

# Grundlegende Eigenschaften der Pulsmodulation

Autor(en): **Weber, H.**

Objekttyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins :  
gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen  
Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes  
Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)**

Band (Jahr): **57 (1966)**

Heft 2

PDF erstellt am: **15.08.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-916560>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern. Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

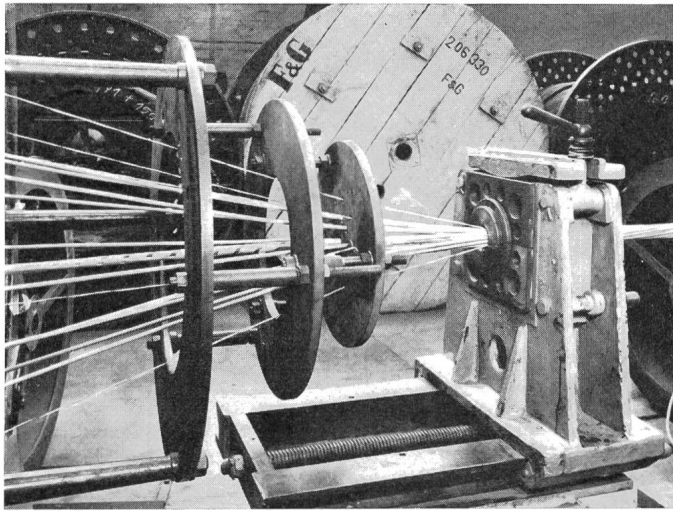


Fig. 19  
Verseilung eines Kabels mit 12 Klein-Koaxialpaaren

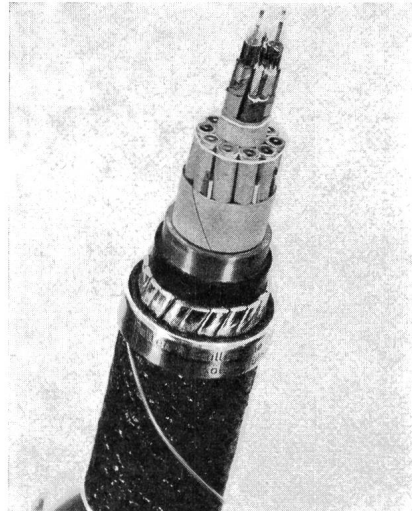


Fig. 20  
Fernkabel mit 12 Klein-Koaxialpaaren

Einsatz in Träger-Frequenzsystemen möglich ist, für die bisher nur das grosse Koaxialpaar verwendbar erschien. So wird bei der Deutschen Bundespost beispielsweise das Klein-Koaxialpaar zur Zeit zur Übertragung ein Träger-Frequenzsystem mit 120 Sprechkanälen und einer Ausnutzung bis 600 kHz eingesetzt. Mit der Verbesserung der Übertragungseigenschaften der Klein-Koaxialpaare ist aber die Verwendung zur Übertragung mit 960 Sprechkanälen und Ausnutzung bis 4 MHz in den Bereich des Möglichen gerückt.

Fig. 19 zeigt die Verseilung eines Fernkabels mit 12 Klein-Koaxialpaaren. Zwei der Koaxialpaare befinden sich in der inneren, 10 in der äusseren Verseillage. Ein Muster dieses Kabels ist in Fig. 20 abgebildet.

### 5. Schlussbemerkungen

Wenn davon ausgegangen wird, dass das Klein-Koaxialpaar in seinen Eigenschaften weitergezüchtet werden soll, um das grosse Koaxialpaar in dessen bisherigem Aufgabengebiet möglichst zu ersetzen, so kann der nächste Entwicklungsschritt nur darin bestehen, die Aussenleiterkonstruktion noch stabiler und formhaltiger zu machen.

Die Entwicklung der Nachrichten-Technik mit ihren immer höheren Anforderungen an die Übertragungsmittel hat die Entstehung des Klein-Koaxialkabels erbracht. Steigende Anforderungen an die Qualität haben zur Entwicklung des Klein-Koaxialpaares mit im Spritzguss aufgebrachtener Scheibenisolation geführt. Auch in ihrer weiteren Entwicklung wird die Nachrichten-Technik die Kabelindustrie bereitleisten, für neue Aufgaben neue Lösungen zu finden.

