführung des PCM-30-Systems in der zweiten Hälfte der 60er Jahre begonnen und diese anfangs der 90er Jahre abgeschlossen. Im ISDN und GSM werden beide PCM-Systeme sowohl in der Übertragungs- als auch in der Vermittlungstechnik eingesetzt und werden in dieser Form sicher noch bis 2010 bzw. 2015 im Einsatz sein.

Die PCM-Technik bietet im Gegensatz zur analogen Übertragung bei welcher die am Übertragungsweg auftretenden Störungen bei Verstärkung des Nutzsymbols ebenfalls verstärkt werden den Vorteil, dass die Signale regeneriert, d.h. die am Übertragungsweg hinzugekommenen Störungen wieder entfernt werden können. Eine Ausnahme bildet der sog. Quantisierungsfehler, welcher bei der Rückwandlung der digitalen Signale in analoge entsteht, aber so klein gehalten werden kann, dass er in der Praxis nicht störend in Erscheinung tritt.

Da symmetrische Leitungen wegen der hohen Dämpfung für die Übertragung von PCM-Signalen nicht gut geeignet sind wurden die PCM-Übertragungsnetze zunächst mit Koaxialleitungen aufgebaut; Seit einigen Jahren werden für Ausbau und Ersatz vorhandener Strecken ausschließlich Lichtwellenleiter eingesetzt.

PCM-Signale sind zur Mehrfachausnutzung von Nachrichtenwegen durch Multiplexen besonders gut geeignet. Unter dem Begriff der „plesiochronen digitalen Hierarchie“² werden heute zwei spezielle Übertragungsverfahren weltweit eingesetzt.

- PCM30 (ITU-T-Empfehlung G.732) arbeitet mit 2048 kbit/s und fasst je Übertragungsrichtung 30 Fernsprechanäle zu einem Zeitmultiplexsystem zusammen und
- PCM24 (ITU-T-Empfehlung G.733) arbeitet mit 1544 kbit/s und fasst je Übertragungsrichtung 24 Fernsprechanäle zu einem Zeitmultiplexsystem zusammen.

Beide Systeme werden auch als Primärübertragungssysteme³ oder Basissysteme bezeichnet. Durch Multiplexen von Systemen geringerer Geschwindigkeit (z.B. Basissystemen) entstehen entsprechend ITU-T G.702⁴ Systeme höherer Ordnung (Geschwindigkeit), die den im folgenden Bild angeführten Multiplikationsfaktoren entsprechend mehr Nachrichtenwege über eine Leitung übertragen können.

Schlüsselwörter

Synchronisierung, Signalisierung, Pulsstopfen, Bandbreite, Signalform, Signalcodierung, Signalregeneration, Augendiagramm, Dämpfung, Pegel, Störabstand, Rauschen, Nebensprechen

¹ die erste Hierarchiestufe wurde in den USA 1962 durch die Bell Telephone Laboratories (AT&T) mit 24 Zeitschlitzen zu je 64kbit/s festgelegt

² Plesiochron = nahezu Synchron und bedeutet, dass alle Multiplexer derselben Hierarchiestufe mit gleichen nominalen Taktfrequenzen arbeiten, die sich aber in einer vorgegebenen Toleranzgrenze bewegen kann.

³ Bei Einsatz von PCM-Übertragungssystemen in einer analogen Umwelt, muss zwischen dem PCM-System und dem Ausgang bzw. Eingang der angeschlossenen analogen Vermittlungsstelle ein sog. Kennzeichenumsetzer geschaltet werden. Dieser hat die Aufgabe der analog/digital bzw. digital/analog - Umsetzung der Sprachinformation, aber auch die Aufgabe der Kennzeichenumsetzung (Belegen, Auslösen, Wählen).

⁴ Die ITU-T Empfehlung G.702 definiert Multiplexfaktoren und Bitraten.

2 Basissysteme (PCM-30 & PCM-24)

2.1 Allgemeines

In einem PCM-Übertragungssystem sind für die beiden Sprechrichtungen einer Verbindung (Teilnehmer A ⇒ Teilnehmer B, Teilnehmer B ⇒ Teilnehmer A) getrennte Zeitkanäle vorhanden. Die jeweils gleich nummerierten Kanal-Zeitschlitze in den Pulsrahmen der beiden entgegengesetzten Richtungen eines PCM-Übertragungssystems bilden einen Sprechkreis mit zwei voneinander getrennten Sprechrichtungen. PCM-Übertragungssysteme und ebenso PCM-Vermittlungssysteme sind demnach - in der Betrachtungsweise der Analogtechnik - Vierdrahtsysteme.

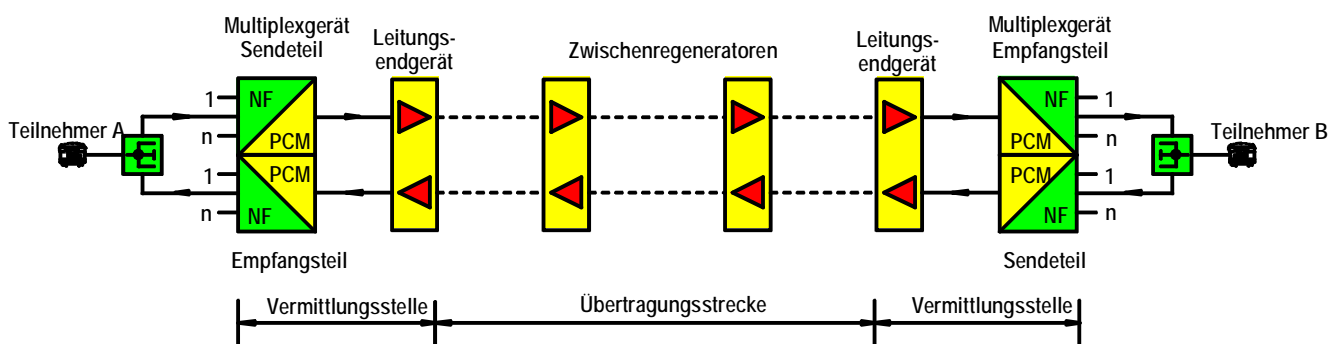


Bild 1 PCM-Signalübertragung

(1) PCM-Übertragungssysteme sind an beiden Enden mit einem Multiplexgerät abgeschlossen. Jedes Multiplexgerät enthält einen Sendeteil und einen Empfangsteil. Die Sendeteile bilden die auszusendenden 8-bit-Codewörter, die Empfangsteile verwandeln die empfangenen Codewörter wieder in Analogsignale. In jeder Sprechrichtung muss der Empfangsteil für die Wiedergewinnung der Analogsignale im gleichen Takt arbeiten, wie der Sendeteil der Gegenseite. Aus diesem Grunde übermittelt der Sendeteil zum Empfangsteil nicht nur die PCM-Signale, sondern mit ihnen auch den Takt, mit dem sie gebildet wurden. Der Sendeteil enthält für diese Aufgaben einen Taktgenerator und der Empfangsteil einen Taktempfänger, der aus dem empfangenen PCM-Signal den Takt herausfiltert. Der Empfangsteil läuft somit synchron mit dem Sendeteil der gleichen Sprechrichtung. In der entgegengesetzten Sprechrichtung arbeiten Empfangs- und Sendeteil ebenfalls synchron.

Durch die historische Entwicklung bedingt, gibt es Unterschiede zwischen den Standards in den USA und Europa. So wie auch die Pulscodemodulation in den USA, Kanada und Japan auf ein anderes Kodierschema zurückgeht als in Europa, so hat auch die erste Plesiochrone Multiplexhierarchiestufe in Europa einen anderen Aufbau.

Kenndatenvergleich PCM-30 und PCM-24

Gemeinsame Merkmale	PCM30 und PCM24
Abtastfrequenz	8 kHz
Anzahl d. Abtastwerte pro Fernsprechsinal	8000/s
Dauer eines Pulsrahmens	1/8000 = 125µs
Anzahl der Bitrate eines Codewortes	8 bit
Bitrate eines Fernsprechkanaals	8000*8 bit = 64 kbit/s

Unterschiedliche Merkmale	PCM30	PCM24
Codieren/Decodieren	A-law	μ -law
Anzahl der Segmente der Kennlinie	13	15
Anzahl der Kanal-Zeitschlitz je Pulsra.	32	24
Anzahl der Bits pro Pulsrahmen	8 bit * 32=256 bit	8 bit*24+1 ⁵ =193 bit
Dauer eines 8-bit-Kanal-Zeitschlitzes	(125 μ s•8)/256 = ca. 3,9 μ s	(125 μ s•8)/193 = ca. 5,2 μ s
Bitrate des Zeitmultiplexsignals	8000•256 bit = 2048 kbit/s	8000•193 bit = 1544 kbit/s

Tabelle 1 Kenndaten PCM-30 und PCM-24

In modernen Netzen wie ISDN und GSM sind die Anschlussports der Vermittlungsleitungen noch immer ausschließlich für den Einsatz von PCM-30, Amerika und Japan für PCM-24 spezifiziert.

In den Core und Backbone Networks dieser TK-Netze wurde die PCM Übertragungstechnik jedoch bereits durch die Synchronen digitalen Hierarchie abgelöst, welche nicht nur Geschwindigkeiten bis zu 10 Gbit/s bietet sondern auch PCM-Signale transportieren kann.

2.2 Pulsrahmenstruktur des PCM-30-Basissystems (E1)

Zur Mehrfachausnutzung von Verbindungsleitungen werden bereits seit den 60er Jahren digitale Systeme auf der Basis der PCM-Technik verwendet. Die von ITU-T standardisierte erste Multiplexstufe der europäischen PDH (PCM-30-Grundsystem, PCM-30-Basissystem) besteht bei Einsatz von Zentralkanal-Signalisierung aus 31 Nutzkanälen mit jeweils 64 kbit/s und jeweils einem Kanal für Synchronisations- und Signalisierungszwecke ebenfalls mit jeweils 64 kbit/s.

Trotz vieler Gemeinsamkeiten ist das PCM-30-Basissystem nicht mit dem Primärmultiplex-System des ISDN zu verwechseln welches auch auf einer 32-Kanal-Struktur basiert, aber stark abweichende Festlegungen für Signalisierung und Synchronisierung besitzt.

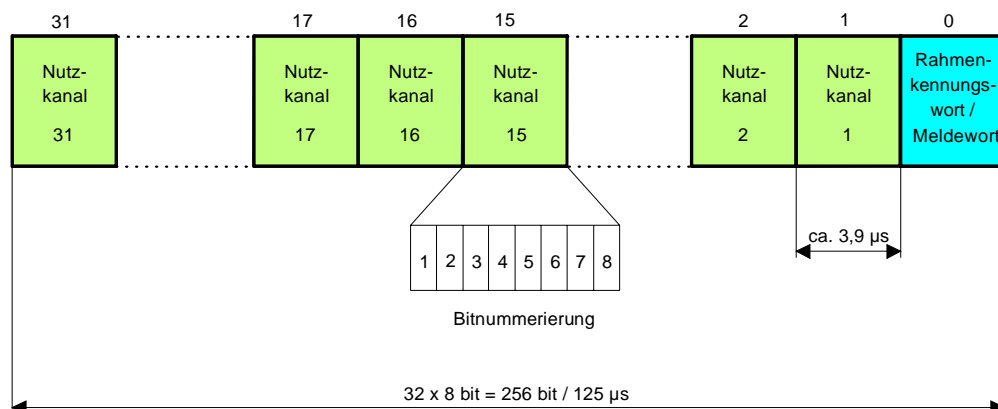


Bild 2 Nummerierung der Kanal-Zeitschlitz eines E1-Pulsrahmens

(2) Jeder der 32 Kanäle besteht aus 8 bit. Die Kanäle werden zu einem sog. Rahmen zusammengefasst, der durch die Wiederholrfrequenz von 8 kHz gebildet wird.

- Die Rahmendauer eines PCM-30-Grundsystems beträgt daher 125 μ s,
- die Kanaldauer jeweils $125 \mu\text{s}/32 = 3,906 \mu\text{s}$.
- Das einzelne Bit hat eine Dauer von $3,906 \mu\text{s}/8 = 488 \text{ ns}$,

⁵ =zusätzliches Bit

- woraus eine Übertragungsbitrate von $1/488 \text{ ns} = 2,048 \text{ Mbit/s}$ für einen Basisrahmen resultiert.

Die Übertragung erfolgt vierdrätig, d.h. für jede Übertragungsrichtung ist ein eigenes PCM-30-System notwendig. Die Vierdrahtübertragung ermöglicht den einfachen Einsatz von Regeneratoren (Verstärkern) und ist der Vierdrahtübertragung in den höheren Netzebenen des Fernsprechnetzes angepasst.

Die Übertragung von PCM-30-Basissystemen kann über Kupferleitungen aber auch über Richtfunkstrecken, Satellitenverbindungen und Glasfaserleitungen erfolgen.

Zur Synchronisierung von Sender und Empfänger und zur Weitergabe von Alarmen wird Kanal 0 verwendet in dem in

- ungeraden Rahmen das Rahmenkennungswort – frame alignment signal, FAS - und
- geraden Rahmen das Meldewort – non FAS, NFAS - übertragen wird.

Rahmenkennungswort – frame alignment signal, FAS

(3) Die Sende- und Empfangseinrichtungen werden mit der Hilfe des im Kanal 0 übertragenen Rahmenkennungswortes synchronisiert. Das Rahmenkennungswort hat eine bis auf das erste Bit eine festgelegte konstante Bitfolge, und kennzeichnet so den Anfang jedes zweiten Rahmens.

