

Zeitschrift: Pionier : Zeitschrift für die Übermittlungstruppen
Herausgeber: Eidg. Verband der Übermittlungstruppen; Vereinigung Schweiz. Feld-
Telegraphen-Offiziere und -Unteroffiziere
Band: 42 (1969)
Heft: 3

Rubrik: Funk und Draht

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 21.02.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Beim nachstehenden Artikel handelt es sich um einen Vortrag, der während des Wintersemesters 1967/68 im Rahmen der Vorlesung «Krieg im Äther» an der Militärwissenschaftlichen Abteilung und der Freifächerabteilung der Eidg. Technischen Hochschule gehalten wurde. Leiter dieser Vorlesung ist der Waffenchef der Übermittlungstruppen, Herr Oberstdivisionär E. Honegger.

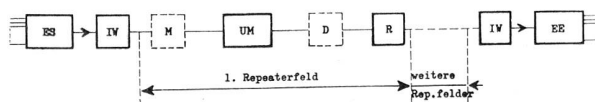
1. Einleitung

Die Puls-Code-Modulation (PCM) bietet gegenüber den übrigen, bisher üblichen Modulationsverfahren auf der Übertragungsseite wesentliche Vorteile. Moderne Übertragungssysteme setzen sich aus einer grossen Anzahl einzelner Verstärkerfelder oder Funkstrecken zusammen. In den bisher üblichen Übertragungssystemen, welche die Nachricht in analoger Form übermitteln, summieren sich die Geräusche und Verzerrungen der einzelnen Verstärkerfelder. Mit zunehmender Leitungslänge wird somit immer mehr Geräusch erzeugt. Damit trotzdem, auch bei weltweiten Verbindungen, die Übertragungsqualität die geforderte Toleranzgrenze nicht unterschreitet, müssen die einzelnen Verstärkerfelder oder Funkstrecken sehr hohen Anforderungen genügen.

Da bei PCM-Systemen die Nachricht in digitaler Form übertragen wird, können die Signale am Ende jedes Verstärkerfeldes regeneriert werden. Damit wird die Geräuscheinstreuer auf dem Übertragungswege eliminiert und die Übertragungsgüte wird somit beinahe unabhängig von der Leitungslänge. Dies ist das hervorragendste Merkmal der PCM-Übertragung. Ein PCM-Verstärker hat also nicht nur die Aufgabe, die gedämpften Signale zu verstärken, sondern er muss die durch den Übertragungsweg verstümmelte Impulsfolge neu aufbauen, so dass die Signale wieder in ihrer ursprünglichen Form ausgesendet werden können. Wegen dieser speziellen Funktion nennen wir den PCM-Verstärker von nun an Repeater.

Ein weiterer Vorteil der PCM-Systeme gegenüber Übertragungssystemen für amplitudenmodulierte Signale besteht darin, dass Pegelschwankungen auf der Leitung in sehr weiten Grenzen die übertragene Information nicht beeinflussen. Diesen Vorteil zeigen allerdings auch Systeme, die Frequenzmodulation oder Puls-Phasen-Modulation verwenden.

2. Der prinzipielle Aufbau eines PCM-Übertragungssystems



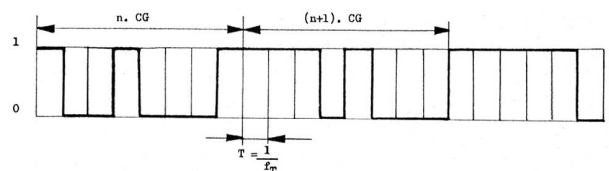
ES : Endausrüstung, Sendeteil
IW : Impulswandler
M : Modulator
UM : Übertragungsmedium
D : Demodulator
R : Repeater
EE : Endausrüstung, Empfangsteil

Fig. 1 Prinzipieller Aufbau eines PCM-Übertragungssystems

Die Übertragung von PCM-Signalen

Th. Stolz

Der prinzipielle Aufbau eines PCM-Übertragungssystems ist in Fig. 1 dargestellt. Es ist nur eine Übertragungseinrichtung aufgezeichnet, da beide Richtungen genau gleich aufgebaut sind. Auf die Probleme der Endausrüstung soll in diesem Vortrag nicht näher eingegangen werden, da hierüber bereits in früheren Kolloquien gesprochen wurde (Hr. Dr. Bleickardt, Hr. Dr. Neu, Hr. Dr. Schellenberg). Wir wollen uns lediglich in Erinnerung rufen, dass am Sendeausgang der Endausrüstung eine binäre Impulsfolge gemäss Fig. 2 zur Verfügung steht. Diese Impulsfolge ist gekennzeichnet durch die Bitfolgefrequenz f_T und setzt sich aus einzelnen r -stelligen Codegruppen zusammen.



f_T = Bitfolgefrequenz
 T = Bitintervall
CG = Codegruppe

Fig. 2 Binäre Impulsfolge

Für Sprachübertragung hoher Qualität beträgt r normalerweise 7 bis 10. Wir erinnern uns ferner daran, dass jede Codegruppe einen gerundeten Abtastwert des Sprachsignals darstellt. Diese Impulsfolge ist im allgemeinen für die Übertragung noch nicht geeignet, da sie einen variablen Gleichstromanteil enthält. Am Eingang des ersten Repeaterfeldes ist daher ein Impulswandler vorgesehen.

Es sind verschiedene Mittel zur Vermeidung der Gleichstromübertragung bekannt. Am häufigsten wird die Methode der bipolaren Impulse angewandt. Sie besteht darin, dass eine Eins abwechselungsweise durch positive und negative Impulse übertragen wird. Zudem wird die Impulsdauer zu etwa 50 % des Bitintervalls gewählt, da möglichst scharfe Impulse erwünscht sind. Eine bipolare Impulsfolge, abgeleitet vom Impulszug der Fig. 2, ist in Fig. 3 dargestellt. Es ist leicht einzusehen, dass so die mittlere Gleichstromkomponente verschwindet.

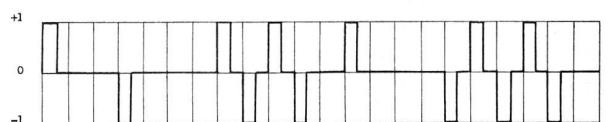


Fig. 3 Bipolare Impulsfolge

Eine weitere, sehr interessante Methode wurde von Dr. Neu angegeben, und ich möchte darauf auch noch kurz eingehen. Sie beruht darauf, dass der Coder der Endausrüstung ternär arbeitet. Der Signalabtastwert wird dabei durch den folgenden Ausdruck dargestellt:

$$\text{Abtastwert} = x_1 \cdot 3^4 + x_2 \cdot 3^3 + x_3 \cdot 3^2 + x_4 \cdot 3^1 + x_5 \cdot 3^0$$

Die ternären Koeffizienten $x_1 \dots x_5$ können die Werte 0, 1 oder 2 annehmen und werden durch den sogenannten W-Code binär verschlüsselt. Aus dem W-Code wird schliesslich der für die

Übertragung geeignete B-Code gewonnen. Der Zusammenhang der verschiedenen Codearten geht aus Fig. 4 hervor.