### Literatur

- [1] K. Küpfmüller: Einführung in die Theoretische Elektrotechnik. 6. Auflage, Springer Berlin 1959.
- [2] H. Horn: Herstellung und Anwendung des elektrischen Isolierstoffes Styroflex. Kunststoffe 30(1940)3, S. 53...57.
- [3] F. Banneitz: Die Technik der Fernsehübertragung unter Berücksichtigung der Kabelfrage. Europäischer Fernsprechdienst -(1935)40, S. 149...150.
- [4] E. Fischer: Über den Aufbau von Breitbandkabeln. Europäischer Fernsprechdienst -(1937)45, S. 15...25.
- [5] H. Kaden: Die Dämpfung und Laufzeit von Breitbandkabeln. Arch. Elektrotechn. 30(1936)11, S. 691...712.
- [6] Comité Consultatif International Téléphonique (CCITT): Livre rouge. II<sup>e</sup> Assemblée plénière, New Delhi 1960. Tome III: Transmission sur les lignes et protection. Genève s. d.
- [7] G. Wuckel: Die Breitbandkabeltechnik. AEG Mitt. -(1938)4, S. 195...221.
- [8] E. Baguley: Modern Coaxial Cable Technique in Great Britain. Electr. Commun. 30(1953)3, S. 186...216.
- [9] W. Stroh und R. Capeller: Technische Planung einer Trägerfrequenz-Kabelverbindung in Australien. Felten & Guillaume Rdsch. -(1960)45, S. 205...217.
- [10] S. Schaub und K. H. Hahne: Die Fertigung des Koaxialkabels Sydney-Melbourne. -(1961)46, S. 289...308.
- [11] R. Monelli: Cavi coassiali di piccoli dimensioni con isolamento in polietileno espanso. Rendiconti della Riun. Assoc. Elettrotecnica Ital. Ancona 1960, Fasc. 3, Nr. 205.
- [12] W. Leitenberger und W. Salzmann: Kabel mit Zwerbtuben im Fernmeldenetz der Deutschen Bundesbahn. Signal und Draht 53(1961)1, S. 6...13.
- [13] G. Fuchs und P. Vergès: Isolation tubulaire ballon de polyéthylène pour câbles téléphoniques. Câbles et Transmission 14(1960)2, S. 113...131.

### Adresse des Autors:

Dr.-Ing. K. H. Hahne, Felten & Guillaume Carlswerk AG, D-5 Köln-Mülheim (Deutschland).

## Grundlegende Eigenschaften der Pulsmodulation

Vortrag, gehalten an der 24. Schweiz. Tagung für elektrische Nachrichtentechnik vom 30. September 1965 in Bern,  
von H. Weber, Zürich

### 1. Einleitung

Wenn man heute über Pulsmodulation spricht, so meint man damit ein neues Modulationssystem, mittelst welchem Sprache, Musik, Bild usw. übertragen wird. In der Messtechnik ist die Pulsmodulation als Übertragungsmittel schon länger bekannt. So wurden z.B. Wasserstands-

621.376.56  
meldungen in den dreissiger Jahren mittelst Impulsen, d.h. digital über Telephonleitungen übermittelt. Vor 25 Jahren wurde dann vorgeschlagen, dieses digitale Übertragungssystem auch für Sprache und andere zeitliche Vorgänge zu verwenden. Da das Verfahren etwas aufwendig ist, so lohnt es sich nur, wenn mit demselben Verfahren mehrere Nach-

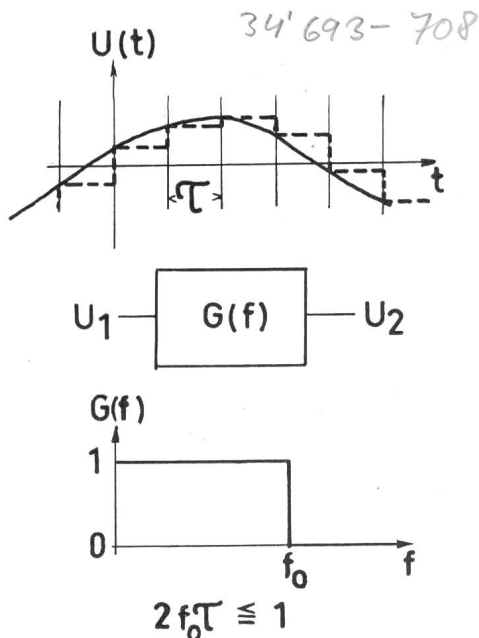


Fig. 1  
Abtasttheorem

richtenkanäle zugleich auf derselben Leitung übertragen werden können. Als Vorstufe dient die sog. Quantisierung in der Zeit. Anlässlich der Schweizerischen Tagung für Elektrische Nachrichtentechnik (STEN) hatte der Vortragende Gelegenheit, die Quantisierung in der Zeit zu erklären. Das Prinzip sei hier kurz wiedergegeben.

In Fig. 1 ist eine zeitliche Funktion der Eingangsspannung wiedergegeben als analoge, stetige Funktion (ausgezogen) und als Treppenkurve (gestrichelt). Werden die beiden zeitlichen Vorgänge durch ein bandbegrenztetes Übertragungssystem (idealer Tiefpass) übermittelt, dessen Bandgrenze mit der zeitlichen Folge der Stufen eine bestimmte Ungleichung erfüllt, dann wird der Empfänger am Ausgang keinen Unterschied feststellen können. Infolgedessen genügt es, wenn der Amplitudenwert jeder Stufe mittelst eines sehr kurzen Impulses übertragen wird.

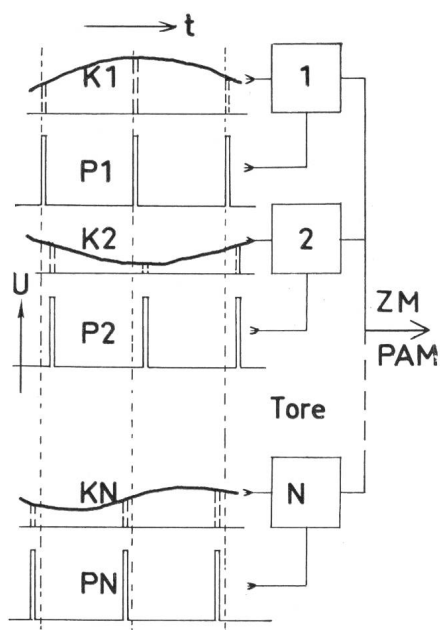


Fig. 2  
Zeitmultiplex Amplitudenmodulation (ZM PAM)

Die Zusammenfassung von vielen Nachrichtenkanälen im Zeitmultiplexverfahren ist durch die Fig. 2 dargestellt. Die Abtastung der einzelnen Signale geschieht zu verschiedener Zeit. Sämtliche  $N$  Kanäle müssen innerhalb der Abtastzeit, welche der Bandbreite des einzelnen Kanals entspricht, abgetastet werden. Man erhält damit ein in der Zeit verschachteltes pulsamplitudenmoduliertes System aller  $N$  Kanäle.