Bitnummer	1	2	3	4	5	6	7	8
binärer Wert	X	0	0	1	1	0	1	1

Meldewort – non FAS, NFAS

Das Meldewort überträgt Servicesignale wie Alarme und Fehleranzeigen und wird abwechselnd mit dem Kennungswort im Kanal 0 übertragen.

Bitnummer	1	2	3	4	5	6	7	8
binärer Wert	X	1	A	Y	Y	Y	Y	Y

Das 2. Bit ist immer „1“ und damit ein stabiles Unterscheidungsmerkmal zum Synchronwort, welches an dieser Stelle immer eine „0“ hat.

(4) Das Bit 3 ist das Meldebit für einen dringenden Alarm. „0“ bedeutet „kein Alarm“, „1“ einen der folgenden Alarme:

- Ausfall der Stromversorgung
- Ausfall des Codec
- Ausfall des ankommenden 2048 kbit/s-Signals
- Fehler im Pulsrahmengleichlauf

Das 4. – 8. Bit sind für nationale Verwendung reserviert.

Überrahmen

In der Spezifikation wird noch ein aus 16 Pulsrahmen bestehender sog. Überrahmen spezifiziert, der durch die Variation des ersten Bits im Rahmenkennungswort gebildet wird.

Die Tabelle zeigt die Bits 1 bis 8 des nullten Zeitschlitzes, der abwechselnd ein Synchronwort und ein Rahmenkennungswort sendet.

Das Synchronwort (frame alignment signal, FAS) hat bis auf das erste Bit, das sog. CRC-Bit (cyclic redundancy check), eine konstante Form:

C 0 0 1 1 0 1 1

Der Empfänger muss sich auf diese Bitfolge synchronisieren, um damit in der Lage zu sein, den Rahmenanfang bzw. die Zeitschlitzstruktur zu finden.

Das erste Bit dieses Oktetts, das Bit „C“ hat vier Bedeutungen (C₁ bis C₄). Diese 4 Bits werden in einem Sub-Multiframe hintereinander gesendet. Sie bilden eine zyklische Prüfsumme (cyclic redundancy check) über die Inhalte der 8 Rahmen des vorhergegangenen Sub-Multiframes.

		Rahmen-Nr.	Zeitschlitz 0								
			1	2	3	4	5	6	7	8	
Multiframe (Überrahmen)	1. Sub-Multiframe	0	C ₁	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		1	0	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		2	C ₂	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		3	0	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		4	C ₃	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		5	1	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		6	C ₄	0	0	1	1	0	1	1	FAS
	7	0	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS	
	2. Sub-Multiframe	8	C ₁	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		9	1	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		10	C ₂	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		11	1	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		12	C ₃	0	0	1	1	0	1	1	FAS
		13	E ₁	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS
		14	C ₄	0	0	1	1	0	1	1	FAS
15		E ₂	1	A	S _{a4}	S _{a5}	S _{a6}	S _{a7}	S _{a8}	NFAS	

Tabelle 2 Überrahmenstruktur

Das Meldewort (not FAS, NFAS) bildet im ersten Bit eine Folge (0 0 1 0 1 1 E₁ E₂), die innerhalb eines Multiframes gesendet wird. Das E-Bit ist ein Error-Signal, welches dem Empfänger anzeigt, dass er zuvor Rahmen geschickt hat, deren CRC nicht korrekt angekommen ist. Es ist dies ein Fehlersignal in „Gegenrichtung“, oder ein FERF (far end receive failure), wie er in anderen Übertragungstechnologien genannt wird. Dabei überträgt das E₁-Bit einen CRC-Fehler im ersten Sub-Multiframe sowie das E₂-Bit einen CRC-Fehler im zweiten Sub-Multiframe. Im englischen heißt dieses Fehlersignal Remote End Block Error (REBE).

Signalisierung

Bei der Übertragung von Signalisierungsinformationen unterscheidet man zwischen:

- Zentralkanal-Zeichengabe
- Kanalgebundener Zeichengabe und

Bei der Zentralkanal-Zeichengabe⁶, welche in Österreich seit dem Jahr 2000 ausschließlich eingesetzt wird, kann einer der Kanäle 1 – 31 eines PCM-Basisrahmens zur Übertragung der Signalisierungsinformation (mit einer Bitrate von 64 kbit/s) für viele hundert Nutzkanäle eingesetzt werden.

(5) Bei der kanalgebundenen Zeichengabe⁷, wird jedem der 30 64 kbit/s-Nutzkanal ein eigener, ausschließlich ihm zugeordneter 2 kbit/s-Zeichengabekanal zugeordnet. Dafür wird der Kanal 16 eines PCM-Basisrahmens für die Übertragung der vermittlungstechnischen Signale der verbleibenden 30 Nutzkanäle verwendet.

⁶ auch als Common Channel Signalling — CCS bezeichnet

⁷ auch als Channel Associated Signalling — CAS bezeichnet

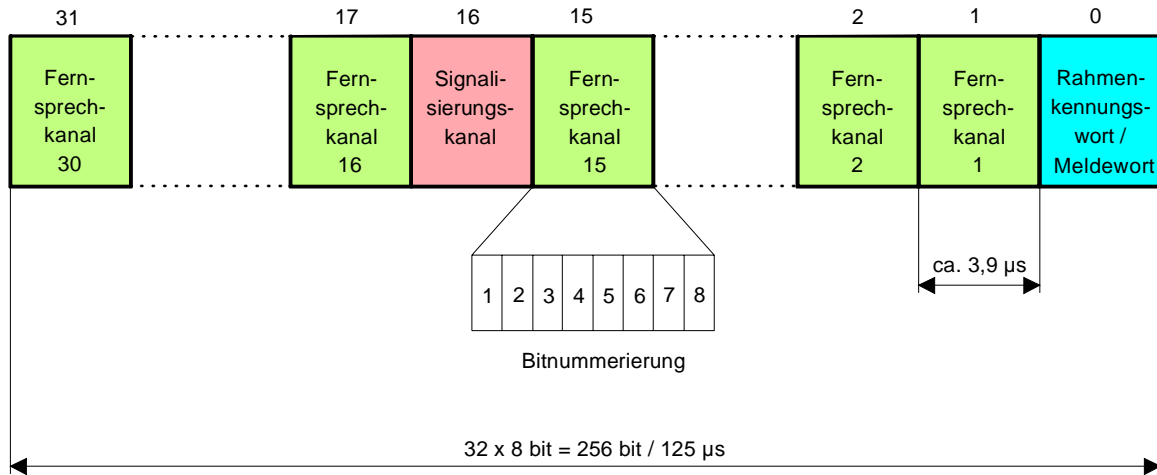


Bild 3 PCM-30-Pulsrahmenstruktur für kanalgebundene Signalisierung

Der Kanal 16 wird dabei über mehrere Rahmen hinweg in jeweils 4-Bit-Kombinationen aufgeteilt, die den einzelnen Fernsprechkännen fest zugeordnet sind. Pro Rahmen werden also die Signalisierungsinformationen zweier Fernsprechkanaäle übertragen. Zur Übertragung der Signalisierung aller 30 Fernsprechkanaäle sind 16 Rahmen notwendig, die wiederum einen sog. Überrahmen bilden. Ein vollständiger Überrahmen wird alle 2 ms übertragen. In jedem ersten Rahmen eines Überrahmens werden im Kanal 16 Informationen zur Überrahmensynchronisation übertragen, die Kennzeichenrahmen-Kennungswort und -Meldewort genannt werden.

Im Falle einer kanalgebundenen Signalisierung werden für die einzelnen Kanäle bestimmte Bits reserviert. Insgesamt fasst man 16 Pulsrahmen in zu einem Mehrfachrahmen zusammen und der Beginn eines solchen Mehrfachrahmens ist durch ein eigenes Kennungswort gekennzeichnet und beginnt mit 0000.

Pro Mehrfachrahmen stehen einem Fernsprechkanal also 4bit zur Signalisierung zur Verfügung. Somit liegt die Signalisierungsbitrate pro Fernsprechkanal bei 2kbit/s.

Nummerierung der Pulsrahmen	Bits in den Kanal-Zeitschlitten 16							
	a	b	c	d	a	b	c	d
0	0	0	0	0	X	Y	X	X
1	Fernsprechkanal 1				Fernsprechkanal 2			
2	Fernsprechkanal 3				Fernsprechkanal 4			
3	Fernsprechkanal 5				Fernsprechkanal 6			
4	Fernsprechkanal 7				Fernsprechkanal 8			
5	Fernsprechkanal 9				Fernsprechkanal 10			
6	Fernsprechkanal 11				Fernsprechkanal 12			
7	Fernsprechkanal 13				Fernsprechkanal 14			
8	Fernsprechkanal 15				Fernsprechkanal 16			
9	Fernsprechkanal 17				Fernsprechkanal 18			
10	Fernsprechkanal 19				Fernsprechkanal 20			
11	Fernsprechkanal 21				Fernsprechkanal 22			
12	Fernsprechkanal 23				Fernsprechkanal 24			
13	Fernsprechkanal 25				Fernsprechkanal 26			
14	Fernsprechkanal 27				Fernsprechkanal 28			
15	Fernsprechkanal 29				Fernsprechkanal 30			

- 0000 = Mehrfachrahmen-Kennungswort
- Y = Bit zur Fernmeldung bei Fehlern im Mehrfachrahmen-Gleichlauf
- X = Reservebit

Tabelle 3 Zuteilung der Bits in den Kanal-Zeitschlitten 16 eines PCM30-Mehrfachrahmens zu den Fernsprechkännen für kanalgebundene Signalisierung

2.3 Die Pulsrahmenstruktur des PCM-24-Basissystems

Das Übertragungssystem PCM24 ermöglicht die gleichzeitige Übertragung von 24 Gesprächen. Der Pulsrahmen besteht aus 24 Kanälen und einem zusätzlichen Bit. In den 24 Kanälen werden von allen 24 Fernsprechsinalen einer Gesprächsrichtung je einen Abtastwert in der Form eines 8-bit-Codewortes übertragen.

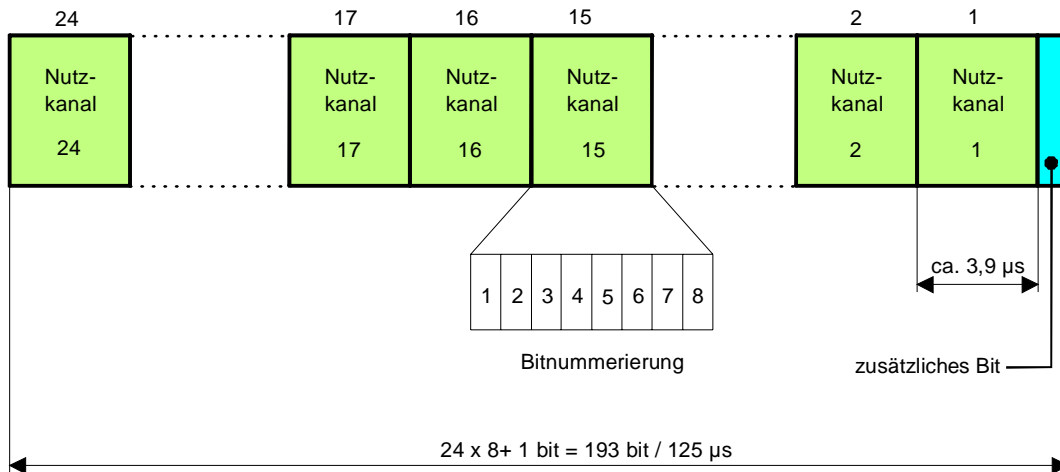


Bild 4 PCM-24-Pulsrahmen

Synchronisierung

Das zusätzliche Bit wird dazu verwendet um entweder abwechselnd das Rahmenkennungssignal und das Mehrfachrahmen-Kennungssignal oder abwechselnd das Rahmenkennungssignal und die Signalisierung über einen zentralen Zeichenkanal zu übertragen. Dieses Bit wird als erstes Bit des Pulsrahmens gesendet.

Das 1. Bit jedes zweiten Pulsrahmens (alle Pulsrahmen mit einer ungeraden Nummer) gehört zum Rahmenkennungssignal, also hat es die Form 101010...

Signalisierung

Beim PCM24 stehen so wie beim PCM30 zwei Signalisierungsverfahren zur Verfügung:
 kanalgebundene Signalisierung für 24 Sprechkreise und
 Signalisierung über einen zentralen Zeichenkanal mit 4 kbit/s

Bei der kanalgebundenen Signalisierung werden zwölf Pulsrahmen zu einem Mehrfachrahmen zusammengefasst. Zur Synchronisierung des Mehrfachrahmens dient das Mehrfachrahmen-Kennungssignal im ersten Bit des Pulsrahmens. In den 6. und 12. Pulsrahmen eines jeden Mehrfachrahmens werden die „least-significant-bits“ der Sprachkanäle zur Signalisierung herangezogen. Dies nennt man „in-slot“ Kennzeichenübertragung. Die Sprachqualität wird durch diesen Eingriff nur geringfügig beeinflusst.

3 Multiplexsysteme höherer Geschwindigkeit (Ordnung)

(6) Das PCM-30-Basissystem bildet die erste (unterste) Stufe einer hierarchischen Struktur die durch fünf Multiplexschritte, jeweils mit dem Faktor vier, bis zu 7680 Nutzkanäle über einen Verbindungsweg übertragen kann.