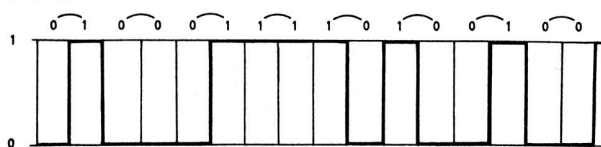
ternär	W-Code	B-Code
0	00	01
1	10	11/00
2	11	10

Fig. 4 Binäre Verschlüsselung des Ternär-codes nach Dr. Neu

Die ternäre Eins wird im B-Code abwechselungsweise als 11, bzw. 00-Gruppe dargestellt. Damit ist der Gleichstrommittelwert des PCM-Signals im B-Code, unabhängig vom Informationsinhalt, dauernd gleich der halben Signalamplitude, da gleich viele Nullen wie Einsen vorkommen.

Zudem können im B-Code höchstens 4 Nullen oder 4 Einsen aufeinander folgen. Diese Methode beeinflusst also die Struktur der Endausrüstung wesentlich. Obwohl der B-Code, verglichen mit dem dipolar übertragenen Binärcode, zur Übertragung der gleichen Informationsmenge eine rund 25 % grössere Bandbreite benötigt, weist er gegenüber diesem noch wesentliche Vorteile auf, wie wir später noch sehen werden. Die Übertragung des B-Codes auf der Leitung erfolgt ebenfalls mit Nullrückstellung und Impulsbreiten, die dem halben Bitintervall entsprechen, wie das in Fig. 5 dargestellt ist.

B-Code



entsprechendes Leitungssignal

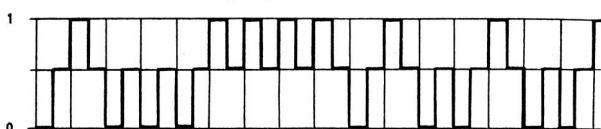


Fig. 5 B-Code, gem. Dr. Neu

Wir sehen also, dass dem Impulswandler, als Anpassungsglied zwischen Endausrüstung und Leitung eine wesentliche Bedeutung zukommt. Es ist denkbar, dass er in der Zukunft einen komplexen Codeumsetzer enthalten könnte, um die Anpassung zwischen speziell konzipierten Endausrüstungen und optimalen Leitungssystemen zu gewährleisten. So wird z. B. im jüngsten Versuchssystem der Bell-Laboratorien, welches die enorme Übertragungsgeschwindigkeit von 224 Mbit/s aufweist, das binäre Ausgangssignal der Endausrüstung in ein dreiwertiges (ternäres) Leitungssignal umgewandelt (siehe BSTJ, Sept. 66).

Im Prinzipschema Fig. 1 werden Modulator und Demodulator nur benötigt, falls das Übertragungsmedium die Übertragung des PCM-Basisbandes nicht gestattet.

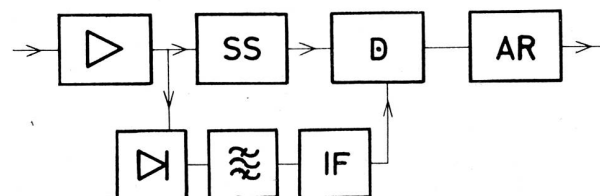
Sie sind daher gestrichelt eingezeichnet. Im Falle der Richtstrahlübertragung muss das PCM-Basisband einem Mikrowellen-Träger aufmoduliert werden. Auch wenn in der Zukunft PCM-Signale über Hohlleiter übertragen werden sollten, wer-

den Modulatoren und Demodulatoren notwendig sein, um die enorme Bandbreite auszunützen. Stehen zur Übertragung hingegen symmetrische oder koaxiale Kabel zur Verfügung, so kann das Basisband direkt übermittelt werden.

Einen sehr wichtigen Teil der Übertragungskette stellt der Repeater dar. Wie bereits eingangs erwähnt, muss er die verstümmelte Impulsfolge regenerieren. Dies bedeutet, dass er sowohl die Impulsform, wie auch die Synchronisierung der Impulsflanken auf die Taktfrequenz zu erstellen hat.

3. Der Repeater

Wegen seiner Wichtigkeit wollen wir den Repeater nun im Detail betrachten. In Fig. 6 ist sein Blockscha- ma dargestellt.



- ▷ : Vorverstärker
- ▷| : Gleichrichter
- ≈ : Bandpassfilter
- IF : Impulsformer
- SS : Schwellenschaltung
- D : Maltor
- AR : Amplitudenregenerator

Fig. 6 Blockscha- ma des Repeaters

Der Vorverstärker hat die Aufgabe, die Impulse auf die für die weitere Verarbeitung notwendige Amplitude zu bringen. Bei der Übertragung auf Kabeln werden die Impulse als Folge der stark frequenzabhängigen Dämpfung und Gruppenlaufzeit enorm verzerrt. Ein dem Vorverstärker zugeordneter Entzerrer sorgt daher dafür, dass die Impulse am Verstärkerausgang auch wieder die gewünschte Form aufweisen.

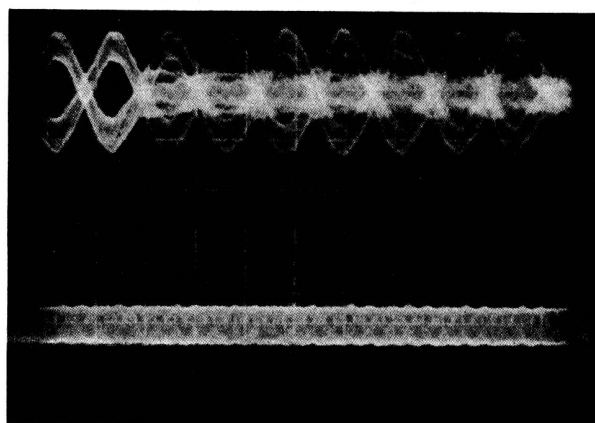
In einem optimal dimensionierten Übertragungssystem sind die verstärkten Impulse mit starkem Geräusch behaftet. Bei der Übertragung auf symmetrischen Kabeln wird dieses Geräusch hauptsächlich durch Nahendnebensprechen mit andern, gleichzeitig im Kabel betriebenen PCM-Systemen verursacht. Solange jedoch das eingestreute Geräusch die Impulse nicht überdeckt, so dass diese noch eindeutig erkannt werden können, kann es in der Folge wieder vollständig eliminiert werden. In Fig. 7 sind Impulse, die mit starkem Geräusch behaftet sind, ersichtlich. Sie wurden in einem Versuchssystem mit bipolarer Übertragung aufgenommen, wobei das Geräusch künstlich beigefügt wurde und, wie im Bilde ersichtlich, beinahe die halbe Amplitude des Nutzsignals erreichte. Solche Verhältnisse können im Extremfalle am Ausgang des Vorverstärkers auftreten.