## 2. Quantisierung der Amplitude

Unter der Voraussetzung, dass nur positive Pulsamplituden im Zeitmultiplex vorkommen, und dass wir den Amplitudenbereich begrenzen können zwischen einer Minimal- und einer Maximal-Amplitude, so bleibt es uns unbenommen, diesen Bereich in  $m$  Teilbereiche zu unterteilen. Ein entsprechendes Schema ist in Fig. 3 dargestellt.  $U_1$  ist die Amplitude eines einzelnen Impulses; diese wird einem Coder  $C$  zugeführt. Der Coder teilt dem Empfänger über die Leitung mit, in welchem Bereich die Eingangsamplitude des Einzelimpulses liegt. Der Empfänger enthält eine Einrichtung, den Decoder  $DC$ , welche wieder eine Spannung  $U_2$  herstellt. Allerdings ist diese Span-

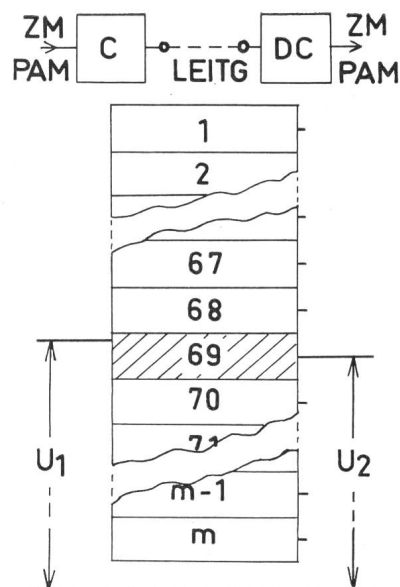


Fig. 3  
Amplitudenquantisierung

$U_1$  Eingangsimpuls;  $U_2$  Ausgangsimpuls;  $C$  Coder;  $DC$  Decoder

nung  $U_2$  fixiert und unveränderlich, solange die Pulsamplitude am Eingang im gleichen Teilbereich liegt. Auf die sich ergebenden kleinen Unterschiede zwischen der Ausgangspulsspannung und der Eingangspulsspannung werden wir später eingehen. Zunächst wenden wir uns der Frage zu, auf welche Weise die Mitteilung des Teilbereiches, in welchem der Eingangsimpuls liegt, vorgenommen wird. Hier stehen der Technik viele Lösungen offen. Das Problem ist verwandt mit der Aufgabe, die 26 Buchstaben der Sprache plus 10 Ziffern plus Satzzeichen zu übermitteln. Diese Aufgabe ist beim Telegraphen schon längst gelöst mit Hilfe des Morse-Codes (Punkt, Strich, Pause = ternärer Code) oder im Fernschreiber (Baudot, binärer Code mit 5 Stellen). Für die Mitteilung unserer  $m$  Teilbereiche benutzen wir ebenfalls einen binären Code, wobei wir mit 5 Stellen 32, mit 6 Stellen 64, mit 7 Stellen 128, usw. Teilbereiche bezeichnen können. Der Fall von  $m = 128$ , also ein 7-stelliger binärer Code, ist in

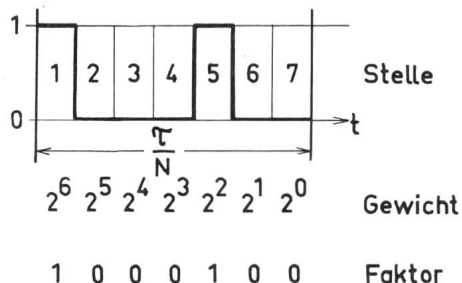


Fig. 4  
Binärer, natürlicher Code

Fig. 4 dargestellt, wobei das Bildungsgesetz, das zur Herstellung der Ausgangsspannung beim Decoder dient, aus Fig. 5 hervorgeht. Hier wurde der natürliche binäre Code verwendet. Es sind aber auch andere Codierungsarten, d.h. andere Bildungsgesetze, ohne weiteres möglich und unter Umständen sogar vorteilhafter. Da wir bei der Übermittlung von Sprache nur den Wechselanteil herstellen müssen, ist beim Decoder die Wahl der Vorspannung  $U_0$  unwichtig. Dieser 7-stellige Code muss für jeden angebotenen Impuls in einer Zeit hergestellt werden, welche beim Multiplexsystem der Abtastzeit  $\tau$ , dividiert durch die Anzahl  $N$  der Kanäle entspricht.

### 3. Systemverzerrung

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt wurde, ist die vom Empfänger rekonstruierte Pulsamplitude im allgemeinen nicht ganz dieselbe wie die Pulsamplitude am Eingang des Coders.