Das Erzeugen von Systemen höherer Geschwindigkeit erfolgt durch bitweises Multiplexen. Durch den Vorgang des bitweisen Multiplexens steigt bei PCM-Systemen höherer Geschwindigkeit die Bitrate aus folgenden Gründen stärker an als die Kanalzahl:

- durch das bitweise Multiplexen gibt es am Multiplexerausgang kein zusammenhängendes Rahmenkennungswort mehr, es muss daher ein neues hinzugefügt werden.
- durch die Plesiochronität müssen bei „schnellen“, d.h. kürzeren Pulsrahmen vor dem Multiplexen Stopfbits und zusätzliche Steuerinformationen zum Entfernen dieser Stopfbits beim Empfänger hinzugefügt werden.
- durch die Plesiochronität muss die minimale Taktfrequenz am Ausgang des Multiplexers mindestens das Vierfache der maximalen Taktfrequenz am Eingang des Multiplexers betragen.
- aufgrund der Taktgenerator-Toleranzen (Genauigkeit) darf die Bitzahl eines Rahmens einen Grenzwert nicht überschreiten. Daher werden die Pulsrahmen kürzer, wodurch mehr Rahmenkennungsworte benötigt werden ($125\mu\text{s} \rightarrow 4,5\mu\text{s}$)

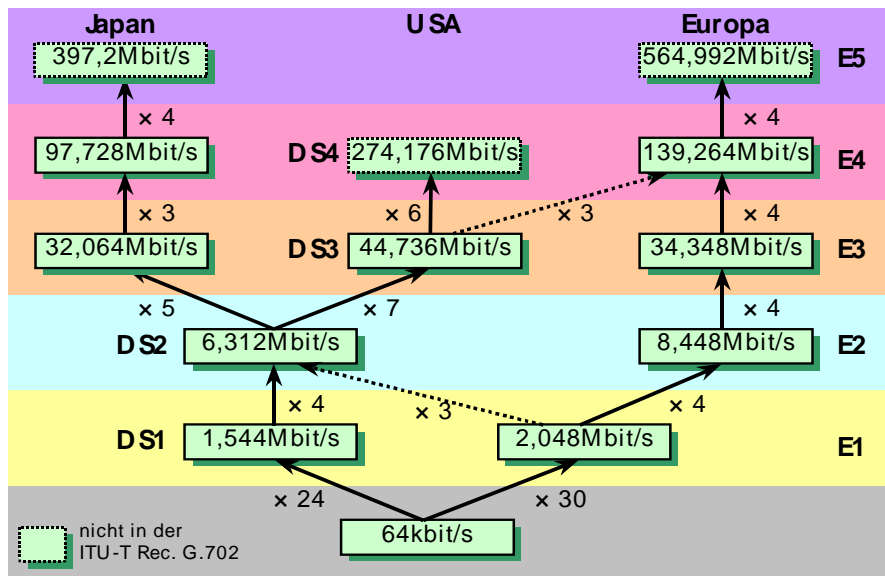


Bild 5 Digitale Multiplexhierarchie

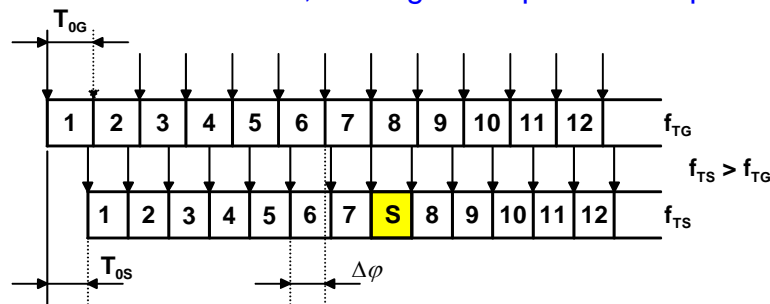
Wie in Bild 5 dargestellt, müssen die ursprünglichen PCM-Grundsysteme die einzelnen Multiplexhierarchiestufen durchlaufen, um schließlich in einem System höherer Ordnung übertragen werden zu können. Beim Empfänger müssen die gleichen Hierarchiestufen in der entsprechend umgekehrten Reihenfolge durchlaufen wieder werden.

Hierarchiestufe	Anzahl der Fernsprechanäle	Bitrate Mbit/s	Faktor	Steuerkanäle
E1	30	2,048	---	1
E2	120	8,448	4	4
E3	480	34,368	4	3
E4	1920	139,264	4	28
E5	7680 ⁸	564,992	4	124

Tabelle 4 Hierarchiestufen der europäischen PDH

Taktanpassen durch Pulsstopfen

(7) Wenn man mehrere Digitalsignale gleicher Nennbitrate (z.B. 2048 kbit/s) in einem nicht synchronen Netz zu einem Multiplexsignal höherer Kapazität zusammenfügt, so weichen ihre Bitraten innerhalb bestimmter Toleranzen vom Nennwert ab (z.B. $\pm 50 \cdot 10^{-6}$); d.h., sie sind zueinander plesiochron. Um diese Unterschiede ausgleichen zu können werden beim Multiplexen die digitalen Signale bitweise mit dem Takt der Grundsysteme in einen Speicher eingeschrieben und von dort mit einer höheren Taktfrequenz vom Multiplexer wieder ausgelesen. Unter diesen Umständen wird der Multiplexer in bestimmten Abständen ein Bit auslesen wollen, bevor es noch eingeschrieben ist. In diesem Zustand, den man als Schlupf bezeichnet, wird vom Multiplexer ein zusätzliches Bit, ein sog. Schlupf- oder Stopfbit eingefügt.



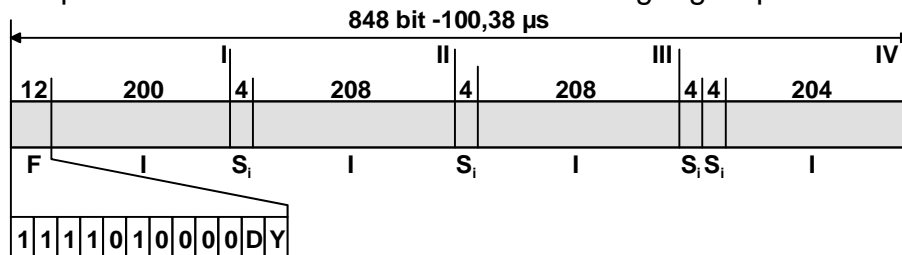
f_{TG} = Frequenz des Grundsystems; f_{TS} = Frequenz des Multiplexers; S = Schlupfbit; $\Delta\phi$ = Phasenabweichung

Bild 6 Auftreten eines Schlupfbits infolge unterschiedlicher Taktfrequenzen beim Multiplexen

In der Praxis werden zwei Stopfverfahren verwendet:

- das Positiv-Stopfen und (seltener)
- das Positiv-Null-Negativ-Stopfen.

Der Sender teilt dem Empfänger mit Hilfe von Stopfinformationsbits in sog. Steuerkanälen stets mit, ob und wie gestopft wurde. Die Stopfinformationsbits werden benötigt, um im Empfänger das Pulsstopfen rückgängig zu machen und die ursprünglichen Signale zurückzuerhalten. Für die Stopfinformationsbits ist zusätzliche Übertragungskapazität vorhanden.



F = Rahmenerkennungswort; I = Informationsblock; S_i = Bits für Stopfbitsignalisierung; St = Stopf/Schlupfbits

Bild 7 Pulsrahmen für das 8,448- Mbit/s-System

⁸ Die Multiplexstufe E5 wurde von ITU-T nicht mehr genormt.

Für das Zusammenfassen zu einem Übertragungssystem höherer Ordnung muss also gestopft werden. Aus diesem Grunde hat das Übertragungssystem höherer Ordnung nicht nur die vierfache Bitrate eines PCM 30-Übertragungssystems ($4 \times 2048 \text{ kbit/s} = 8192 \text{ kbit/s}$), sondern eine Bitrate von 8448 kbit/s. Die zusätzlichen 256 kbit/s übertragen die Stopfbits und die Stopfinformationsbits und außerdem auch das Rahmenkennungswort für das Übertragungssystem höherer Ordnung.

Durch die angewendeten Stopfbittechniken, das Hinzufügen eines neuen Rahmenkennungswortes nach jedem Multiplexvorgang und die durch ITU-T festgelegten unterschiedlichen Rahmenfrequenzen ist es nicht möglich auf niedrigere Systeme oder auf einen PCM-Kanal direkt zuzugreifen, sondern es müssen immer alle Multiplexvorgänge in umgekehrter Reihenfolge durchlaufen werden. Die Durchführung dieser Maßnahmen ist sehr zeitaufwendig, wodurch sich PDH-Systeme nicht für höhere Geschwindigkeiten als 565 Mbit/s eignen.

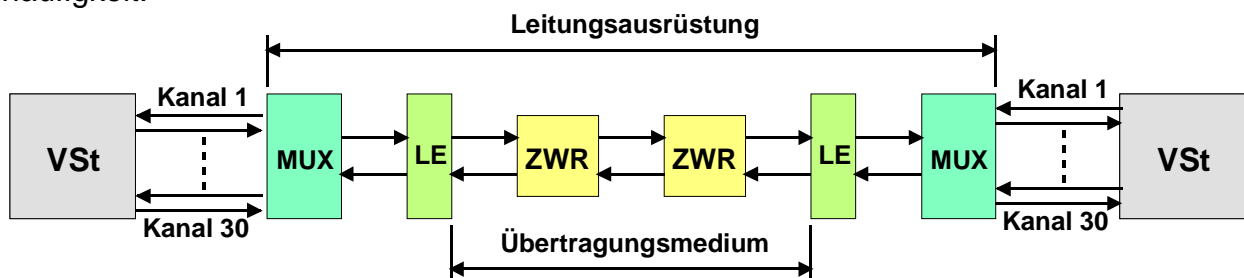
PCM-30 Multiplexstufe	E1	E2	E3	E4	E5
Übertragungsrate	2 Mbit/s 2048 kbit/s	8 Mbit/s 8448 kbit/s	34 Mbit/s 34368 kbit/s	140 Mbit/s 139264 kbit/s	565 Mbit/s 564992 kbit/s
Anzahl Nutzkanäle	30	120	480	1920	7680
Übertragungscode	HDB3	HDB3	4B3T	4B3T	AMI
Übertragungsmedium	NF, LWL, RiFu	LWL, RiFu	Koax, LWL, RiFu	Koax, LWL, RiFu	Koax, LWL
Bits je Rahmen	256	848	1536	2928	2688
Rahmendauer	125 μs	100,38 μs	44,693 μs	21,024 μs	4,758 μs
Rahmenfrequenz	8 kHz	9,962 kHz	22,375 kHz	47,564 kHz	210,19 kHz
Taktfrequenztoleranz	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	$\pm 15 \cdot 10^{-6}$	$\pm 15 \cdot 10^{-6}$

Tabelle 5 Hierarchien digitaler Übertragungssysteme - Detailübersicht

4 Übertragungsstrecke

Ausgangsinformation für digitale Übertragungsverfahren ist nach ITU-T G.711 der binär codierte, digitale Fernsprechanal mit einer Übertragungsrate von 64 kbit/s.

Im Vergleich zum analogen Signal ist die digital übertragene Information gegenüber einer Signalverzerrung und Störeinflüssen wesentlich weniger empfindlich, obwohl auch digitale Signale auf dem Weg vom Sender zum Empfänger in Abhängigkeit von Leitungslänge und Übertragungsmedium gedämpft und durch zusätzliche Störungen verzerrt und verfälscht werden können. Damit eine unverfälschte Rückgewinnung der Information möglich wird muss der Übertragungskanal bestimmten Anforderungen genügen. In erster Linie betrifft dies die notwendige Bandbreite und Übertragungscharakteristik des Kanals. Darüber hinaus hat auch der Signal/Störabstand am Eingang des Decoders einen bedeutenden Einfluss auf die Fehlerhäufigkeit.



MUX — Multiplexer; LE — Leitungsendgerät; ZWR — Zwischenregenerator; VSt — Vermittlungsstelle

Bild 8 Prinzipieller Aufbau einer Übertragungsstrecke

Für Nachrichtenverbindungen werden die unten angeführten Übertragungsmedien verwendet, wobei es besonders bei Weitverkehrsverbindungen vorkommen kann, dass ein Nachrichtenweg aus mehreren unterschiedlichen Übertragungsmedien zusammengesetzt ist wie z.B.:

- Verdrillte Kupferdoppelader
- Koaxialleitung
- Lichtwellenleiter
- Richtfunkstrecke
- Satellitenverbindung

Auf einer Übertragungsstrecke kommen neben den Übertragungsmedien in der Regel folgende drei Komponenten zum Einsatz:

- Multiplexer
- Leitungseinrichtung
- Zwischenregenerator

Multiplexer (MUX)

Je Übertragungsweg und Übertragungsrichtung liefert eine PCM-Codierschaltung alle 125 µs ein 8-Bit-Codewort. Um die eingesetzten Übertragungsmedien gut auszunutzen werden entsprechend ITU-T-Empfehlung G.732 zweiunddreißig 8-Bit-Codewörter (sog. Oktetts) mittels multiplexen in diesen 125 µs Zeitabschnitt hintereinander übertragen. Das bedeutet, dass für ein einzelnes Oktett nur mehr 3,9 µs zur Verfügung stehen. Die Übertragungsgeschwindigkeit beträgt für eine solch Anordnung 2,048 Mbit/s (32x64kbit/s). Jeder PCM-Kanal wird dabei als Zeitschlitz mit der Dauer von 3,9 µs repräsentiert.

Da der PCM-Highway keinerlei Informationen zur Synchronisation zwischen Sender und Empfänger liefert, d.h. keine Auskunft darüber erteilt, wann z.B. der Zeitschlitz Nr. 0 beginnt, wird der Demultiplexer vom Sender im Kanal 0 mit dem sog. Rahmentakt versorgt. Jedem

der 32 Decoder wird zusätzlich mit dem Oktett Takt mitgeteilt, wann das jeweilige Oktett beginnt.