Wegen der für die Übertragung zur Verfügung stehenden beschränkten Bandbreite sind die Impulse nicht mehr scharf und rechteckförmig. Auf das Problem der empfangenen Impulsform wollen wir später näher eingehen. Im Moment interessiert uns vor allem die Erscheinung, dass sich in halber Impulshöhe sogenannte Augen bilden, die mit zunehmendem Geräusch immer kleiner werden und schliesslich verschwinden. Solange diese Augen offen bleiben, ist es offenbar möglich, die Impulse zu erkennen. In der Schwellenschaltung (siehe Fig. 6) wird daher die Schwelle auf die Augenmitte gelegt. Für die bi-

polare Übertragung werden 2 Schwellen benötigt, nämlich je eine für die positiven und die negativen Impulse. Sobald ein empfangenes Signal im Abtastmoment die entsprechende Schwelle überschreitet, wird es als Impuls gewertet.

Bei der Übertragung des B-Codes gemäss Dr. Neu bilden sich die Augen bei Geräuschüberlagerung in der Mitte auf der Nulllinie des Signals. Obwohl Fig. 7 mit bipolaren Impulsen aufgenommen wurde, könnten die ersten beiden Impulse links gerade so gut einen Teil des B-Codes darstellen.

oben: bipolare Impulsfolge mit überlagertem Geräusch



unten: Geräusch allein

Fig. 7

Die Augen, die zu diesen beiden Impulsen gehören, sind im Gegensatz zu den übrigen noch weit geöffnet und würden sich erst schliessen, wenn das Geräusch die gleiche Amplitude wie das Nutzsignal erreichen würde.

Fig. 7 zeigt somit anschaulich den Vorteil des B-Codes gegenüber der bipolaren Übertragung bezüglich Störsignalen. Zudem wird bei Verwendung des B-Codes im Repeater nur eine Schwelle benötigt, die in der wohldefinierten Lage der Signallinie liegt.

Die richtige Wahl des Abtastmomentes der Impulse ist von grosser Bedeutung. Prinzipiell wäre es möglich, die Abtast- und Synchronisier-Information zusätzlich zum eigentlichen Signal zu übermitteln, eventuell sogar, indem hierzu ein separater Übertragungskanal verwendet wird. Aus Gründen der Sicherheit und der Wirtschaftlichkeit werden die Repeater jedoch fast durchwegs so gebaut, dass sie die erwähnte Taktinformation direkt aus der übertragenen Impulsfolge ableiten können. Repeater, die diese Fähigkeit besitzen, werden selbstsynchronisierend genannt und wir wollen uns in der Folge auch auf diesen Typ beschränken.

Vorerst interessiert es uns, wie das Frequenzspektrum der übertragenen Impulsfolge beschaffen ist. Da die Folge der Impulse keine Periodizität aufweist, ist das Spektrum kontinuierlich und wir müssen zu dessen Berechnung die Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung anwenden. Die Rechnung wurde für den B-Code durchgeführt unter der Annahme, dass die Wahrscheinlichkeit der binär verschlüsselten Ternärzahlen 01 und 10 je $\frac{1}{3}$ und für 00 und 11 je $\frac{1}{6}$ beträgt. Ferner wurde vorausgesetzt, dass kein statistischer Zusammenhang zwischen aufeinanderfolgenden Ternärzahlen besteht. Die Be-

rechnungsformel, die so für das mittlere Leistungsspektrum $\bar{S}(f)$ gefunden wurde, lautet:

$$\bar{S}(f) = \frac{2}{3} \cdot \frac{\sin^4(\pi f T)}{\pi^2 f^2 T} \cdot \frac{7 + 6 \cos(2\pi f T)}{4 - 3 \cos^2(2\pi f T)} \cdot \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} f T\right)} \quad (1)$$

Diese Funktion ist in Fig. 8 dargestellt. T bedeutet dabei, das Bitintervall und $f_T = 1/T$ die Bitfolgefrequenz, die auch Taktfrequenz genannt wird.

Das mittlere Leistungsspektrum für eine bipolare Impulsfolge ist in diesem Bilde ebenfalls aufgezeichnet; diese Kurve wurde aus dem BSTJ, Jan. 62 übernommen.

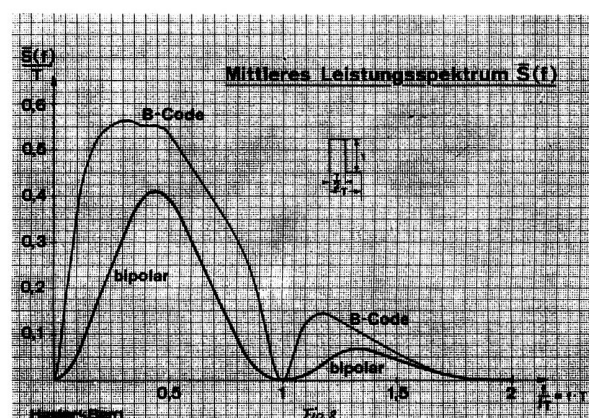


Fig. 8

Da die Impulshöhe zu 1 normalisiert wurde und die Impulsdauer $T/2$ beträgt, ergibt $\int_0^\infty \bar{S}(f) df$ für den B-Code 0,5 und für die bipolare Impulsfolge 0,25 (gleiche Wahrscheinlichkeit für 0 und 1).

Beim Betrachten dieser Kurven fällt sofort auf, dass die Taktfrequenz f_T im Spektrum nicht enthalten ist. Sie kann also nicht direkt aus dem Signal herausgesiebt werden. Hingegen ist die Frequenz $f_T/2$ mit grossem Leistungsanteil und speziell im B-Code auch mit grosser zeitlicher Konstanz vorhanden. Natürlich ist auch keine Gleichstromkomponente im Spektrum enthalten, da ja der Code entsprechend gewählt wurde. Das Maximum des Spektrums liegt beim B-Code bei $f/f_T \approx 0,35$ und ist ziemlich breit, während es bei den bipolaren Impulsen relativ schmal ist und auf $f/f_T \approx 0,45$ fällt. Aus diesen Kurven ist auch ersichtlich, dass die tiefen Frequenzen im B-Code einen höheren Anteil aufweisen als bei der bipolaren Impulsfolge.