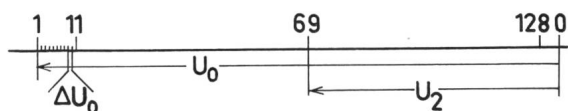


Fig. 5  
Bildungsgesetz der Ausgangsgröße beim binären natürlichen Code  
 $U_2 = U_0 - 68\Delta U_0$ ;  $68 = 2^6 + 2^2$   
an 1. + 5. Stelle ein Impuls  
 $U_0$  Vorspannung

Fig. 6 illustriert diesen Sachverhalt. Um den Effekt deutlich zu zeigen, sind nur 8 Bereiche gewählt worden, mit den entsprechenden Codebezeichnungen (3-stelliger binärer Code). Die Spannung  $U_1$  sei das Eingangssignal. Durch den Decoder werden die Spannungspulse  $U_2$  reproduziert. Erweitert man diese Impulse zur Treppenkurve, so werden wir nach dem Begrenzungsfilter ein stetiges Signal erhalten, das durch die

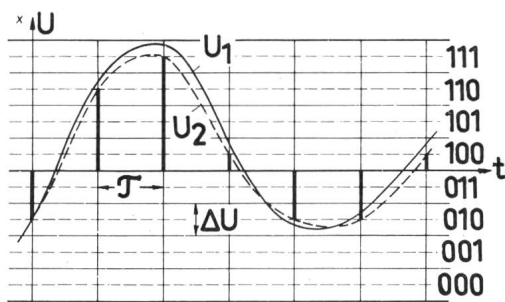


Fig. 6  
Systemeigene Verzerrung

gestrichelte Kurve in Fig. 6 dargestellt wird. Die Differenz der Kurve  $U_2$  gegenüber der Kurve  $U_1$  ist eine Störspannung oder auch eine systemeigene Verzerrung. Wie diese Verzerrung sich auswirkt und auf welche Weise versucht wird, diese Verzerrung unmerkbar zu machen, soll im folgenden dargestellt werden.

Bisher haben wir eine lineare Unterteilung des gesamten zu übertragenden Amplitudenbereiches betrachtet. Eine solche

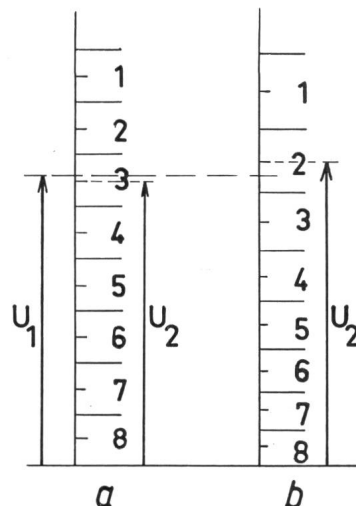


Fig. 7  
Lineare (a) und nichtlineare (b) Unterteilung des Amplitudenbereiches

lineare Unterteilung ist z.B. zur Übertragung von Messwerten durchaus richtig, weil der grösste entstehende Fehler auf die maximale Amplitude bezogen wird (Endausschlag des Instrumentes). Für viele Anwendungen und insbesondere zur Übermittlung von Sprache ist eine ungleichmässige Unterteilung des gesamten Amplitudenbereiches vorteilhafter, indem es mehr auf die relativen Abweichungen von Ausgang zu Eingang ankommt als auf die absoluten (Fig. 7). Man muss deshalb entweder das Eingangssignal komprimieren oder im Coder die entsprechenden ungleichmässigen Teilbereiche codieren. In Fig. 8 sind die beiden Möglichkeiten dargestellt, wobei natürlich auf der Empfängerseite eine entsprechende Expandierung stattfinden muss. Solche momentan wirkende Kompressoren und Expander können durch Dioden-Wider-

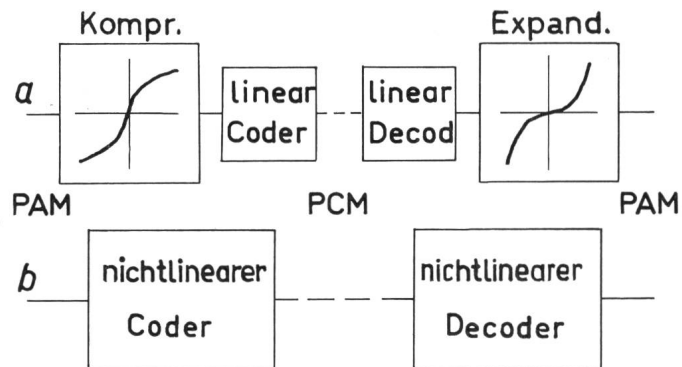


Fig. 8  
Übertragungssysteme mit nichtlinearer Unterteilung  
a mit momentan wirkenden nichtlinearen Netzwerken; b mit Coder und Decoder, bei welchen die Nichtlinearität in den logischen Schaltungen enthalten ist

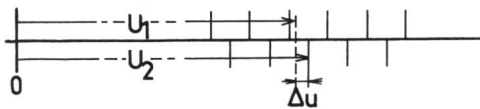


Fig. 9

**Definition der Systemverzerrung**

$$\Delta u = U_2 - U_1; \frac{\Delta u}{U_{1\sim}} : \text{momentane relative Verzerrung;}$$

$$\frac{\Delta u_0}{2U_{1\sim}} : \text{maximale momentane relative Verzerrung}$$

stands-Netzwerke realisiert werden. Im zweiten Fall muss der Coder resp. Decoder eine entsprechende Einrichtung haben, um den gleichen Effekt zu erzielen.