Zur Bildung von Übertragungssystemen mit höheren Geschwindigkeiten werden auch Multiplexer eingesetzt welche durch bitweises Multiplexen vier Eingangssignale in das Ausgangssignal schachteln.

Leitungs-Endgerät (LE)

Bedingt durch die übertragungstechnischen Eigenschaften der eingesetzten Übertragungsmedien, wie zum Beispiel dem frequenzabhängigen Dämpfungsverlauf der Leitung oder der erforderlichen Gleichstromfreiheit wegen der im Leitungsverlauf eingesetzten Übertrager werden die Binärsignale bei langen Übertragungswegen stark beeinflusst. Außerdem wird mit steigender Bitübertragungsrate eine immer größere Übertragungsbandbreite benötigt.

Man ist daher bei allen digitalen Übertragungsverfahren bestrebt, die Signalinformation so an den Übertragungsweg anzupassen, dass eine möglichst geringe Übertragungsbandbreite benötigt wird und trotzdem eine eindeutige Signalerkennung und Signalregeneration möglich ist. Dies erreicht man durch umkodieren der binär kodierten Sprachinformation in einen, dem Übertragungsmedium und dem Übertragungssystem angepassten Leitungskode.

Regenerator (Zwischenregenerator ZWR)

Das digitale Signal erfährt auf dem Übertragungsweg durch den Tiefpass- oder Bandpasscharakter des Kanals eine Signalverformung. Daher werden auf den PCM-Übertragungstrecken in Abhängigkeit vom Übertragungsmedium Zwischenregeneratoren eingesetzt. Sie regenerieren die PCM-Signale beider Richtungen und eliminieren damit Verzerrungen, die durch äußere Einflüsse und die Übertragungsparameter der Leitungen verursacht werden, weiters stellen sie Pegel und Taktfrequenz wieder her - siehe auch Abschnitt 4.2 Signalregeneration.

4.1 Signalcodierung

(8) Die Übertragung des Digitalsignals kann leitungsgebunden oder im Funkkanal durch Modulation auf einen hochfrequenten Träger erfolgen. Bedingt durch die übertragungstechnischen Eigenschaften, wie zum Beispiel dem frequenzabhängigen Dämpfungsverlauf der Leitung oder der erforderlichen Gleichstromfreiheit wegen der eingesetzten Übertrager werden die Binärsignale bei langen Übertragungswegen stark beeinflusst. Das binäre NRZ-Signal weist dazu in keinem Fall die günstigste Signalform auf, was folgendermaßen zu begründen ist.

- Die zur Decodierung auf der Empfangsseite bei Pulscodemodulation notwendige und aus dem übertragenen Digitalsignal zu gewinnende Taktinformation fehlt bei längeren Folgen von „1“- oder „0“-Werten.
- Im Zuge von längeren Leitungsverbindungen sind Zwischenverstärker angeordnet, denen das Digitalsignal über Leitungsübertrager zugeführt wird. Mit dieser Anordnung kann man die Verstärker über die Leitung mit Betriebsspannung fernspeisen. Durch Ankopplung der Verstärker über die Leitungsübertrager geht der im binären NRZ-Signal enthaltene Gleichanteil verloren, was zu einer laufenden Potentialverschiebung im Digitalsignal führt.
- Die unvermeidliche Bandbegrenzung durch den Tiefpasscharakter des Übertragungskanals hat eine Verbreiterung und Verformung der Rechteckimpulse zur Folge, wodurch eine Intersymbolstörung (Impulsnebensprechen) hervorgerufen wird.

Die genannten Tatsachen erfordern eine Signalwandlung, die durch eine Codeumsetzung und durch eine geeignete Impulsformung vorgenommen wird.

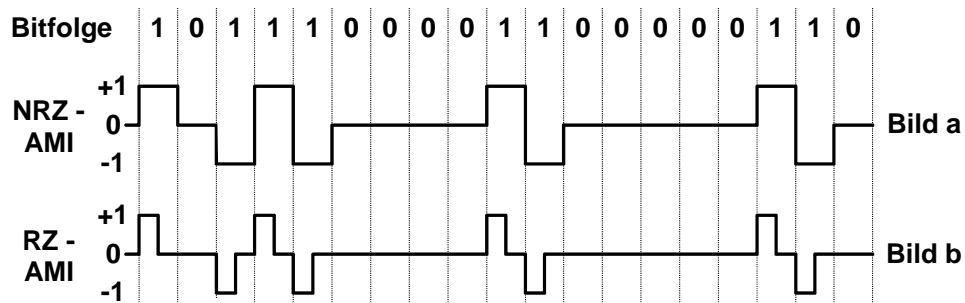


Bild 9 Impulsfolge nach dem AMI-Code mit (a) NRZ-Signal und (b) RZ-Signal

Bei der Übertragung des Digitalsignals über Leitungen mit Zwischenverstärkern gilt es zunächst das binäre NRZ-Signal gleichstromfrei zu machen und darüber hinaus noch möglichst viel Bittaktinformation in den neuen Code einzubringen. Man erreicht dies durch eine Umcodierung in ein bipolares oder pseudoternäres Datensignal nach dem AMI-Code (Alternate Mark Inversion). Dabei werden aufeinander folgende „1“-Werte abwechselnd als „+ 1“ und „-1“ gesendet (siehe Bild 9a). Über einen längeren Zeitabschnitt wird damit der Gleichanteil zu Null. Durch den Polaritätswechsel erhält man aus ursprünglich durchlaufenden „1“-Werten wieder den Bittakt. Das Verfahren wird in der englischen Literatur auch als „bipolar“ mit „full width pulses“ bezeichnet im Gegensatz zu der Umcodierung eines RZ-Signals (Return to Zero), wo man von „bipolar“ mit „half width pulses“ spricht (siehe Bild 9b).

Man ist daher bestrebt bei allen digitalen Übertragungsverfahren, die Signalinformation so an den Übertragungsweg anzupassen, dass eine möglichst geringe Übertragungsbandbreite benötigt wird und trotzdem eine eindeutige Signalerkennung und Signalregeneration gewährleistet bleibt. Dies erreicht man, indem u.a. die ursprüngliche Sprachinformation aus 8-Bit-Codewörtern in einen dem Übertragungsmedium und dem Übertragungssystem angepassten Leitungskode umgewandelt wird.

(9) An einen solchen Leitungscode werden folgende Forderungen gestellt:

- Gleichstromfreiheit des Signals zu realisieren, da die Übertragungsstrecken sehr oft mit Übertragern abgeschlossen sind, die keinen Gleichstrom übertragen können, und da die Entzerrung bei sehr niedrigen Frequenzen schwierig ist.
- Optimierung der Spektralverteilung des Signals zu erreichen, die darin besteht, dass die Spektralenergie des Signals zwischen der Frequenz $f > 0$ und $f < 1/T_0$ (T_0 = Impulsdauer) konzentriert wird. Diese Maßnahme dient der Verminderung des Nebensprechens, das mit der Frequenz ansteigt, und verbessert die Entzerrungsmöglichkeit bei niedrigen Frequenzen.
- Einen möglichst großen Störabstand auf der Leitung zu erreichen durch Anwendung von Codes mit wenigen Signalzuständen (Pseudoternär-codes und Ternär-codes).
- Genügend Taktinformation bei der Übertragung bereitzustellen, da der Takt in den Regeneratoren und beim Empfänger nur aus den Änderungen der Kennzustände des Signals (d.h. der Übergänge $0 \rightarrow 1$ bzw. $1 \rightarrow 0$) abgeleitet werden kann.

Für PCM-30-Basissysteme hat sich weltweit der HDB3 Code (High Density Bipolar Code of Order 3) durchgesetzt, der die oben angeführten Bedingungen weitgehend erfüllt.

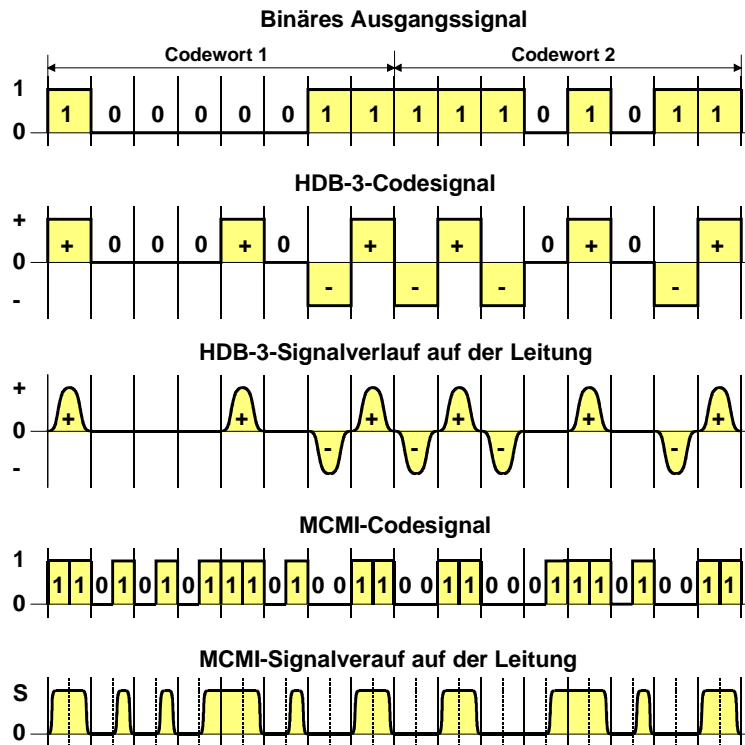


Bild 10 HDB-3-Code und MCMI-Code

High Density Bipolar Code of Order 3 (HDB-3-Code)

Beim HDB-3-Code handelt es sich um einen abgewandelten AMI-Code, bei dem nach 3 Nullen in Folge die nächst folgende (vierte) Null in eine Eins verfälscht wird. Zur Erkennung erhält diese falsche Eins eine dem Bildungsgesetz zu abwechselnder Polarität widersprechende Polarität. Der Grund für den Einsatz dieses Codes ist die gute Takterkennungsmöglichkeit im Signal selbst, die ansonsten bei sehr langen Folgen eines unveränderten Binärzustandes nicht mehr gegeben ist.

- (10) HDB-3-Codierungsregel:** Zur Übertragung eines PCM-30-Grundsystems auf Leitungen wird der HDB-3-Code (high density bipolar) verwendet. Der HDB-3-Code ist eine Erweiterung des dreiwertigen (-1, 0, +1) AMI-Code, bei dem jede zu übertragende logische „1“ abwechselnd als positives bzw. negatives Signal dargestellt wird. Beim HDB-3-Code wird zusätzlich eine lange Folge von logischen „0“ dadurch vermieden, dass jede vierte „0“ als „1“ mit der gleichen Polarität der zuletzt gesendeten „1“ dargestellt wird. Da diese Signaldarstellung die AMI-Code-Regel verletzt, wird diese speziell dargestellte „0“ auch als Verletzungsbit bezeichnet. Bei der Festlegung des Verletzungsbits werden weiterhin zwei Fälle unterschieden:
1. Ist die Zahl der seit dem letzten Verletzungsbit aufgetretenen Einsen ungerade, so wird die vier Bit „0“-Folge als 000V dargestellt. Das V-Bit entspricht der oben beschriebenen Verletzungsregel des AMI-Code.
 2. Ist die Zahl der seit dem letzten Verletzungsbit aufgetretenen Einsen gerade oder null, so werden vier aufeinander folgende „0“-Bits als B00V dargestellt. Das B-Bit sorgt in dieser Vorschrift wiederum für eine Umpolung und damit für einen geringen Gleichstromanteil bei der Übertragung.

Einige Beispiele für die HDB3-Codierung von Signalen sind im **Bild 13** im Vergleich zu dem Binärsignal dargestellt. Wie aus dem Bild zu entnehmen ist, wird eine hohe Zahl von Polaritätswechsel durch die Wahl des HDB-3-Code sichergestellt, auch wenn kontinuierliche „0“-Folgen gesendet werden. Dadurch wird eine gleichstromfreie Übertragung und eine sichere Taktrückgewinnung beim Empfänger erreicht.

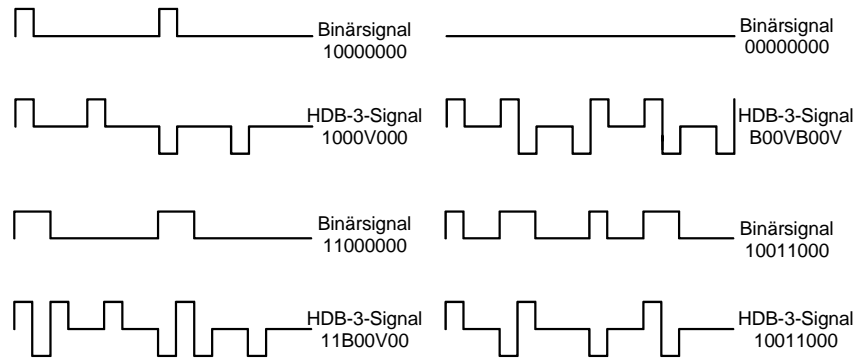


Bild 11 HDB-3-Codierbeispiele

Modified Codes Mark Inversion (MCMI-Code)

Dieser Code wird auch als 1Ternär2Bit-Code (1T2B-Code) bezeichnet. Er wird insbesondere bei der Signalübertragung über Glasfaser eingesetzt, da es bei der Übertragung mittels Licht keine ternären (drei) Zustände gibt, sondern nur „Licht“ oder „kein Licht“.