Auf dem Übertragungsweg wird das Spektrum entsprechend dem Dämpfungsverlauf verformt. Zur Gewinnung der Taktinformation im Repeater (siehe Fig. 6) kann also die Frequenz $f_T/2$ verwendet werden. Das Signal am Ausgang des Vorverstärkers wird vorerst gleichgerichtet, was einer Frequenzverdoppelung gleichkommt. Hierauf wird mit einem Bandpassfilter die Taktfrequenz f_T gewonnen. Die Bandbreite des Filters darf nicht zu gross sein, aus Gründen der Stabilität aber auch nicht zu klein sein. Im allgemeinen besteht das Filter aus einem einzigen LC-Schwingkreis und ein guter Kompromiss für die Kreisgüte Q liegt zwischen 50 und 100.

Aus der gewonnenen Taktfrequenz kann nun im Impulsformer ein scharfer Abtastimpuls abgeleitet werden, der phasenmässig so liegt, dass die Abtastung im günstigsten Moment, d. h. in der Mitte des Auges erfolgt. Die Abtastung des Signals erfolgt in einer sogenannten Maltor-Schaltung. Am Ausgang des Maltors ist die Taktfrequenz regeneriert und im nachfolgenden Amplitudenregenerator braucht somit nur noch die Form der Impulse neu aufgebaut zu werden.

4. Das Jitterproblem

Nachdem wir die Funktionsweise des Repeaters im Detail besprochen haben, müssen wir in der Folge auch auf das Jitterproblem, das speziell bei längeren Repeaterketten von Bedeutung ist, näher eingehen.

Das Herausziehen der Taktinformation aus dem kontinuierlichen Spektrum des Signals kann nicht ideal durchgeführt werden. Die durch Filterung gewonnene Taktfrequenz ist nicht rein, sondern mit einer bestimmten Phasenmodulation behaftet. Zudem wird die Taktinformation durch die Geräuscheinstrahlung auf dem Übertragungspfad ebenfalls gestört. Die Flanken der regenerierten Impulsfolge sind daher ebenfalls mit einer bestimmten Phasenmodulation behaftet. Diese Erscheinung wird Jitter genannt.

Die Jitterprobleme wurden von den Ingenieuren der Bell-Laboratorien, die auch die ersten Repeater bauten, eingehend untersucht und analysiert. Auf langen Repeaterketten wirkt sich vor allem der systematische Jitter, der durch die dauernde Veränderung der Impulsfolge hervorgerufen wird, störend aus. Von einem einfachen Modell wurden in den Bell-Laboratorien die Gesetze der Jitteraddition für lange Repeaterketten abgeleitet. Obwohl die angewandte Berechnungsmethode relativ einfach ist, führt sie doch zu erstaunlich guten Resultaten und wir wollen kurz darauf eingehen.

Die Übertragungsfunktion des einkreisigen Filters für Jitter lautet:

$$A(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{B}} \quad (2)$$

Dabei bedeuten $s = j\omega$, $B = \omega_0/2Q$ = halbe Bandbreite des Filters, ω_0 = Bandmitte und Q = Kreisgüte.

Wird mit $\theta_1(s)$ das Jitterspektrum am Eingang des Filters bezeichnet, so folgt für das Ausgangsspektrum $\theta_0(s)$:

$$\theta_0(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{B}} \theta_1(s) \quad (3)$$

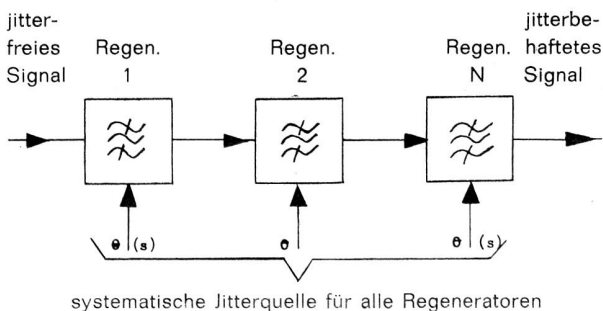


Fig. 9 Modell von Chapman

Das erwähnte Modell, das von Chapman stammt, ist in Fig. 9 gezeichnet. Es enthält nur die für das Jitterproblem wesentlichen Elemente.

Der im N-ten Regenerator eingespeiste Jitter durchläuft ein Filter, der im zweitletzten Regenerator eingespeiste Jitter deren zwei und so fort, bis zum ersten Regenerator, dessen Jitter bis zum Ende der Kette durch N Filter läuft. Wir können somit das Jitterspektrum am Ende der Kette θ_N wie folgt darstellen:

$$\theta_N(s) = \sum_{n=1}^N \theta(s) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{B}} \right)^n \quad (4)$$

Dies ist die Summe einer geometrischen Reihe, die sich nach den bekannten Regeln wie folgt ausdrücken lässt:

$$\theta_N(s) = \frac{B}{s} \left[1 - \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{B}} \right)^N \right] \cdot \theta(s) \quad (5)$$

Schliesslich interessiert uns das Leistungsspektrum ϕ_N des Jitters einer Regeneratorkette. Da der Jitter normalerweise in Grad gemessen wird, wobei 360° einem Bitintervall entspricht, ist die Einheit für die Jitterleistung definitionsgemäss Grad² und für das Leistungsspektrum ϕ_N Grad²/Hz.

Aus Formel (5) ergibt sich:

$$\phi_N = \left(\frac{B}{\omega} \right)^2 \left[1 - \left(\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{B}} \right)^N \right]^2 \cdot \phi \quad (6)$$

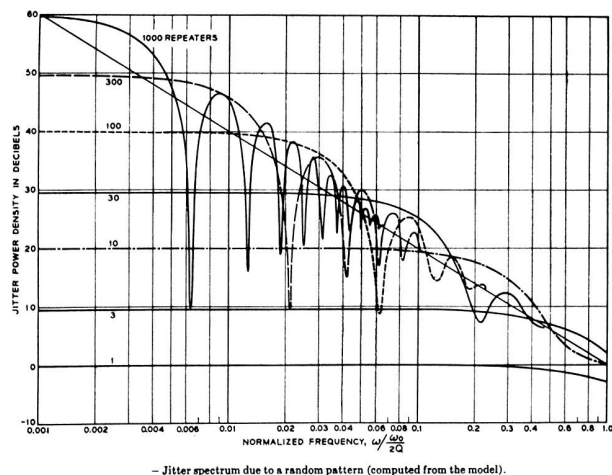


Fig. 10

Diese Funktion ist in Fig. 10, die dem BSTJ Nov. 63 entnommen wurde, für verschiedene N dargestellt. Wir erkennen daraus, dass die niederfrequente Jitterleistung quadratisch mit N zunimmt. Für höhere Frequenzen nimmt das Leistungsspektrum des Jitters proportional zu $1/f^2$ ab und zwar beginnt der Abfall bei umso tieferen Frequenzen, je höher N ist.