In Fig. 9 ist dargestellt, wie die Verzerrung berechnet werden kann. Das Schema gilt allerdings nur für die momentane Verzerrung, welche für jeden Eingangsimpuls wieder anders sein wird. Wichtig für die weitere Betrachtung ist der Ausdruck der momentanen relativen Verzerrung. Bei der Übermittlung von reinen Wechselstromsignalen, wie Sprache und Musik, muss diese Verzerrung nur auf die Wechselamplitude bezogen werden. Für jeden Momentanwert gibt es eine maximale, momentane, relative Verzerrung. Sie ist gegeben durch das Verhältnis der halben Breite des Teilbereichs zur Amplitude des Pulses. Solange die Breite des Teilbereichs klein ist gegen die Amplitude, ist es gleichgültig, ob wir die relative Verzerrung mittelst der Eingangs- oder Ausgangspulsamplitude berechnen. Übertragen wir z. B. irgendwelche rechteckförmigen Signale mit statistisch gleich verteilter Amplitude, so würde in einem Teilbereich für eine bestimmte maximale Amplitude die Abweichung ausdrückbar durch einen Mittelwert, nämlich den Effektivwert  $\Delta u_{eff}$ , welcher in Beziehung gebracht wird mit dem Effektivwert der Ausgangsspannung. (Bei rechteckförmigem Signal mit kleiner Amplitudenvariation ist der Effektivwert sehr wenig vom Mittelwert verschieden.) Man kann damit von einem verallgemeinerten Klirrfaktor sprechen und dieser würde dann für eine rechteckförmige Signalspannung lauten:

$$D = \frac{100 \Delta u_0}{2\sqrt{3} U_2} \quad [\%]$$

Wählen wir eine lineare Unterteilung, so ist  $\Delta u_0$  konstant. Der Klirrfaktor nimmt reziprok mit der Ausgangsspannung zu, d.h. bei kleinen Amplituden grosser Klirrfaktor, bei grossen Amplituden kleiner Klirrfaktor. Wählen wir eine logarithmische Bereichsunterteilung, so wird das Verhältnis von  $\Delta u_0$  zu  $U_2$  konstant. Der Klirrfaktor wäre damit im Bereich der logarithmischen Unterteilung konstant.

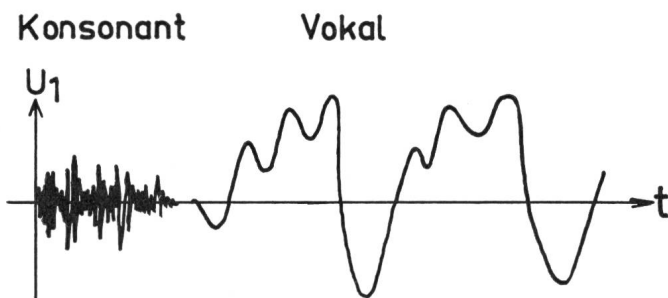


Fig. 10

**Oszillogramm der Sprache**

**4. Bereichsunterteilung zur Übermittlung von Sprach- und Musiksignalen**

Betrachtet man die Eigenschaften des Ohres, so findet man, dass bei Anwesenheit starker Signale, schwache Signale nicht mehr wahrgenommen werden. Man nennt das «Verdeckung». Analysiert man das Oszillogramm der Sprachlaute, so bemerkt man, dass Vokale recht energiereich sind, dass sie aber im allgemeinen einfachere Formen aufweisen. Die Konsonanten sind weniger energiereich, haben aber ein sehr kompliziertes Oszillogramm mit vielen hohen Frequenzanteilen. In der Sprache kommen Konsonanten und Vokale zeitlich nie miteinander vor. Ausserdem werden die Konsonanten bezüglich ihrer Wiedergabe von Verzerrungen wenig beeinflusst. Wenn wir deshalb dafür sorgen, dass die maximale momentane Verzerrung eine gewisse Grenze nicht überschreitet, unabhängig von der Amplitude des Signals, dann

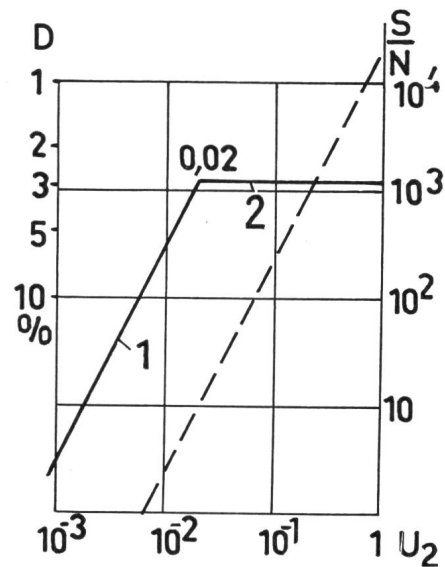


Fig. 11

**Verzerrung des PCM-Systems**

ausgezogene Kurve: mit kombinierter linearer und logarithmischer Bereichsunterteilung

1 linear: 24 Bereiche, 0,83 mV; 2 logarithmisch: 40 Bereiche,  $\frac{\Delta u}{U_2} = 0,10$

gestrichelte Kurve: mit linearer Bereichsunterteilung: 64 Bereiche à  $\frac{1}{64}$  V  
D Klirrfaktor;  $U_2$  Ausgangsspannung

wird das Ohr, während man spricht, die Verzerrungen nicht wahrnehmen, welche durch das System entstehen. Wir müssen deshalb eine logarithmische Unterteilung des Amplitudenbereiches vornehmen, mit genügend vielen Bereichen, um eine vorzügliche Wiedergabe zu erhalten (Fig. 10).