(11) MCMI-Codierungsregel:	HDB3-Signal	1T2B-Codierung
	+	11
	—	00
	0	01
		10 = verboten

4.2 Signalregeneration

Das digitale Signal erfährt auf dem Übertragungsweg durch den Tiefpass- oder Bandpasscharakter des Kanals eine Signalverformung. Bei der Basisbandübertragung des PCM-Signals über symmetrische Leitungen oder Koaxialkabel wirkt sich hauptsächlich die durch den Skineffekt bedingte frequenzabhängige Dämpfung aus. Ab einer bestimmten Frequenz im Bereich von etwa 10 kHz steigt die Dämpfungskonstante proportional zur Wurzel aus der Frequenz an wodurch als Folge der Impulsverbreiterung Bitfehler auftreten können.

Bei der Digital-Signal-Übertragung ist — als Vorteil gegenüber Analogsignalen — neben der Signalverstärkung auch eine Signalregenerierung möglich:

- Regenerierung der Signalwerte durch Rückgewinnung vorgegebener Zustandswerte (Schwellwertentscheidung und Amplitudenrekonstruktion)
- Regenerierung des Taktes zum Befreien des Signals von Taktphasenschwankungen (Phasenentscheidung und Zeittaktrekonstruktion für die Mitte einer Bitperiode).

(12) Auf PCM-Übertragungstrecken werden abhängig vom Übertragungsmedium, in Abständen von etwa 2 bis 35 km Zwischenregeneratoren eingesetzt. Sie regenerieren die PCM-Signale beider Richtungen und eliminieren damit Verzerrungen, die durch äußere Einflüsse und die Übertragungsparameter der Leitungen verursacht werden und stellen Pegel und Taktfrequenz wieder her.

Ein Regenerator für Bipolarsignale (Bild 12) enthält zwei Amplitudendiskriminatoren, um die 1-Signale zu erkennen. Die Taktfrequenz des Taktgenerators VCO wird dem empfangenen Signal so nachgeführt, dass sich der Zeitdiskriminator „in der Mitte“ des empfangenen Impulses für einen neu auszusendenden Impuls entscheiden kann.

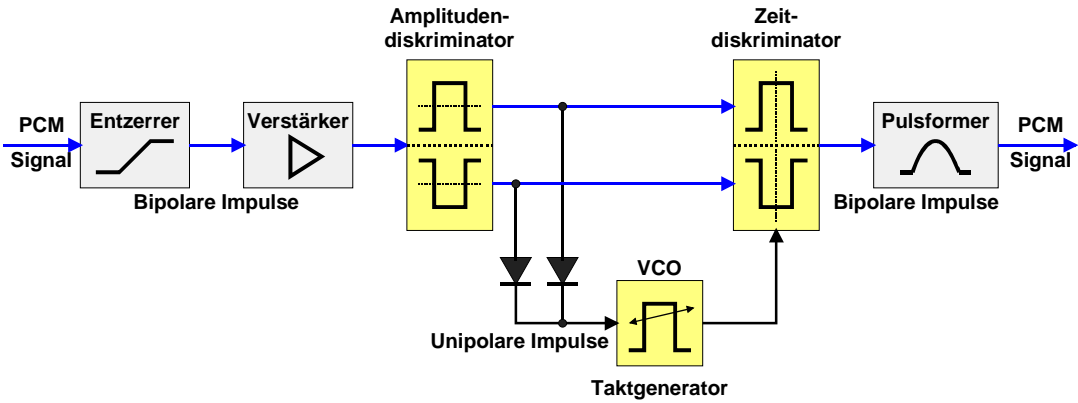


Bild 12 Regenerator für Pseudoternärsignale

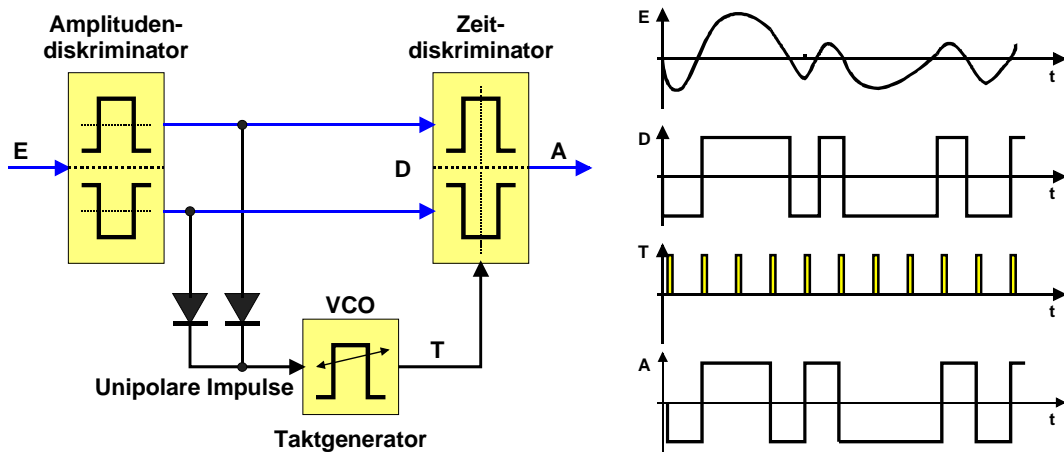
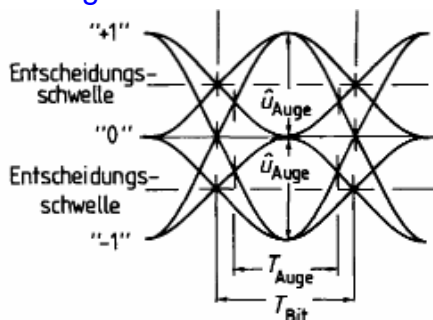


Bild 13 Signalregeneration

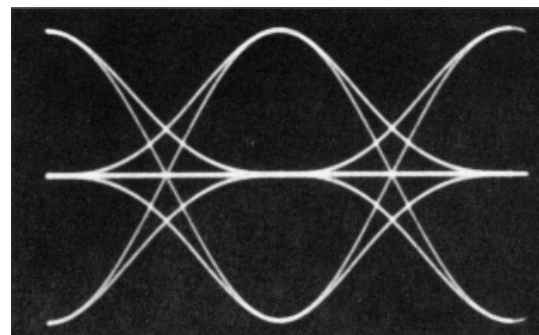
Solange die Grenzwerte „halber Schwellwert“ und „halbe Bitperiode“ bei Störungen und Verzerrungen des Digitalsignals nicht unterschritten werden, ist eine fehlerfreie Übertragung möglich (Bild 13).

Augendiagramme für pseudoternäre Signale

(13) Werden durch ein Oszilloskop zeitlich nacheinander auftretende Signalintervalle „übereinander geschrieben“, entsteht ein Augendiagramm. Für eine eindeutige Entscheidung benötigt der Amplitudendiskriminator eine gewisse Augenöffnung (Bild 14 und 15). Je mehr Störungen auftreten, desto kleiner wird die Augenöffnung, d.h., desto eher fallen Fehlentscheidungen im Regenerativverstärker.

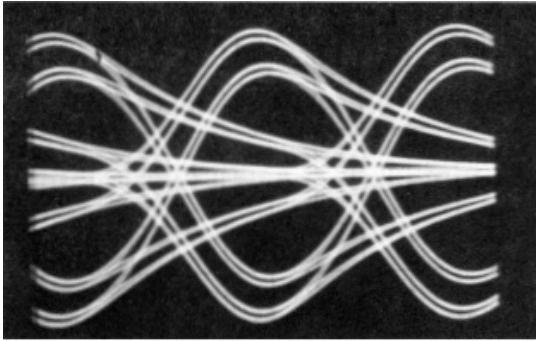


pseudoternäres Digitalsignal mit \cos^2 Impulsform

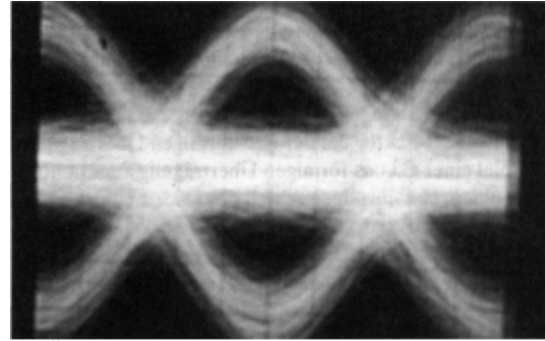


ideale Übertragung

Bild 14 Augendiagramme für pseudoternäre Signale



Bandbegrenzung durch Leitungskanal



Überlagerung einer Rauschspannung

Bild 15 Augendiagramme für pseudoternäre Signale

4.3 Signalübertragung

4.3.1 Übertragungsqualität

(14) Die Übertragungsqualität für PCM-Signale ergibt sich aus den Digital-Signal-Parametern an den Leitungseingängen und -ausgängen einer Übertragungsstrecke und kann festgestellt werden durch die

- Bitfehlerhäufigkeit (BER, bit error rate)
Verhältnis von Signalfehlern zur Gesamtzahl der Signalelemente, den
- Jitterunterdrückungsfaktor
Verhältnis der Taktschwankungen zwischen Eingang und Ausgang eines Übertragungsabschnitts und die
- Schlupfrate
Taktabweichung eines Taktsignals von einem idealen Taktsignal in einer bestimmten Beobachtungszeit

Fehlerratenmessungen

Auf der Übertragungsstrecke können einzelne Bits oder ganze Blöcke von Bits verfälscht werden. Ursachen sind z.B. fehlerhafte Leitungszerrer, Fremdbeeinflussung durch Störquellen, Fehler in der Taktregeneration. Die Folgen sind Geräuschzunahme im Fernsprekkanal, Fehler bei der Datenübertragung oder auch Synchronausfall der Empfangsstelle. Die Bitfehlerhäufigkeit ist die wichtigste Kenngröße einer digitalen Übertragungsstrecke.

Auf der Sendeseite wird ein bestimmtes Prüfmuster erzeugt und auf der Empfangsseite bit für bit mit dem Referenzmuster verglichen. Als Prüfmuster verwendet man periodische Bitmuster oder Pseudozufallsfolgen, die durch rückgekoppelte Schieberegister erzeugt werden. Für diese Messung müsste das Übertragungssystem außer Betrieb genommen werden. Das PCM-Signal enthält aber bereits wiederkehrende Muster. Die Überwachung der Regeln für AMI-Code bzw. HDB-3-Code erlauben eine Fehlerratenmessung während des Betriebes. Abweichungen von den Codiervorschriften müssen auf Bitfehlern beruhen (Bild 16 und 17 zeigen Beispiele). Es werden Fehlerhäufigkeiten in der Größenordnung 10^{-6} und besser angestrebt.

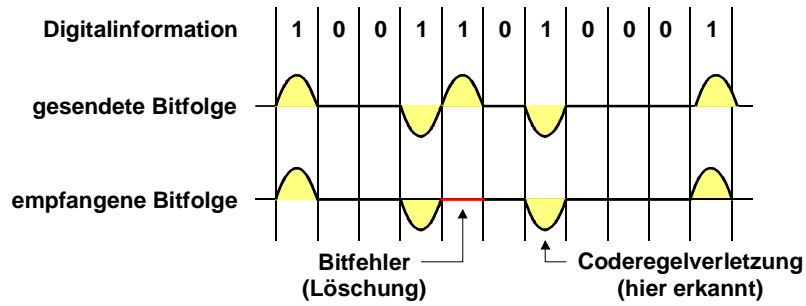


Bild 16 Bitfehler und ihre Erkennung (Beispiel AMI-Code)

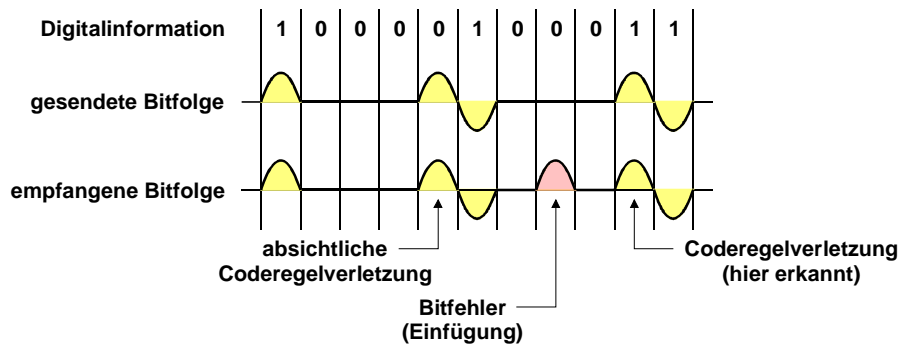


Bild 17 Bitfehler und ihre Erkennung (Beispiel HDB-3-Code)

Jitter-Messungen

(15) Zeitliche Schwankungen der Nulldurchgänge des Digitalsignals um einen festen Mittelwert nennt man Jitter. Jitter entsteht z.B. durch Auswandern der Freilauffrequenz des Taktgebers eines Regenerators bei längeren Nullfolgen im Signal. Wenn die Phasenverschiebung zwischen Datensignal und Regenerortaktsignal zu groß wird, ist eine Biterkennung nicht mehr möglich, es entstehen Fehler.

Ein Jittergenerator erzeugt Taktphasenschwankungen für bestimmte 1-0-Folgen des PCM-Sendesignals. Es interessieren die Taktphasenschwankungen des PCM-Empfangssignals und die Fehlerhäufigkeit der Übertragungsstrecke.

Im Regenerativverstärker geschieht die Taktrückgewinnung durch eine phasenstarre Schleife (PLL phase locked loop), siehe Bild 18. Ein Phasendiskriminator PD bildet die Differenz d zwischen ankommendem Leitungssignal s und örtlich erzeugtem Taktsignal c. Das Differenzsignal d wird geglättet und führt den Oszillator (VCO voltage controlled oscillator) entsprechend der ankommenden Taktphase nach.