Auf langen Ketten ist somit im wesentlichen nur niederfrequenter Jitter vorhanden. Diese Feststellung ist von grosser Bedeutung, da der niederfrequente Jitter im Gegensatz zum hochfrequenten relativ leicht an einem einzelnen Repeater messbar ist. Aus dieser Messung kann dann auf Grund der abgeleiteten

Gesetze der Jitter für eine lange Repeaterkette vorausgesagt werden.

Die Messungen, die von Ingenieuren der Bell-Laboratorien auf Ketten von 14, 42 und 84 Repeatern durchgeführt wurden, zeigen eine erstaunliche Übereinstimmung mit dieser Theorie. Für sehr lange Repeaterketten lässt sich das Leistungsspektrum des Jitters gemäss Formel (6) wie folgt approximieren:

$$\lim_N \varnothing_N \rightarrow \left(\frac{B}{\omega}\right)^2 \varnothing \quad (7)$$

Dies ist die Gerade in Figur 10, die eine Neigung von 20 db pro Oktav aufweist.

Um den quadratischen Mittelwert des Jitters zu finden, muss man sein Leistungsspektrum für alle Frequenzen integrieren und aus dem Ergebnis die Wurzel ziehen.

Das Resultat dieser Integration lautet:

$$\overline{\theta_N^2} = \varnothing B P(N) \quad (8)$$

wobei $P(N)$ durch eine komplexe Funktion gegeben ist, die folgende Werte annimmt:

N	1	3	10	30	100	> 100
P	0,25	1,03	4,10	13,3	47,2	$\sim N/2$

Für $N > 100$ lautet die Formel für $\overline{\theta_N^2}$ also:

$$\overline{\theta_N^2} \cong \frac{1}{2} \varnothing B N \quad (9)$$

und somit folgt für den quadratischen Mittelwert:

$$\overline{\theta_N} = \sqrt{\frac{1}{2} \varnothing B N} \quad (10)$$

Der quadratische Mittelwert des systematischen Jitters nimmt also in einer sehr langen Kette mit der Wurzel aus N zu. Das Leistungsspektrum \varnothing kann, wenn eine zufällige Impulsfolge vorliegt, frequenzunabhängig angenommen werden.

Das beschriebene Modell ist für verschiedene Jitterquellen gültig, vorausgesetzt, dass diese systematisch sind. Unsystematische Jitterquellen sind für lange Repeaterketten jedoch nicht von Bedeutung. Auf Grund dieser Theorie können die Repeater so dimensioniert werden, dass der Jitter, d. h. die Flankenverschiebung der Impulse für die längste geplante Kette in den zur eindeutigen Erkennung der Impulse festgelegten Grenzen bleibt.

5. Bandbreite und Übertragungsfunktion

Für die Übermittlung der PCM-Signale kann nur eine beschränkte Bandbreite zur Verfügung gestellt werden. Die rechteckförmigen Impulse werden daher auf dem Übertragungspfade verformt. Am Ausgang des Vorverstärkers im Repeater verlangen wir, dass die Impulsform einer bestimmten Zeitfunktion $s(t)$ entspreche. Das Spektrum $S(\omega)$ dieser Zeitfunktion berechnet sich aus den Fourier-Integralen:

$$\left. \begin{aligned} a(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cos \omega t dt \\ b(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \sin \omega t dt \\ S(\omega) &= \sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)} \\ \varnothing(\omega) &= \arctg \frac{-b(\omega)}{a(\omega)} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

wobei

und

Ist umgekehrt das Spektrum vorgegeben, so berechnet sich die Zeitfunktion nach Fourier wie folgt:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos [\omega t + \varnothing(\omega)] d\omega \quad (12)$$

Eine günstige Zeitfunktion für die empfangenen Impulse ist die Gauss'sche Glockenkurve gem. Fig. 11.

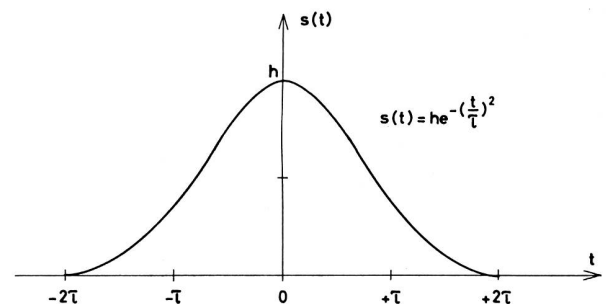


Fig. 11 Gauss'scher Impuls

Da der Zeitmoment $t = 0$ so gewählt wurde, dass $s(t)$ eine gerade Funktion ist, folgt für das Spektrum aus Beziehung (11):

$$S(\omega) = a(\omega) = h \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cos \omega t dt \quad (13)$$

Die Lösung dieses Integrals lautet:

$$S(\omega) = h \cdot \tau \cdot \sqrt{\pi} e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{4}} \quad (13')$$

Das Spektrum hat also ebenfalls die Form einer Gauss'schen Glockenkurve und verläuft für positive Frequenzen nach Fig. 12.

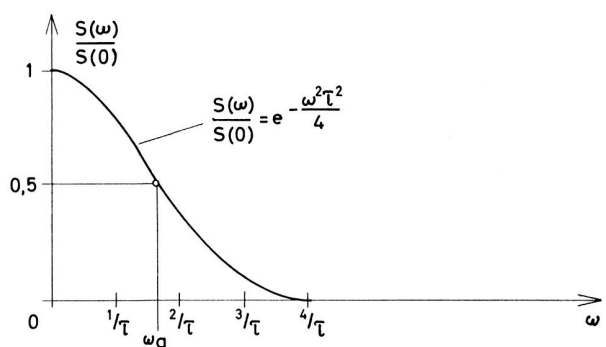


Fig. 12 Spektrum des Gauss'schen Impulses

Diese Beziehungen können nun wie folgt benutzt werden:

Die Übertragungsfunktion verlaufe gemäss Fig. 12, also $A(\omega) = e - \frac{\omega^2 \tau^2}{4}$ und weise ferner einen linearen Phasengang auf (Gruppenlaufzeit konstant). Werden nun scharfe Impulse (konstantes Spektrum im übertragenen Frequenzband) auf die Leitung gesendet, so verläuft das Spektrum der empfangenen Impulse gemäss der Übertragungsfunktion

$$A(\omega) = e - \frac{\omega^2 \tau^2}{4} = \frac{S(\omega)}{S(0)}$$

d. h. es werden Gauss'sche Impulse empfangen.

Praktisch wird die Übertragungsfunktion $A(\omega)$ in N oder db gemessen. Für die Betriebsdämpfung der Leitung ergibt sich also:

$$A_b = \ln \frac{1}{A(\omega)} = \ln \frac{1}{e - \frac{\omega^2 \tau^2}{4}} = \frac{\omega^2 \tau^2}{4} \quad (14)$$

Ferner ist es üblich, eine Grenzfrequenz zu definieren, bei der die Betriebsdämpfung um $\ln 2 = 0,7$ N (oder 6 db) abfällt.