Die maximale relative Verzerrung soll nicht mehr als 5 % betragen. Das ergäbe für Rechteckschwingungen einen verallgemeinerten Klirrfaktor von rund 3 % und eine relative Bereichsbreite von 0,1. In Fig. 11 ist als Abszisse im logarithmischen Maßstab die Ausgangsspannung  $U_2$  aufgetragen, als Ordinate rechts das Verhältnis der Signalleistung zur Störleistung, welche durch das PCM-System entsteht. An der linken Ordinate ist der Klirrfaktor  $D$  für rechteckförmige Signale aufgetragen. Die gestrichelte Kurve zeigt den Zusammenhang bei einer linearen Bereichsunterteilung mit 64 Bereichen. Die Breite  $\Delta u_0$  ist konstant und beträgt  $1/64$  V. Die ausgezogene Charakteristik stellt eine Kombination



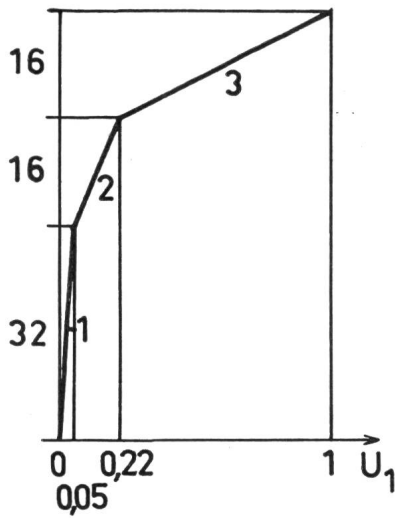


Fig. 12

Stückweise lineare Unterteilung mit drei Bereichen  
(Vorschlag W. Bleickardt)

$$1 \Delta u_0 = 1,55 \cdot 10^{-3}; 2 \Delta u_0 = 0,011 \cdot 10^{-3}; 3 \Delta u_0 = 0,049 \cdot 10^{-3}$$

zwischen linearer Teilung (Bereich 1) und einer logarithmischen Teilung (Bereich 2) dar. Einem gewählten Klirrfaktor von 3 % entspricht die relative Breite 0,104 im logarithmischen Bereich. Im linearen Bereich 1 ist die Bereichsbreite konstant und beträgt im Beispiel 0,83 mV. Man sieht, dass wir einen bedeutend günstigeren Klirrfaktor bekommen, indem dieser im Bereich 2, der einer Dynamik von 36 dB entspricht, nie grösser als 3 % ist. Wir können bereits auf etwa 45 dB tiefer gehen als die maximale Amplitude und bekommen dann immer noch eine Verzerrung, die nicht grösser als 10 % ist, d.h. beim Pegel -45 dB ist das Geräusch, welches durch das System entsteht, immer noch 20 dB tiefer, so dass das entstehende Geräusch 65 dB unterhalb des maximalen Ausgangspegels liegt. Dieser Geräuschabstand entspricht aber etwa der im allgemeinen gewährleisteten Dynamik bisheriger Übertragungsmethoden. Es hätte deshalb keinen Sinn, das Systemsgeräusch wesentlich niedriger zu halten als das in den übrigen Teilen der Gesamtübertragung entstehende Geräusch. Ist kein Nutzsignal vorhanden beim Empfänger, so wird das Systemsgeräusch ca. 70 dB kleiner sein als das maximale Signal.

Die Realisierung eines Coders und Decoders nach Fig. 11 wäre sehr aufwendig. Man versucht deshalb, die logarithmische Unterteilung anzunähern mit stückweise linearer Unterteilung. Diese wählt man so, dass die stückweise linearen Bereiche gerade so viele Teilbereiche umfassen, als man durch Potenzen von 2 mit ganzzahligen Exponenten erreichen kann. Dies erleichtert die Realisierung der logischen Schaltung beim Coder und Decoder. Ein Beispiel einer solchen Codierung, wie sie W. Bleickardt<sup>1)</sup> vorgeschlagen hat, ist in Fig. 12 wiedergegeben. Es werden für die Sprachcodierung insgesamt 128 Bereiche vorgesehen, wovon 64 für positive und 64 für negative Wechselamplituden. Für den Absolutwert der Amplitude stehen 32 Teilbereiche für kleine Amplituden, weitere 16 Teilbereiche für mittlere Amplituden und noch einmal 16 Teilbereiche bis zur maximalen Aussteuerung zur Verfügung. In Fig. 12 sind die entsprechenden Bereichsbreiten angegeben. Die kleinsten Verzerrungen treten immer bei der

<sup>1)</sup> Der Einfluss der Quantisierung in PCM-Systemen, Dissertation an der ETH von W. Bleickardt 1963.  
Siehe auch: NTZ 18(1965), S. 331 u. f.