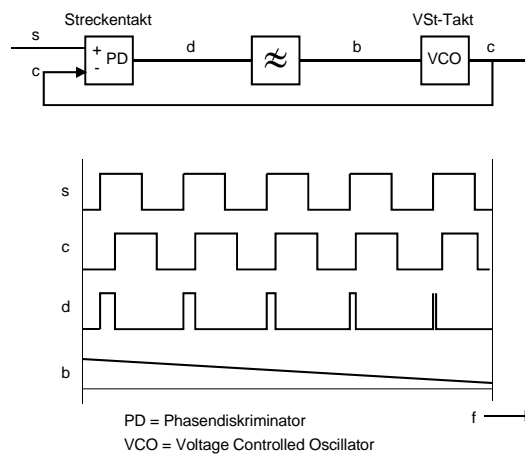


Bild 18 Signale in einem Phasenregelkreis

Schlupfmessungen

(16) An einer digitalen Vermittlungsstelle kommen eine Vielzahl von PCM-Übertragungsstrecken an, jede mit einem individuellen Streckentakt. Jede Vermittlungsstelle wird von einem Ortstakt bestimmt. Zur Taktanpassung verwendet man zur Trennung von Schreib- und Lesephasen Pufferspeicher (Bild 19), welche die Informationen eines Pulsrahmens aufnehmen. Liegen Frequenzabweichungen vor, erfolgt von Zeit zu Zeit ein Speicherüberlauf bzw. ein doppeltes Speicherauslesen. Es entsteht ein Pulsrahmenschlupf (slip), der sich beim Fernsprechen als Knacken äußert. Ein hörbares Knackgeräusch pro Minute ist für PCM-Fernsprechen tolerierbar.

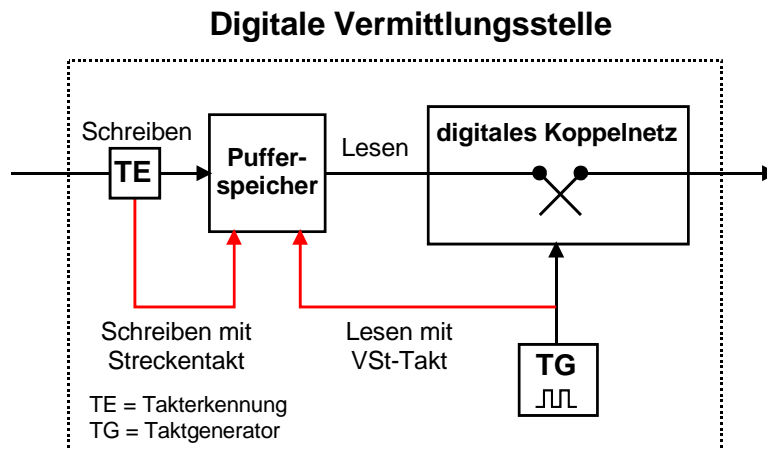


Bild 19 Pulsrahmenanpassung in einer Vermittlungsstelle VSt

Die Schlupfrate lässt sich am empfangsseitigen Pufferspeicher einer PCM-Übertragungsstrecke durch Beobachtung der Schreib- und Leseadressen innerhalb eines Messzeitintervalls erfassen.

Im internationalen Verbund hat man eine sehr niedrige Schlupfrate festgelegt (ein Rahmenschlupf in 70 Tagen).

Langsame periodische Schwankungen der Taktfrequenz um einen Mittelwert nennt man „Wander“. Sie führen nur bei Kapazitätsüberschreitungen des Pufferspeichers zum Rahmenschlupf.

4.3.2 Beeinflussungen und Störungen

Bei der Übertragung von Nachrichtensignalen treten Veränderungen auf, die verursacht werden durch die

- Signaldämpfung und durch
- Störungen

4.3.2.1 Dämpfung

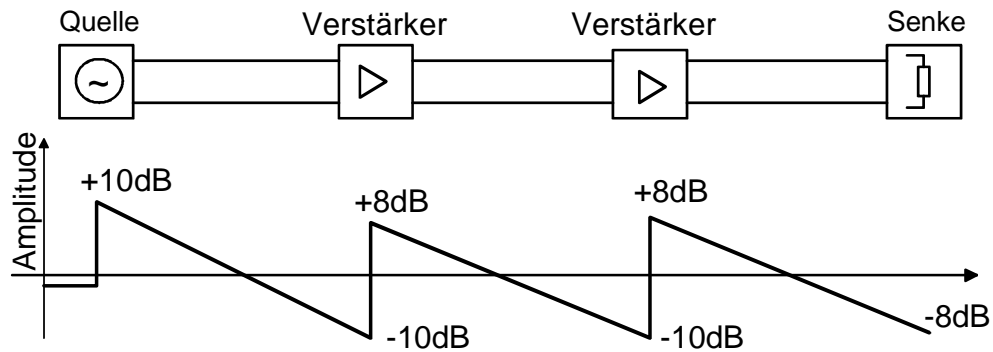


Bild 20 Dämpfung und Verstärkung von Signalen

(17) So wie jede Energieübertragung ist auch die Nachrichtenübertragung mit Verlusten verbunden, d.h. die Nachricht wird gedämpft. Ursache dieser Dämpfung sind unter anderem die Leitungskonstanten, die eine Übertragungsstrecke kennzeichnen: Leitungswiderstand, Induktivität, Ableitung, Kapazität. Die Leistung nimmt mit zunehmender Leitungslänge nicht linear, sondern exponentiell ab. Dementsprechend ist die Dämpfung als das logarithmische Verhältnis der Eingangsleistung zur Ausgangsleistung eines Übertragungsvierpoles definiert.

Da die Messwerte von Spannung, Strom und Leistung in der Übertragungstechnik nicht als direkte Größe sondern als Pegel angegeben werden, ist die Dämpfung die Differenz zweier Pegel an einer Übertragungsstrecke (bezogen auf die Übertragungsrichtung). Das Gegenteil einer Dämpfung ist die Verstärkung, sie wird mit Pegelwerten angegeben, die das umgekehrte Vorzeichen wie die Dämpfung haben.

Ein Gesamtübertragungssystem kann so durch die Addition der entsprechenden Einzelwerte ermittelt und beurteilt werden.

In die Energieübertragung gehen jedoch auch die Verhältnisse ein, die sich aus dem Zusammenwirken von Sender (z. B. Mikrophon), Leitung und Empfänger (z. B. Fernhörer) ergeben. Ist eine Leitung — was in der Praxis meist der Fall ist — nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, so treten zusätzliche Verluste durch die „Stoßstellen“ auf. Um für beliebige Abschlussfälle ein geeignetes Maß für die Dämpfung unter Betriebsverhältnissen zu haben, hat man den Begriff der Betriebsdämpfung geschaffen. Man vergleicht dabei die gegebenen Übertragungsverhältnisse mit einer idealen Übertragung, bei der Sender und Empfänger ohne Energieverluste unmittelbar zusammenarbeiten. Die Betriebsdämpfung a_B ist bestimmt durch das logarithmische Verhältnis der Scheinleistung P_0 , die ein Sender mit dem inneren Widerstand R_1 an einen widerstandsgleichen Verbraucher unmittelbar abgeben würde, zu der Scheinleistung P_2 , die er über die Leitung an den Empfänger mit einem beliebigen Widerstand R_2 tatsächlich abgibt.

(18) Messwerte von Spannung, Strom und Leistung werden in der Übertragungstechnik als Pegel angegeben, d.h. als ein Verhältnis des Messwertes zu einem Bezugswert. Pegelwerte werden heute im dekadischen Logarithmus in Dezibel (1/10 Bel) angegeben, früher waren Angaben im natürlichen Logarithmus (Neper) üblich. Die Angabe Dezibel (abgekürzt dB) ist dabei keine Maßangabe, da die beiden ins Verhältnis gesetzten Größen die gleichen Einheiten haben. In der Nachrichtenübertragungstechnik sind Angaben des Spannungs- und Leistungspegels üblich.

Für die Angabe des Spannungspegels gilt:

$$a_u = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} \quad dB \tag{Gleichung 1}$$

für die Angabe des Leistungspegels gilt:

$$a_p = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} \quad dB$$

Gleichung 2

(19) Absoluter Pegel (dBm)

Pegelwerte können auf feste Größen bezogen werden. Der absolute Pegel beispielsweise wird auf die Normleistung von 1mW⁹ bezogen, angegeben wird dieser Pegel in dBm. Nach der Festlegung des absoluten Pegels wird die Normleistung an einem reellen Widerstand von 600 Ω erbracht, wodurch sich ein Spannungswert von 0,775 V ergibt. Der absolute Spannungswert (Spannungswert bezogen auf 0,775 V) wird mit dBu angegeben.

$$a_{p0} [dBm] = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_0} = 10 \cdot \lg \frac{P}{1 \text{ mW}}$$

Gleichung 3

$$a_{u0} [dBu] = 20 \cdot \lg \frac{U}{U_0} = 20 \cdot \lg \frac{U}{0,775 \text{ V}}$$

Gleichung 4

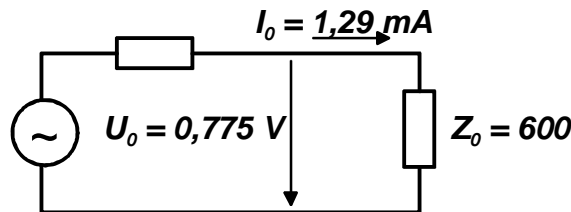


Bild 21 Definition des absoluten Pegels

(20) Relativer Pegel (dBr)

Häufig wird der „Relative Pegel“ (dBr) verwendet und angegeben. Der relative Pegel bezieht einen beliebigen Messwert an einer Übertragungsstrecke auf einen frei gewählten oder festgelegten Punkt der Übertragungsstrecke. Der Bezugspunkt wird dann mit 0 dBr definiert.

4.3.2.2 Störungen

In jedem realen Nachrichtenkanal treten Störungen auf. Störungen sind Fremdspannungen die sich dem Signal überlagern und es in unerwünschter Weise verformen. Störungen treten unabhängig vom Signal auf, im Gegensatz zu Verzerrungen, die nur dann auftreten, wenn auch das Signal auftritt.

Beim Nachrichtenempfang werden Störungen, die dem Senkensignal überlagert sind, als lästig empfunden. Störungen treten sowohl bei analoger als auch bei digitaler Übertragung auf und verfälschen den Inhalt der Nachricht wenn sie ein zulässiges Maß überschreiten.

(21) Man kann im Wesentlichen vier Störungsursachen unterscheiden:

- thermisches Rauschen in Widerständen und Transistoren,
- Nebensprechen,
- selektive Fremdspannungen (z.B. Wählergeräusche, Brummspannungen u.a.),
- Klirrgeräusche (d.h., die Auswirkungen nichtlinearer Verzerrungen).

⁹ Die Leistung von 1 mW entspricht nach den Erfahrungen der mittleren Sprechleistung am Anfang einer Fernleitung.

Störabstand

Zur Bewertung des Einflusses von Störungen ist vor allen Dingen (aber nicht nur) ihre effektive Leistung (d.h. ihr Störpegel) bedeutsam. Bei Digitalsignalen hängt der Störeinfluss aber auch noch von der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Störampplituden ab.

Der Störabstand r ist ein "Sicherheitsabstand" des Signalpegels vom Störpegel was bedeutet, dass die Störabstandsforderungen für das Senkensignal bei den verschiedenen Signalarten verschieden sind. Die höchsten Anforderungen stellt das Klangsignal, die niedrigsten ein Digitalsignal.

Der Störpegelabstand (oder kurz Störabstand) r wird als Differenz zwischen Signalpegel und Störpegel wie folgt errechnet

$$r = L_S - L_N = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_N} \quad \text{in dB} \quad \text{Gleichung 5}$$

$$L_S = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_0} \quad \text{in dB} \quad \text{Gleichung 6}$$

$$L_N = 10 \cdot \lg \frac{P_N}{P_0} \quad \text{in dBm} \quad \text{Gleichung 7}$$

L_S absoluter Sendepiegel eines Signals

L_N absolute Störpegel

P_S Effektivwert der Signalleistung

P_0 1 mW international vereinbarte Bezugsleistung.

P_N Effektivwert der Störleistung.

Thermisches Rauschen

Thermisches Rauschen entsteht durch die regellosen freien Bewegungen der Elektronen und anderer Ladungsträger in Widerständen und Transistoren.

Die Rauschleistungsdichte eines Widerstandes, also die Rauschleistung je Hz Bandbreite, ist bei allen technisch vorkommenden Frequenzen konstant. Man bezeichnet dieses Rauschen deshalb als *weißes Rauschen*. Farbige Rauschen hat keine über alle Frequenzen konstante Leistungsdichte!

Auch aktive Verstärkerelemente sind Rauschquellen. Bei Transistoren gibt es 4 verschiedene Rauschursachen:

- Schrotrauschen des Emitterstroms,
- Verteilungsrauschen durch Schwankungen der Verteilung des Emitterstroms,
- Schrotrauschen des Kollektorsperrstroms,
- Wärmerauschen des Basiswiderstands.

Für technische Zwecke wird der Rauschbeitrag der Verstärker oft als Pauschalzuschlag zum Rauschen der Widerstände in gleicher Höhe hinzu geschlagen, da eine exakte Rechnung infolge der verschiedenartigen Einflüsse schwierig ist. Als Größenordnung kann man annehmen, dass ein Transistor eine Rauschleistung von 1.. .2 pW erzeugt. Gekühlte Maserverstärker für Satellitenempfang haben Rauschleistungen von etwa 0,02 pW!