Es gilt also gemäss (14):

$$A_b(\omega_g) = 0,7 = \frac{\omega_g^2 \tau^2}{4}, \quad \text{d. h.} \quad \frac{\tau^2}{4} = \frac{0,7}{\omega_g^2} \quad (15)$$

Aus (15) ergibt sich:

$$\omega_g = \frac{\sqrt{2,8}}{\tau} = \frac{1,67}{\tau} \quad \text{und somit} \quad A_b = \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 \cdot 0,7 \text{ N} \quad (14')$$

Dies bedeutet, dass die Grenzfrequenz $\omega_g = 2\pi f_g$ in Fig. 12 bei $1,67/\tau$ liegt.

Ferner kann man die Zeiteinheit τ in Fig. 11 aus der Grenzfrequenz bestimmen, nämlich:

$$\tau \frac{1,67}{\omega_g} = \frac{0,265}{f_g} \quad (16)$$

Da für $t = \tau$ der Gauss'sche Impuls auf den Wert h/e (37 %) abgesunken ist und da τ gemäss Beziehung (16) $0,265/f_g$ beträgt, lässt sich aus der Impulsbreite leicht die Grenzfrequenz bestimmen.

Die Verhältnisse sind in Fig. 13 dargestellt. Die Impulsbreite ist somit umso geringer, je höher die Grenzfrequenz liegt.

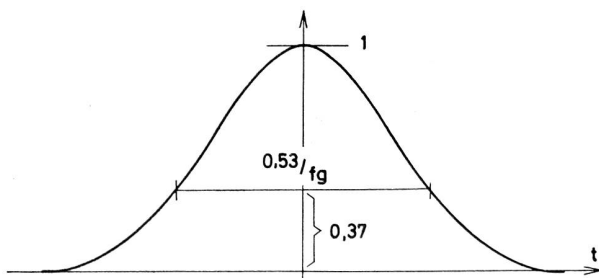


Fig. 13 Grenzfrequenz f_g aus Kurvenform

Aus wirtschaftlichen Gründen kann aber die Grenzfrequenz nicht beliebig hoch gewählt werden; praktisch wird f_g etwa gleich der halben Bitfolgefrequenz angenommen.

Der Vorteil der Gauss'schen Übertragungsfunktion besteht unter anderem darin, dass die Serieschaltung zweier Gauss'schen Vierpole wieder einen Vierpol gleichen Charakters ergibt. Dies kann relativ leicht eingesehen werden.

Setzen wir für den ersten Vierpol:

$$A_1(\omega) = e - \frac{\omega^2 \tau_1^2}{4}$$

und für den zweiten:

$$A_2(\omega) = e - \frac{\omega^2 \tau_2^2}{4}$$

So folgt für die Serieschaltung:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_1 \cdot A_2 = e - \frac{\omega^2 \tau_1^2}{4} \cdot e - \frac{\omega^2 \tau_2^2}{4} = \\ &= e - \frac{\omega^2 (\tau_1^2 + \tau_2^2)}{4} = e - \frac{\omega^2 \tau_{\text{tot}}^2}{4} \end{aligned} \quad (17)$$

wobei

$$\tau_{\text{tot}} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$$

da $f_g = 0,265/\tau$ ist, erhält man für die resultierende Grenzfrequenz $f_{g \text{ tot}}$

$$f_{g \text{ tot}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{f_{g1}^2} + \frac{1}{f_{g2}^2}}}$$

Diese Beziehung wird uns später noch nützlich sein.

Die ausgesendeten Impulse weisen im übertragenen Frequenzband kein konstantes Spektrum auf. Ihre mittlere Dauer entspricht dem halben Bitintervall und zudem ist ihre Flankensteilheit endlich.

In Fig. 14 ist die praktisch realisierbare Impulsform dargestellt.

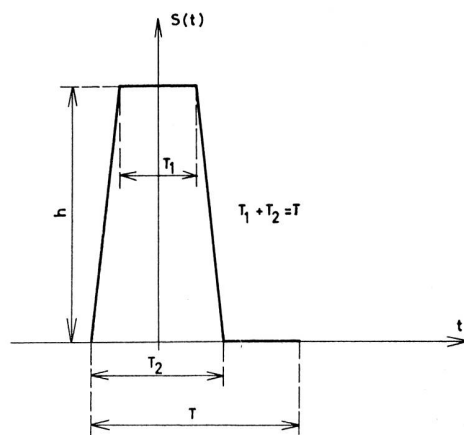


Fig. 14 praktisch realisierbare Impulsform

Gemäss Beziehung (11) berechnet sich das Spektrum dieses Impulses zu:

$$\frac{S(\omega)}{S(0)} = \frac{\sin\left(\omega \frac{T_2 + T_1}{4}\right) \cdot \sin\left(\omega \frac{T_2 - T_1}{4}\right)}{\left(\frac{\omega T_2}{4}\right)^2 \left(\frac{\omega T_1}{4}\right)^2} \quad (19)$$

Falls $T_2 - T_1 \leq 0,25 T$ ist, fällt das Spektrum $S(\omega)$ gemäss (19) für

$$f \cong \frac{1,2}{T_1 + T_2}$$

auf den Wert $S(0)/2$. Zudem entspricht der Verlauf des Spektrums bis $f = 1,5/T_1 + T_2$ recht genau der Glocken-Kurve.

Aus den obigen Betrachtungen geht hervor, dass wir das Spektrum der ausgesendeten Impulse wie folgt berücksichtigen können:

Wir nehmen ideale Sendeimpulse mit konstantem Spektrum an und schalten dann einen virtuellen Vierpol in Kette zur Leitung, der das Spektrum der wirklichen Impulse berücksichtigt. Für seine Übertragungsfunktion kann, wie wir gesehen haben, ein Gauss'scher Verlauf angenommen werden, da ja seine Grenzfrequenz wesentlich höher liegt als diejenige des Übertragungspfades.

Wählen wir für den Übertragungspfad $f_{gu} = f_T/2$ und setzen wir für das Spektrum der ausgesendeten Impulse:

$$f_{gs} = \frac{1,2}{T_1 + T_2} = \frac{1,2}{T} = 1,2 f_T = 2,4 f_{gu}$$

so folgt für die resultierende Grenzfrequenz nach (18):

$$f_{gtot} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{2,4^2}}} f_{gu} = \frac{1}{1,08} f_{gu}$$

Gegenüber idealen Sendeimpulsen bewirken also Impulse der Dauer $T/2$ eine Verbreiterung der empfangenen Impulse um rund 8 %.