maximalen Amplitude des entsprechenden Bereiches auf. Die maximalen Verzerrungen befinden sich am untern Ende der linearen Teilbereiche. Die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsspannung ist in Fig. 13 dargestellt für die von Bleickardt vorgeschlagene Lösung. Die punktierte sägezahnförmige Funktion gibt den Klirrfaktor resp. das Verhältnis Signal- zu Geräuschleistung wieder. Da wir es aber bei der Sprache mit stark wechselnden Amplituden zu tun haben, so wird die tatsächlich empfundene und auch messbare Systemsverzerrung einen stark ausgeglichenen Charakter aufweisen, was die ausgezogene Kurve der Fig. 13 zeigt. In der Abszisse ist der Effektivwert des gesamten empfangenen Signals aufgetragen, in der Ordinate das Verhältnis Nutzleistung zu Störleistung. Die Zwischenkurve, fein gestrichelt, gilt für sinusförmige Signale. Eine Demonstration des Zusammenhanges Code und Amplitude bei dieser 3-teiligen linearen Codierung zeigt Fig. 14. Vertikal ist die absolute Amplitude linear dargestellt; horizontal von links nach rechts sind 7 Codestellen weiss oder schwarz aufgetragen. Bei einer bestimmten gewählten Amplitude brauchen wir einen horizontalen Strich von links nach rechts zu machen und wir können den Code ablesen; weiss bedeutet kein Impuls, schwarz bedeutet ein Impuls. Dieses Bild entsteht auf einem Kathodenstrahl-oszillographen, wenn wir die horizontale Ablenkung mit der Codierung synchronisieren, ein Wechselsignal mit maximaler Amplitude auf den Coder geben und die entstandenen PCM-Signale benutzen, um die Helligkeit des Kathodenstrahls zu steuern.

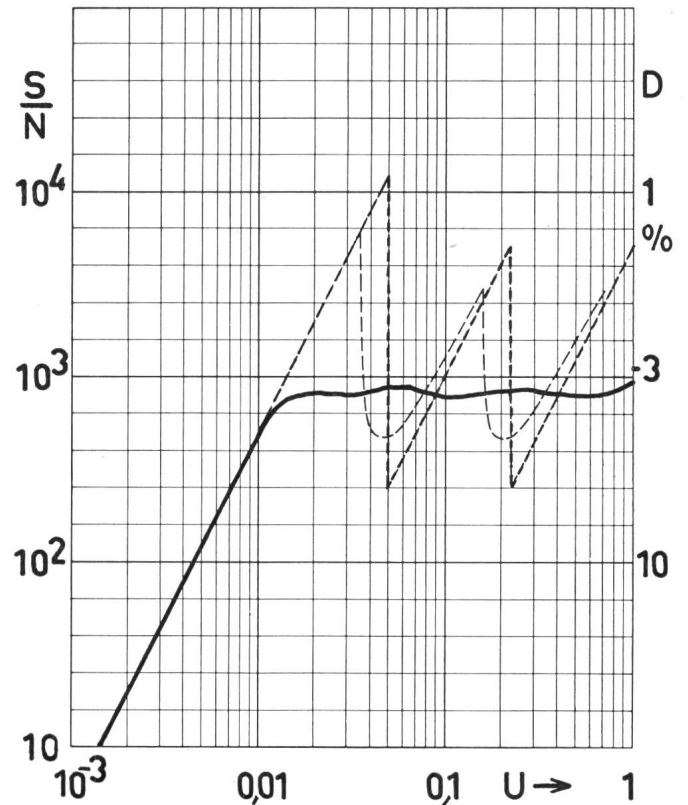


Fig. 13

Linearer Coder mit drei Teilstücken

Verzerrungen bei einer Unterteilung nach Fig. 12  
stark punktiert: mittlere momentane Verzerrung; schwach gestrichelt: mittlere Verzerrung bei sinusförmiger Eingangsspannung; ausgezogen: mittlere Verzerrung bei Sprachsignalen  
U effektive Ausgangsspannung; S Nutzleistung; N Störleistung

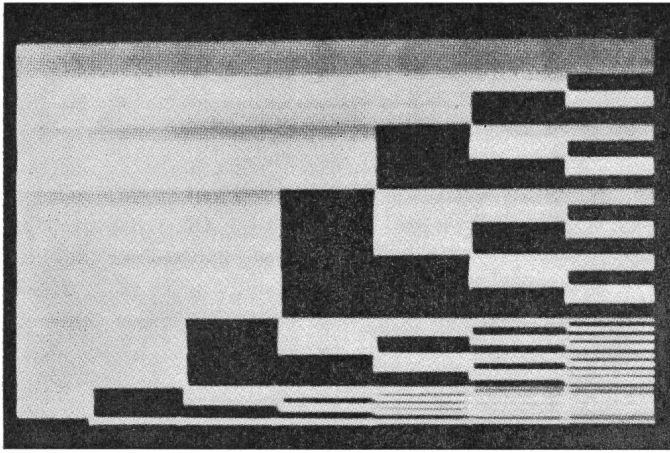


Fig. 14

Codebild eines den halben Amplitudenbereich (positive oder negative Amplituden) überstreichenden stetigen Signals  
 Abszisse synchronisiert mit dem Zeitabschnitt des siebenstelligen Codes,  
 Ordinate proportional zum Eingangssignal  
 Weiss entspricht 0, schwarz L

Aus den bisherigen Ausführungen kann entnommen werden, dass die richtige Bereichsunterteilung eine zentrale Bedeutung besitzt.