Für die Beurteilung des Rauscheinflusses bei der Signalübertragung ist vor allen Dingen die *Rauschspannung* von Interesse, deren Wirkung auf der Leitung am Eingang der Verstärker bzw. der Regeneratoren zu beachten ist, weil dort das Signal infolge der Dämpfung einen sehr kleinen Pegel hat. Nimmt man die praktisch häufig zugrunde gelegte zulässige Leitungsdämpfung $a_L = 40$ dB an, dann ist die Signalleistung bei Annahme von $P_1 = 1$ mW Sen-

deleistung am Regeneratoreingang nur noch $P_2= 100 \text{ nW}$, bzw. die Spannung an 600Ω $U_2=77,4 \text{ mV}$.

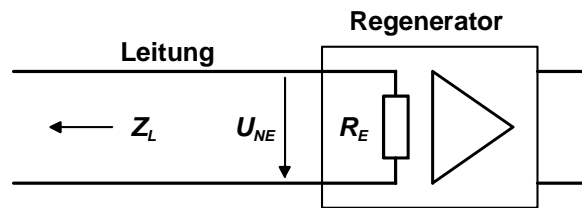


Bild 22 Spannungs- und Leistungsverhältnisse am Eingang eines Regenerators

Am Eingang des Regenerators mit dem Eingangswiderstand R_E wirkt eine Rauschquelle, die nach obigem Bild 22 aus der Parallelschaltung des Wellenwiderstands der Leitung Z_L mit dem Eingangswiderstand R_E besteht. Dieser sonderbare Sachverhalt ergibt sich aus dem physikalischen Verhalten der Leitung: Eine Leitung kann beliebig lang sein, aus Sicht des Regeneratoreingangs wirkt sie elektrisch immer nur mit ihrem Wellenwiderstand! Die Rauschstörungen einer Leitung werden also unabhängig von der Länge der Leitung immer nur am Regenerator- bzw. Verstärkereingang wirksam!

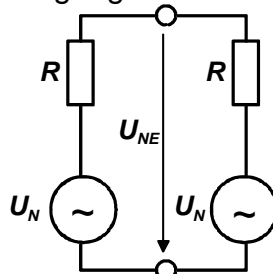


Bild 23 Spannungs- und Leistungsverhältnisse bei 2 parallelen Rauschquellen

Im Anpassungsfall ist $Z_L = R_E = R$ und beide Widerstände erzeugen die Leerlaufspannung U_N . Die beiden Rauschquellen geben also bei Anpassung die maximale Leistung an den "anderen" Widerstand ab, die sich mit dem gleichen "inneren" Verlustleistungsbetrag addiert. Die in jedem der beiden Widerstände umgesetzte Leistung ist deshalb $P=2P_{N \text{ max}}$. Die gleiche Leistung kann man aus Bild 23 berechnen zu $P=U_{NE}^2 / R$. Durch Gleichsetzen erhält man

$$U_{NE} = \frac{U_N}{\sqrt{2}} = \sqrt{4kTBR/2} = \sqrt{2kTBR} \tag{Gleichung 8}$$

Es ergibt sich, dass eine solche Schaltung nach außen so wirkt, als ob die Rauschquelle nur aus dem Widerstand der Parallelschaltung $R/2$ besteht.

- k Boltzmann-Konstante = $1,381 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
- T Absolute Temperatur in K
- B Bandbreite in kHz
- R Widerstand der als Rauschquelle wirkt in $k\Omega$
- U_N Leerlaufspannung
- U_{NE} Rausch-Leerlaufspannung

Zur Berechnung der Rauschspannung bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$ (293 K) kann man folgende nützliche Faustformel für die Leerlaufspannung bei 20°C (293 K) verwenden:

$$U_N = 1,272 \cdot 10^{-7} \sqrt{R} \sqrt{B} [\text{in V}] = 0,1272 \sqrt{R} \sqrt{B} [\text{in } \mu\text{V}] \tag{Gleichung 9}$$

Beispiel: Am Ende eines Regeneratorabschnitts wird das Kabel mit dem als reell und verlustbehaftet angenommenen Wellenwiderstand $Z_L = 600 \Omega$ von einem Regeneratoreingangswiderstand $R_E = 600 \Omega$ angepasst abgeschlossen.

Wie groß ist der Effektivwert der Rauschspannung bei Zimmertemperatur, der am Eingang des Regenerators entsteht, wenn das Eingangsfilter eine Bandbreite von 1 MHz hat? Wellenwiderstand und Eingangswiderstand wirken als Parallelschaltung mit dem Widerstand $R = 300 \Omega$. Mit Gl. 14 und 15 ergibt sich $U_{NE} = (0,1272 / \sqrt{2}) \cdot \sqrt{0,6 \cdot 1000} \mu V = 2,203 \mu V$. Diese Rauschspannung an 300Ω bestimmt den Störabstand zum Eingangssignal, das durch die Strecke gedämpft wurde.

Nebensprechen

(22) Nebensprechen ist der unerwünschte Übergang eines Teils der Signalenergie von einem Nachrichtenkanal in einen anderen welcher infolge elektrischer Verkopplungen zwischen den innerhalb des Kabels parallel verlaufenden Leitungen entsteht. Man unterscheidet Nahnebensprechen und Fernnebensprechen.

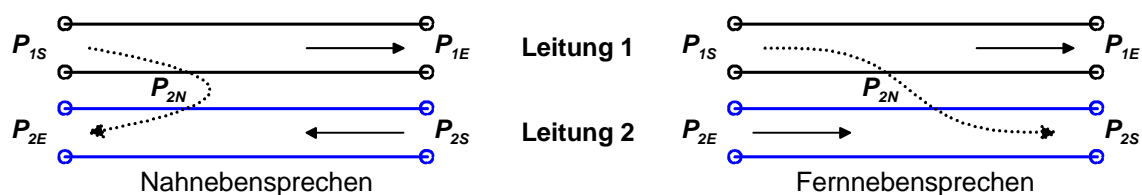


Bild 24 Nebensprechmöglichkeiten

Beim Nahnebensprechen befinden sich der störende Sender (mit großer Ausgangsleistung) und der gestörte Empfänger (mit kleiner Eingangsleistung) am gleichen Ende der Leitung. Beim Fernnebensprechen befindet sich der störende Sender am anderen Ende der Leitung.

(23) Fernnebensprechen hat folgende Ursachen:

- Unsymmetrien bezüglich des Erdungswiderstands,
- Phantomkreise,
- kapazitive Kopplungen,
- induktive Kopplungen,
- Widerstandskopplungen.

Bei einem Koaxialkabel ist der Nebensprecheinfluss eng benachbarter paralleler Leitungen nur bei niedrigen Frequenzen kritisch, und man kann diese Kabel bei niedrigen Frequenzen nicht voll ausnutzen, da die Abschirmwirkung erst mit der Wirkung des Skin效ekts einsetzt. Bei höheren Frequenzen dagegen ist das Nebensprechen viel geringer als bei symmetrischen Kabeln. Minimalwerte der Nebensprechdämpfung liegen hier bei etwa 85 dB. Das ist eine der Hauptgründe dafür, dass Koaxialkabel für Trägerfrequenzsysteme bis 60 MHz und für Digitalssysteme bis über 1 GHz einsetzbar sind.

Grundwert der Nebensprechdämpfung

Der durch das Nebensprechen beim gestörten Empfänger hervorgerufene Störabstand wird als Grundwert der Nebensprechdämpfung a_0 bezeichnet; er darf den international vereinbarten Wert von $a_0 = 58 \text{ dB}$ nicht unterschreiten. Bezeichnet man die Nahnebensprechdämpfung mit a_N und die Fernnebensprechdämpfung mit a_F , (Leistungsverhältnisse siehe Bild 30) so ist der Grundwert der Nebensprechdämpfung definiert mit dem logarithmischen Verhältnis

$$a_0 = 10 \cdot \lg \frac{P_{2F}}{P_{2N}} \quad \text{Gleichung 10}$$

Der Grundwert der Nebensprechdämpfung ist abhängig von der Dämpfung des Nebensprecheinflusses und der Leitungsdämpfung, d.h. es muss sowohl für das Nahnebensprechen als auch für das Fernnebensprechen der Grundwert a_0 um die Leitungsdämpfung a erhöht werden, um die erforderlichen Werte für die Nebensprechdämpfungen zu erhalten:

$$a_N = a_0 + a \qquad a_F = a_0 + a \qquad \text{Gleichung 11}$$

Die von ITU-T in der Empfehlung G.151 vorgegebenen Werte für $a_0 \geq 58$ ist eine hohe Forderung für eine analoge NF-Übertragung, denn wenn $a = 40$ dB zugelassen werden soll, dann muss die Nebensprechdämpfung ≥ 98 dB sein, was faktisch nicht zu erreichen ist!

Die Nebensprechforderungen für eine Fernsehübertragung liegen bei etwa 50 dB und für Klangübertragung bei über 80 dB.

5 Theorie der Digitalsignalübertragung

5.1 Periodische Funktionen

Die Kommunikationstechnik basiert zum großen Teil auf der Übertragung und Vermittlung digitaler Signale, welche durch zweiwertige Informationseinheiten, also binär, dargestellt werden. Beliebige Nachrichten können durch die Kombination einer bestimmten, begrenzten Anzahl von Zeichen dargestellt werden, die jeweils einen von zwei möglichen Zuständen einnehmen können. Durch die Zuweisung einer Bedeutung für eine bestimmte Kombination binärer Zeichen (z.B. PCM Sprachcodierung) repräsentiert jede festgelegte Kombination einen bestimmten Nachrichteninhalt.

Beliebige periodische Signale können mittels Fourier-Analyse durch eine Summe von bestimmten periodischen, analogen Signalen dargestellt werden. Dieser Zusammenhang ist für Betrachtungen zur digitalen Übertragungstechnik ein wichtiger Faktor, da digitale Signale bei ihrer Übertragung durch komplexe analoge Signale gebildet werden. Erst auf der Empfängerseite werden aus den übertragenen analogen Signalen wieder digitale Signale zurückgebildet.

Allgemein können periodische, digitale Signale als Grundschwingung plus Gleichstromanteil und Oberschwingungen beschrieben werden, sie können aber auch durch Summierung und Überlagerung bestimmter analoger Schwingungen gebildet werden (Synthese).

Allgemein gilt für eine periodische Funktion:

$$\begin{aligned} s(t) &= a_0 + a_1 \cos(\omega t + \varphi) + a_2 \cos(2\omega t + \varphi) + a_3 \cos(3\omega t + \varphi) + \dots \\ &\quad + (b_1 \sin(\omega t + \varphi) + b_2 \sin(2\omega t + \varphi) + b_3 \sin(3\omega t + \varphi) + \dots) \qquad \text{Gleichung 12} \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + b_n \sin(n\omega t + \varphi_n)] \end{aligned}$$

Die Koeffizienten a_n und b_n sind nach folgenden Formeln berechenbar:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \qquad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \qquad \text{Gleichung 13}$$

Für $n = 0$ ergibt sich:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) dt \quad \text{Gleichung 14}$$

Beispiel einer digitalen, periodischen Funktion:

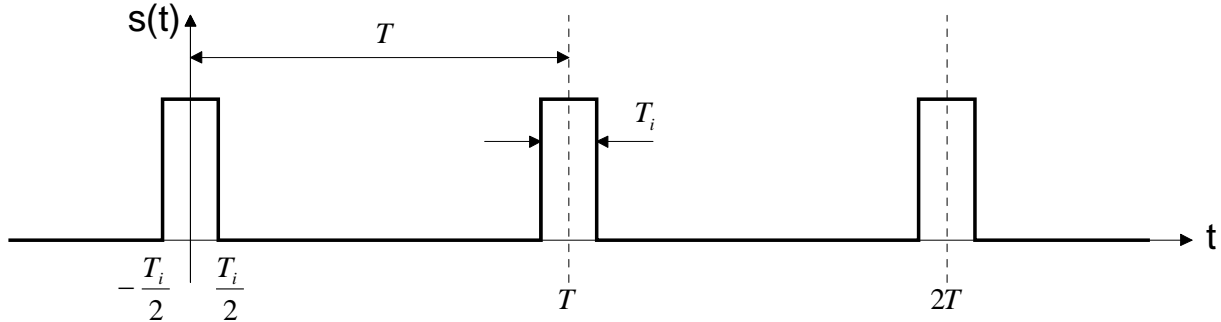


Bild 25 Rechteckfunktion mit einem Tastverhältnis T_i/T

Betrachtet man eine Rechteckfunktion mit einem Tastverhältnis T_i/T , so lassen sich aus den zuvor angegebenen Formeln die Koeffizienten wie folgt berechnen:

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \cdot \sin\left(n\pi \cdot \frac{T_i}{T}\right) \quad \text{für } n=1; \quad b=0 \quad \text{für } n \geq 1; \quad a_0 = \frac{T_i}{T} \quad \text{Gleichung 15}$$

Aus diesen Koeffizienten ergibt sich für die Funktion:

$$s(t) = \frac{T_i}{T} + \frac{2}{\pi} \sin\left(\pi \frac{T_i}{T}\right) \cdot \cos(\omega_0 t) + \frac{2}{2\pi} \sin\left(2\pi \frac{T_i}{T}\right) \cdot \cos(2\omega_0 t) + \dots \quad \text{Gleichung 16}$$

Stellt man die entstehende Kurve als Summe dar, so ergibt sich für ein Tastverhältnis von 0,2 die im folgenden Bild dargestellte Funktion. Die Kurve ist als Summenkurve für jeweils $N=1, 5, 15$ und 51 dargestellt. Wie deutlich erkennbar ist, steigt die Flankensteilheit mit der Anzahl der Oberwellen oder mit zunehmender Dämpfung der Oberwellen nimmt die Flankensteilheit ab. Genau dieses Verhalten ist bei der Übertragung von digitalen Signalen auf Leitungen zu beobachten.