Wird die Grenzfrequenz des Übertragungspfades verringert ($f_{gu} < f_T/2$), so werden die empfangenen Impulse verbreitert, so dass sie ihre Nachbarimpulse immer mehr beeinflussen. Dadurch verliert man an Geräuschabstand und schliesslich ist die Übertragung unterhalb einer minimalen Grenzfrequenz gar nicht mehr möglich.

Nebst der Gauss'schen Übertragungsfunktion ist auch der Spektralverlauf gemäss der \cos^2 -Funktion von Bedeutung. Dieser Verlauf ist gegeben durch:

$$A(\omega) = \cos^2\left(\frac{\pi}{4} \frac{\omega}{\omega_g}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_g}\right) \quad (20)$$

Für die Grenzfrequenz $f_g = \omega_g/2\pi$ fällt $A(\omega)$ auf den halben Wert, was unserer früheren Definition entspricht.

Die Zeitfunktion, die zum \cos^2 -Spektrum gehört, berechnet sich nach Fourier wie folgt:

$$s(t) = \frac{\sin \omega_g t}{\omega_g t} \cdot \frac{\cos \omega_g t}{1 - \left(\frac{2 \omega_g t}{\pi}\right)^2} \quad (21)$$

Wir erkennen die Funktion $\sin x/x$, multipliziert mit einem Koeffizienten, der ein quadratisches Glied im Nenner aufweist. Dieser Koeffizient bewirkt zusätzliche Nullstellen zu den Nullstellen der Funktion $\sin x/x$ und der quadratische Nenner sorgt dafür, dass $s(t)$ für $t > \pi/\omega_g$ sehr rasch gegen Null strebt.

Nehmen wir wiederum eine Taktfrequenz

$$f_T = 2 f_g = \frac{\omega_g}{\pi} = \frac{1}{T}$$

an und ersetzen wir in der Funktion (21) ω_g durch π/T , so folgt:

$$s(t) = \frac{\sin \pi \frac{t}{T}}{\pi \frac{t}{T}} \cdot \frac{\cos \pi \frac{t}{T}}{1 - \left(2 \frac{t}{T}\right)^2} \quad (21')$$

wobei T das Bitintervall bedeutet.

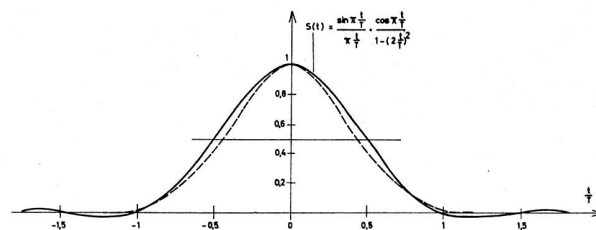


Fig. 15 Zeitfunktion zu \cos^2 -Spektrum

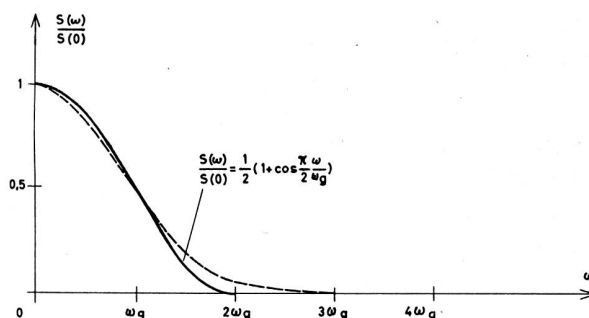


Fig. 16 \cos^2 -Verlauf des Spektrums

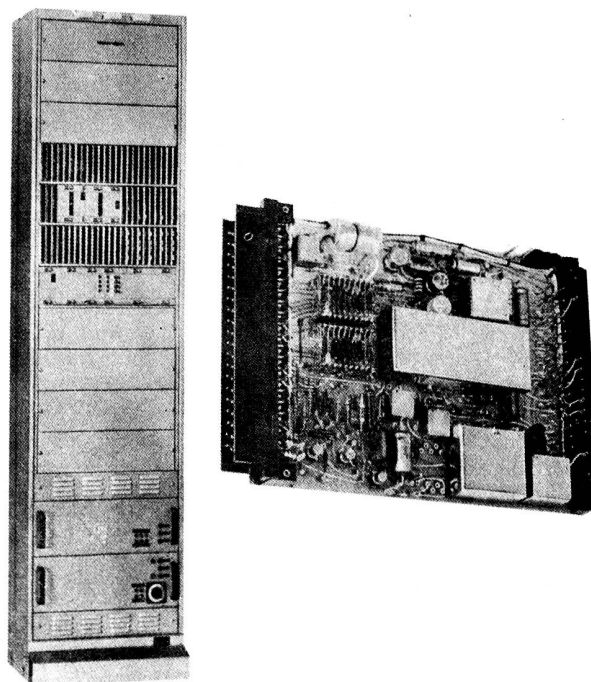


Fig. 17 PCM-Endausrüstung (links) und Kanaleinheit (rechts)

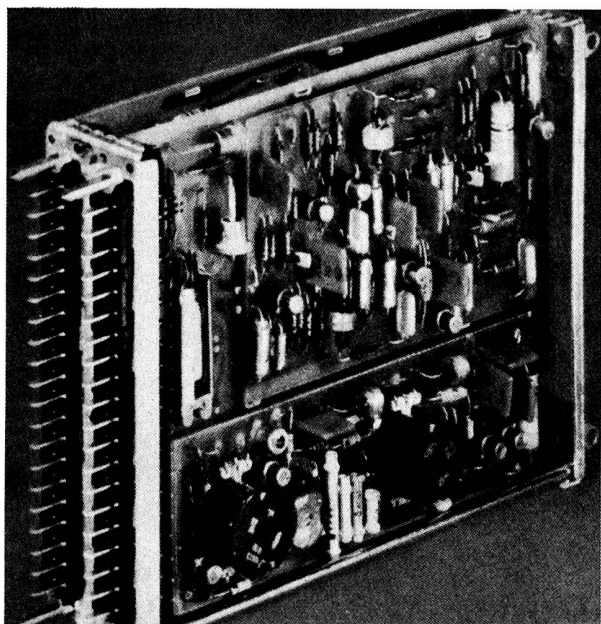


Fig. 18 PCM-Repeater

Diese Funktion ist in Fig. 15 dargestellt, während das zugehörige Spektrum nach (20) in Fig. 16 aufgezeichnet ist. Man erkennt, dass die Zeitfunktion $s(t)$ für $t=nT$ (wobei $n=0$ ist) Nullstellen aufweist. Beim idealen Abtasten einer Impulsfolge der Taktfrequenz $f_T=2f_g$ wird somit der Abtastwert durch die Nachbarimpulse nicht beeinflusst. Dies ist der wesentliche Vorteil der \cos^2 -Übertragungsfunktion und entspricht dem bekannten Theorem von Nyquist.