### 5. Übertragungseigenschaften des PCM-Signals

Das Signal, das wir über die Leitung oder als Mikrowellen-signal durch den Raum senden, hat die Eigenschaft, zu jedem Zeitpunkt nur zwei Werte annehmen zu können, es ist da oder nicht da. Mit anderen Worten, solange der Empfänger entscheiden kann, ob das Signal zu einem bestimmten Zeitpunkt vorhanden ist oder nicht, kann er das ursprüngliche Signal wieder herstellen. Betrachten wir ein frequenzbandbegrenzt Übertragungssystem. In Fig. 15 wird gezeigt, wie das verzerrte Signal eines Impulses aus der Übergangsfunktion des Systems bei einem plötzlichen Spannungssprung am Eingang konstruiert wird. Wenn wir die Sprungantwort kennen, so können wir durch Beifügen eines negativen Sprunges am Eingang und der Sprungantwort am Ausgang die Zeitfunktion am Ausgang des Systems erhalten, wenn wir am Eingang einen Einzelimpuls hineinsenden. Folgen sich einzelne solche Impulse mit Pausen, welche ein Codewort bilden, so können wir die Antwort des Systems als Superposition der Antwortfunktion eines einzelnen Impulses auffassen und demgemäss die Antwort des Systems konstruieren (Fig. 16). Wir führen am Empfangsort eine Amplitudengrenze ein, oberhalb welcher bei bestimmter Wahl der Zeiten geschlossen

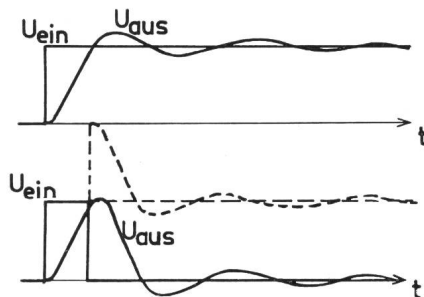


Fig. 15

Verzerrung eines Impulses bei frequenzbandbegrenzter Übertragung

werden kann, ob ein Impuls am Eingang vorhanden war. Liegt dagegen der Wert unterhalb dieser Grenze zu bestimmten Zeiten, dann war kein Impuls vorhanden. Die Abfragezeiten sind in Fig. 16 gestrichelt angegeben. Man erkennt, dass mit einer Zeitverschiebung das Codewort wieder vollständig rekonstruiert werden kann. Da nun bei der Pulsmodulation die Codeworte verschiedener Nachrichtenkanäle unmittelbar aufeinander folgen, gilt diese Rekonstruierbarkeit auch bezüglich der Beurteilung des Übersprechens. Solange jeder Puls am Ausgang des Systems richtig bewertet wird, solange findet keine gegenseitige Störung statt. Vergleicht man die Situation mit derjenigen bei Puls-Amplituden-Modulation, so erkennt man, dass die Puls-Amplituden-Modulation mit derselben Kanalzahl und bei derselben Charakteristik des Übertragungssystems ein starkes, verständliches Übersprechen aufweisen würde.

Man sieht auch sofort ein, dass am Empfangsort die Impulse auch dann rekonstruiert werden können, wenn im System selbst ein relativ starkes Geräusch vorhanden ist. Der Geräuschabstand bezüglich der maximalen Pulsamplitude braucht nicht grösser als ca. 15 dB zu sein, d.h. die maximale Geräuschamplitude darf bis zu einem Drittel der Impulsamplitude betragen. Das Übersprechen von zwei Leitungen, betrieben mit PCM in gleicher Richtung, wird deshalb nie zu Störungen Anlass geben. Die notwendigen Zwischenverstärker auf Leitungen mit PCM-Betrieb brauchen nur die Impulse wieder zu regenerieren. Die Anzahl der Verstärker, welche hintereinander geschaltet werden können, ist praktisch unbegrenzt, d.h. sie hat auf das im Empfänger entstehende Geräusch kaum einen Einfluss.

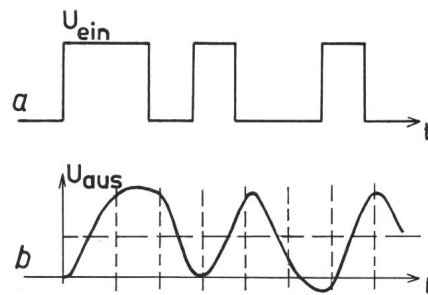


Fig. 16

Verzerrung eines Codewortes wie bei Fig. 15  
 a Eingangssignal; b Ausgangssignal

Die theoretisch notwendige Bandbreite des Übertragungssystems für PCM lässt sich einfach berechnen. Sie muss grösser sein als das Produkt aus Bandbreite des Nachrichtenkanals, multipliziert mit der Anzahl der Kanäle im Zeitmultiplexsystem und multipliziert mit der Stellenzahl des binären Codes. Praktisch wird man eine Bandgrenze wählen, welche mindestens das 1,5fache der theoretisch berechneten beträgt.

Die PCM-Technik hat es erst ermöglicht, dass die aufgenommenen Bilder vom Mars zur Erde übertragen werden konnten. Sie wird mehr und mehr für fernmeldetechnische Probleme auch für kurze Distanzen angewendet werden.

#### Adresse des Autors:

Prof. H. Weber, Vorstand des Institutes für Fernmeldetechnik der ETH, Sternwartstrasse 7, 8006 Zürich.