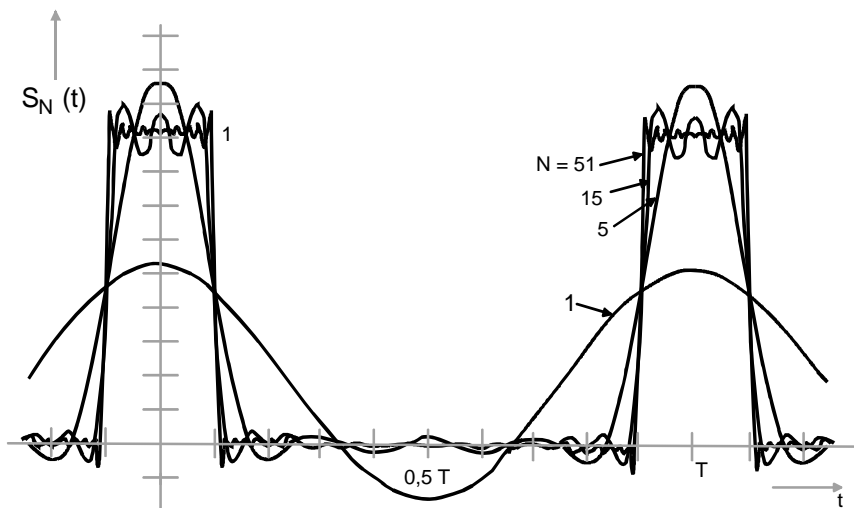


Bild 26 Fourier-Synthese für eine Rechteckfunktion

5.2 Nichtperiodische Funktionen

Häufig müssen nichtperiodische Funktionen betrachtet werden, die in einer Annäherung als Funktionen mit einer unendlichen Periodendauer ($T \rightarrow \infty$) angesehen werden können. Ein extremes Beispiel für eine solche Funktion ist der „Dirac“-Impuls, der innerhalb der Impulstechnik eine große Rolle spielt. Der Dirac-Impuls ist eine verallgemeinerte Rechteckfunktion (eine Distribution) mit einer Impulsbreite „ ε “, und einer Amplitude „ $1/\varepsilon$ “, wodurch sich unter der Kurve eine Fläche mit dem Wert 1 ergibt. Bei bestimmten Grenzbetrachtungen lässt man die Impulsbreite ε gegen „0“ gehen, die Amplitudenhöhe strebt dann gegen unendlich, wobei die Fläche unter der Kurve immer noch gleich 1 ist. Diese vom Physiker Dirac 1947 entwickelte Impulsfunktion ist auch unter dem Namen Dirac-Impuls, δ -Funktion oder Nadelimpuls bekannt. Für die Darstellung der Funktion wird ein spezielles Symbol verwendet, da eine zeichnerische Darstellung nicht möglich ist.

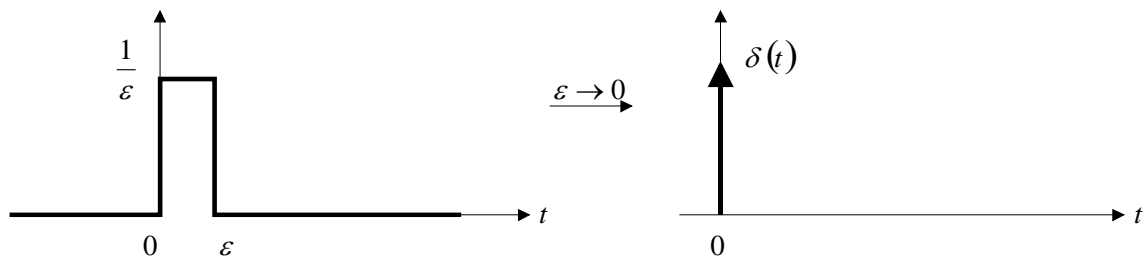


Bild 27 Dirac-Impuls

Für den Grenzfalle $\varepsilon \rightarrow 0$ kann die Funktion mit der folgenden Formel ausgedrückt werden:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \tag{Gleichung 17}$$

Nach der Fouriertransformation kann die Funktion durch die folgende Formel in den Frequenzbereich transformiert werden (hier ohne weiteren Beweis):

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot e^{j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \tag{Gleichung 18}$$

Damit ergeben sich im Frequenzbereich für den Dirac-Impuls keine Spektrallinien bestimmter Frequenzen sondern ein kontinuierliches Spektrum von allen Frequenzen!

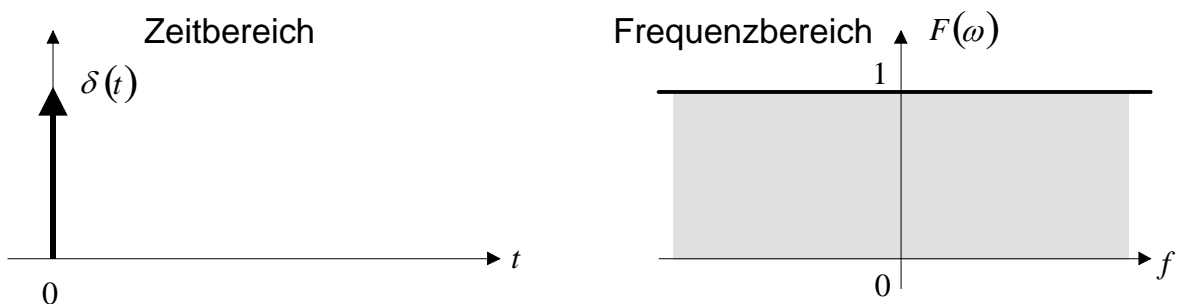


Bild 28 Transformation des Dirac-Impuls in den Frequenzbereich

6 Kontrollfragen

1. Aus welchen Hauptkomponenten besteht ein PCM-Übertragungssystem und welche wichtige Funktionen muss es enthalten?
2. Beschreiben Sie die Pulsrahmenstruktur eines PCM-30-Systems.
3. Wie wird bei PCM-30 die Synchronisierung zwischen Sender und Empfänger durchgeführt?
4. Welche dringenden Alarme werden im Meldewort übertragen?
5. Wie sieht die Mehrfachrahmenstruktur bei kanalgebundener Signalisierung aus und mit welcher Bitrate werden die Signalisierungsinformationen eines Fernsprechanals übertragen?
6. Was versteht man unter PCM-Systemen höherer Ordnung und wie werden sie gebildet?
7. Was verstehen Sie unter Pulsstopfen?
8. Warum ist ein Binärsignal für die leitungsgebundene Signalübertragung nicht geeignet?
9. Welche Forderungen werden an Leitungscodes gestellt?
10. Nennen Sie die Codierungsregeln für den HDB-3-Code.
11. Nennen Sie die Codierungsregeln für den MCM-Code.
12. Was versteht man unter Regeneration?
13. Wovon hängt die Übertragungsqualität einer PCM-Übertragungsstrecke ab?
14. Wie entstehen Augendiagramme und was zeigen sie?
15. Was versteht man unter Jitter?
16. Wie entsteht „Schlupf“ zwischen PCM-Übertragungsebene und PCM-Vermittlungsebene? Wie ließe er sich vermeiden?
17. Was verstehen Sie unter Dämpfung?
18. Wie ist der Begriff „Pegel“ definiert und wie wird er angegeben?
19. Was verstehen Sie unter absolutem Pegel?
20. Was verstehen Sie unter relativem Pegel?
21. Welche wesentlichen Störungsursachen kann man in der Telekommunikation unterscheiden?
22. Was ist „Nebensprechen“ und wie entsteht es?
23. Wodurch entsteht das Fernnebensprechen?

7 Bilder und Tabellen

Bild 1	PCM-Signalübertragung	3
Bild 2	Nummerierung der Kanal-Zeitschlitz eines E1-Pulsrahmens	4
Bild 3	PCM-30-Pulsrahmenstruktur für kanalgebundene Signalisierung.....	7
Bild 4	PCM-24-Pulsrahmen	8
Bild 5	Digitale Multiplexhierarchie	9
Bild 6	Auftreten eines Schlupfbits infolge unterschiedlicher Taktfrequenzen beim Multiplexen.....	10
Bild 7	Pulsrahmen für das 8,448- Mbit/s-System	10
Bild 8	Prinzipieller Aufbau einer Übertragungsstrecke	12
Bild 9	Impulsfolge nach dem AMI-Code mit (a) NRZ-Signal und (b) RZ-Signal	14
Bild 10	HDB-3-Code und MCMI-Code	15
Bild 11	HDB-3-Codierbeispiele	16
Bild 12	Regenerator für Pseudoternärsignale	17
Bild 13	Signalregeneration.....	17
Bild 14	Augendiagramme für pseudoternäre Signale	17
Bild 15	Augendiagramme für pseudoternäre Signale	18
Bild 16	Bitfehler und ihre Erkennung (Beispiel AMI-Code.....	19
Bild 17	Bitfehler und ihre Erkennung (Beispiel HDB-3-Code	19
Bild 18	Signale in einem Phasenregelkreis.....	19
Bild 19	Pulsrahmenanpassung in einer Vermittlungsstelle VSt.....	20
Bild 20	Dämpfung und Verstärkung von Signalen	21
Bild 21	Definition des absoluten Pegels.....	22
Bild 22	Spannungs- und Leistungsverhältnisse am Eingang eines Regenerators	24
Bild 23	Spannungs- und Leistungsverhältnisse bei 2 parallelen Rauschquellen	24
Bild 24	Nebensprechmöglichkeiten.....	25
Bild 25	Rechteckfunktion mit einem Tastverhältnis T_i/T	27
Bild 26	Fourier-Synthese für eine Rechteckfunktion	27
Bild 27	Dirac-Impuls.....	28
Bild 28	Transformation des Dirac-Impuls in den Frequenzbereich	28
Tabelle 1	Kenndaten PCM-30 und PCM-24	4
Tabelle 2	Überrahmenstruktur	6
Tabelle 3	Zuteilung der Bits in den Kanal-Zeitschlitz 16 eines PCM30-Mehrfachrahmens zu den Fernsprechkanälen für kanalgebundene Signalisierung	7
Tabelle 4	Hierarchiestufen der europäischen PDH.....	10
Tabelle 5	Hierarchien digitaler Übertragungssysteme - Detailübersicht	11

8 Abkürzungen

1T2B-Code	1Ternär2Bit-Code
AMI	Alternate Mark Inversion
BER	Bit Error Rate, Bitfehlerrate
CAS	Channel Associated Signalling, kanalgebundene Zeichengabe
HDB-3-Code	High Density Bipolar Code of Order 3
ISDN	Integrated Services Digital Network, Digitalnetz mit Dienstintegration
ITU-T.....	Internationale Telegraphenunion, Abteilung Telekommunikation
Koax-Ltg.	Koaxialleitung
LWL	Lichtwellenleiter
MCMI	Modified Codes Mark Inversion
NF	Niederfrequenz
NRZ	Non Return to Zero
PCM.....	Puls Code Modulation
PDH	Plesiochrone digitale Hierarchie
PLL	Phase Locked Loop
RiFu	Richtfunk
RZ.....	Return to Zero
VCO.....	Voltage Controlled Oscillator

9 Literatur

- [1] Lochmann, Digitale Nachrichtentechnik, 2. Auflage, Verlag Technik Berlin, 1997, ISBN 3-341-01184-6
- [2] Ulrich Freyer, Nachrichtenübertragungstechnik, 3. Auflage, Carl Hanser Verlag, 1994, ISBN 3-446-17724-8
- [3] Telekommunikationstechnik, 6. Auflage, Verlag Europa Lehrmittel, 1995, ISBN 3-8085-3346-3
- [4] SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Topic 7 Digital-Fernsprechen
- [5] Rudolf Mäusl, Digitale Modulationsverfahren, 3. Auflage, Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1991, ISBN 3-7785-2058-X
- [6] Übertragungstechnik I, 2. Auflage, R.v.Decker`s Verlag, 1967
- [7] Gerd Siegmund, Technik der Netze, 3. Auflage, R.v.Decker`s Verlag, 1996, ISBN 3-7685-2495-7
- [8] Beuth/Hanebuth/Kurz, Nachrichtentechnik – Elektronik 7, 1. Auflage, Vogel Fachbuchverlag, 1996, ISBN 3-8023-1401-8
- [9] Taschenbuch der Telekommunikation 1999, Fachbuchverlag Leipzig

ITU-T-Empfehlungen

- G.702 Digital hierarchy bit rates:
Hier werden die Hierarchieebenen und die Bitraten definiert
- G.703 Physical/electrical characteristics of hierarchical digital interfaces:
Definiert die Eigenschaften der Netz-Schnittstellen, wie z.B. Signalformen und Leitungscodes.
- G.704 Synchronous frame structures used at 1544, 6312, 2048, 8448 and 44 736 kbit/s hierarchical levels:
Hier werden die Rahmen und Überrahmen definiert
- G.732 Characteristics of primary PCM multiplex equipment operating at 2048 kbit/s:
Beschreibt die erste europäische Hierarchie E1
- G.742 Second order digital multiplex equipment operating at 8448 kbit/s and using positive justification:
Beschreibt die zweite europäische Hierarchie E2
- G.751 Digital multiplex equipments operating at the third order bit rate of 34 368 kbit/s and the fourth order bit rate of 139 264 kbit/s and using positive justification:
Beschreibt die dritte und vierte europäische Hierarchie E3 und E4.