Zum Vergleich sind in den Figuren 15 und 16 auch noch die Gauss'schen Kurven eingezeichnet. Wie ersichtlich, ist der Unterschied für die Zeitfunktionen relativ gering.

6. Beispiele aus der Praxis

Abschliessend möchte ich meine theoretischen Ausführungen mit einigen Beispielen aus der Praxis illustrieren. Es handelt sich dabei durchwegs um Prototypausrüstungen, die in der Hasler AG entwickelt und gebaut wurden.

Figur 17 stellt eine PCM-Endausrüstung dar und zwar ein 30-Kanalsystem, das den Platz von 3 Etagen im Normalgestell BW 62 einnimmt. Coder und Decoder arbeiten ternär und am PCM-Ausgang steht der B-Code nach Dr. Neu zur Verfügung. Pro Abtastintervall sind 10 Bit vorhanden und die Anzahl der Amplitudenstufen beträgt $3^5 = 243$. Für Signalisierung und Synchronisierung stehen 2 weitere Kanäle zur Verfügung. Die Impulsfolgefrequenz des PCM-Signals beträgt 2,56 Mbit/s. Neben dem Gestell ist ein einzelner Kanal im geöffneten Zustand dargestellt. Unten im Gestell ist die Stromversorgung untergebracht.

Figur 18 zeigt einen Repeater für symmetrische Aderpaare. Er ist für den B-Code und die Bitfolgefrequenz von 2,56 Mbit/s ausgelegt. Für die resultierende Übertragungsfunktion wurde der Gauss'sche Verlauf angestrebt. Im Moment wird in Zusammenarbeit mit der Schweiz. PTT eine Versuchsstrecke mit solchen Repeatern ausgerüstet. Der Repeaterabstand beträgt 1,83 km und entspricht der Pupinfeldlänge. Die vordere Druckschaltung enthält den Vorverstärker und den Regenerator, während auf der hinteren der Leitungsentzerrer sowie die Organe des Blitzschutzes und der Fernspeisung aufgebaut sind. Die Speisespannung pro Repeater beträgt nur 3 V und der Speisestrom 28 mA.

In den 2 letzten Figuren 19 und 20 sehen Sie schliesslich eine auf PCM-Übertragung ausgerichtete Richtstrahl-ausrüstung. Sie enthält im wesentlichen den im prinzipiellen Blockschema des Übertragungssystems aufgezeichneten Modulator und den Demodulator. Wir betrachten zuerst die Sendeseite (Fig. 19). Ausgehend von einem quarzgesteuerten Oszillator von ca.

100 MHz wird nach mehreren Vervielfacherstufen der Mikrowellenträger von ca. 7000 MHz erzeugt. Dieser wird über einen Isolator dem Modulator zugeführt, wo er durch das PCM-Signal amplitudenmässig getastet wird. Über Sendefilter und Zirkulator wird der getastete Mikrowellenträger der Antenne zugeführt. Die Ausgangsleistung beträgt ca. 100 mW. Falls Parabolantennen mit einem Durchmesser von ca. 1 m verwendet werden, kann eine Distanz von 50 bis 100 km überbrückt werden.

Das empfangene Signal (Fig. 20) läuft über Zirkulator und Empfangsfilter auf eine Mischstufe, wo es auf die Zwischenfrequenz (ZF) von 70 MHz umgesetzt wird. Anschliessend wird das Signal verstärkt, gefiltert und auf die gewünschte Amplitude reguliert. Die automatische Regulierung bietet keine Schwierigkeiten, da der B-Code verwendet wird und der Signalmittelwert somit dauernd proportional zur Impulshöhe ist. Das Signal am ZF-Ausgang hat genügend Leistung, dass es nach der Gleichrichtung direkt dem Regenerator zugeführt werden kann.

Sowohl das ZF-Filter, wie auch die Mikrowellenfilter haben Gauss'schen Verlauf. Als aktive Elemente werden nur Halbleiter verwendet. Der ganze Aufbau ist knapp 50 cm lang und wird direkt mit der Antenne zusammengebaut. Antenne und Speisegerät sind auf dem Bilde nicht ersichtlich.

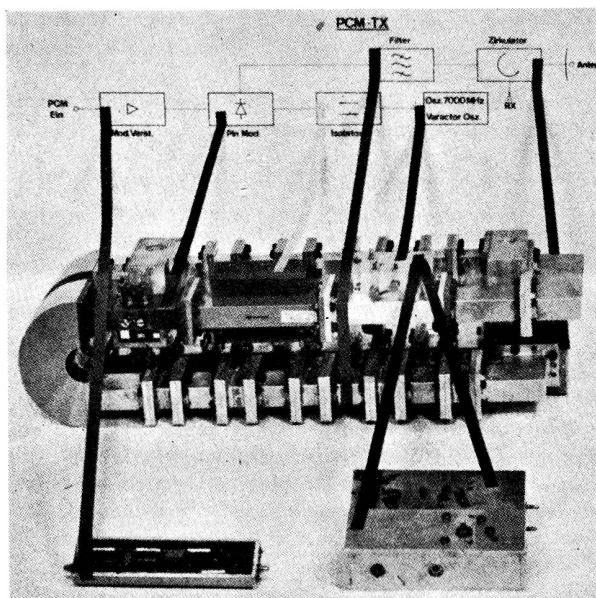


Fig. 19 PCM-Richtstrahl-ausrüstung, Ansicht auf Sendeteil

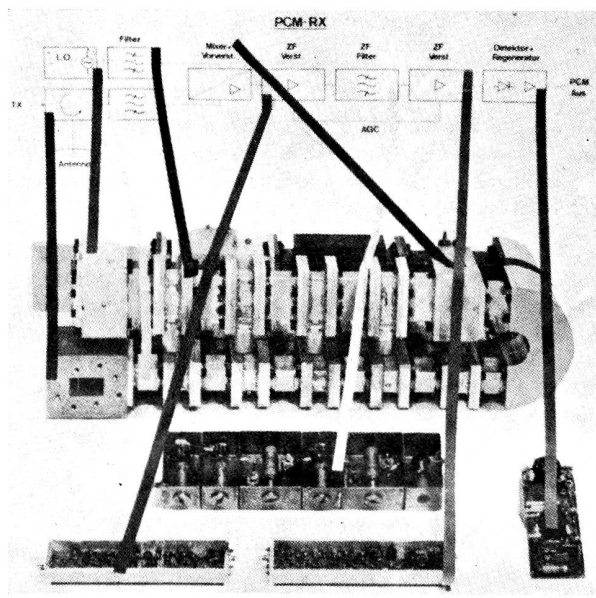


Fig. 20 PCM-Richtstrahl-ausrüstung, Ansicht auf Empfangsteil