

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 51 (1960)
Heft: 5

Artikel: Übermittlungssysteme hoher Kapazität
Autor: Neu, W.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-917022>

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: 16.01.2026

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

Biondi, Princeton N. J. a. o.: Van Nostrand 1958. Kap. 5, Sekt. 5E, S. 151...162.

[18] Nelson, J. T., J. E. Jwersen und F. Keywell: A Five-Watt Ten-Megacycle Transistor. Proc. IRE Bd. 46(1958), Nr. 6, S. 1209...1215.

[19] Moll, J. L., M. Tanenbaum, J. M. Godley u. a.: P-n-p-n Transistor Switches. Proc. IRE Bd. 44(1956), Nr. 9, S. 1174...1182.

[20] Mackintosh, I. M.: The Electrical Characteristics of Silicon p-n-p-n Triodes. Proc. IRE Bd. 46(1958), Nr. 6, S. 1229...1235.

[21] Aldrich, R. W. und N. Holonyak: Multiterminal p-n-p-n Switches. Proc. IRE Bd. 46(1958), Nr. 6, S. 1236...1239.

Adresse des Autors:

F. Winiger, dipl. Ingenieur, Philips AG, Edenstrasse 20, Postfach Zürich 27.

Übermittlungssysteme hoher Kapazität

Vortrag, gehalten an der 23. Hochfrequenztagung des SEV am 28. Oktober 1959 in Luzern,
von W. Neu, Harlow

621.395.43

Die Arbeit soll eine Übersicht geben über vorhandene und geplante Übermittlungssysteme, welche die gleichzeitige Übertragung von mehreren tausend Telefongesprächen oder einigen Fernsehbildern gestatten. Zuerst wird die bisherige Entwicklung der Kabel- und Richtstrahltechnik kurz zusammengefasst. Dann werden neue Möglichkeiten, insbesondere die Übertragung durch Wellenleiter, besprochen. Zum Schluss wird die Code-Modulation und ihr Einfluss auf die Übermittlungstechnik dargestellt.

1. Bisherige Systeme

Wenn man die Entwicklung des Telefons, Fernsehens und anderer Übermittlungsdienste betrachtet, so wird es verständlich, dass die Techniker bald vor dem Problem stehen werden, gleichzeitig tausende von Telefongesprächen und mehrere Fernsehbilder zu übertragen. Dazu stehen im wesentlichen drei Übertragungsmittel zur Verfügung:

- Koaxialkabel;
- Richtstrahlverbindungen;
- Wellenleiter.

Die ersten beiden haben sich schon weitgehend eingeführt, die dritte Übertragungsart ist dagegen noch im experimentellen Stadium.

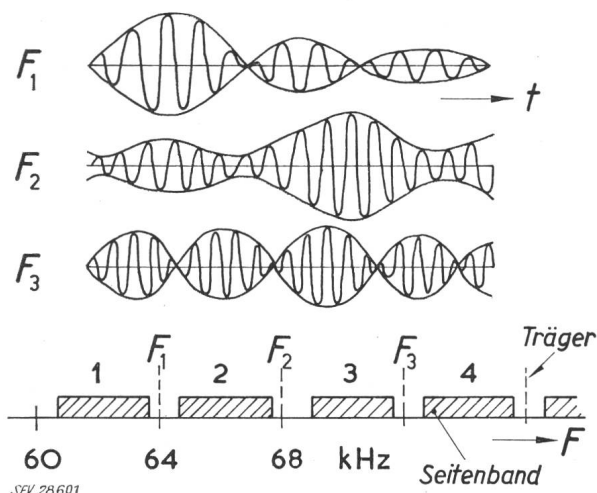


Fig. 1

Prinzip des Frequenz-Multiplex-Übertragungssystems
t Zeit; F_1, F_2, F_3 Trägerfrequenzen

Unabhängig vom Übertragungsmedium haben wir zwei grundsätzlich verschiedene Methoden der Modulation und Zusammenfassung vieler Sprechkanäle zur Verfügung, nämlich:

a) Frequenz-Multiplex-Übertragungssystem (Fig. 1);

b) Zeit-Multiplex-Übertragungssystem (Fig. 2).

Bis jetzt wurde fast ausschliesslich das Frequenz-Multiplex-System verwendet. Im Zusammenhang mit der Code-Modulation wird nun jedoch auch das Zeit-Multiplex-System aktuell.

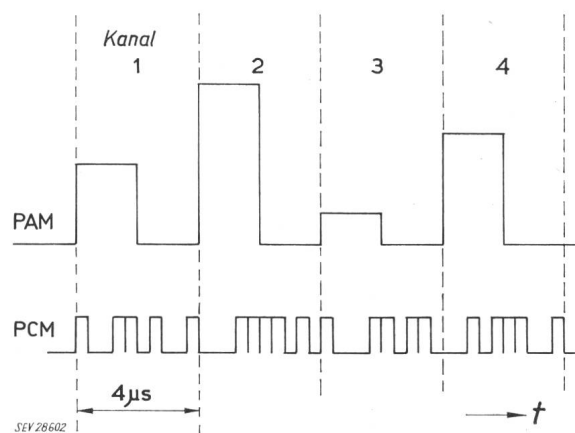


Fig. 2

Prinzip des Zeit-Multiplex-Übertragungssystems
PAM Puls-Amplituden-Modulation; PCM Puls-Code-Modulation; t Zeit

1.1 Koaxialkabel

Das für den Fernverkehr genormte Koaxialkabel (Fig. 3) besteht aus einem Kupferdraht, der mit Hilfe von Polythenscheiben in einem «koaxialen» Kupferrohr von 9,52 mm Innendurchmesser festgehalten wird. Neuerdings werden auch kleinere Kabel von 4...6 mm Durchmesser und Polythenschaum-Isolation verwendet.

Zur Übertragung auf dem Kabel wird jedes Gespräch auf eine andere Trägerfrequenz aufmoduliert. Um Bandbreite zu sparen, wird die Einseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger verwendet, wobei der frequenzmässige Abstand der Träger

4 kHz beträgt. In regelmässigen Abständen von einigen km wird das ganze Gemisch verstärkt. Am Ende der Leitung werden die einzelnen Kanäle herausgefiltert und demoduliert. Diese Methode der Kombination vieler Kanäle nennt man Träger- oder Frequenz-Multiplex-System.

Eigenschaften der drei neueren Übertragungssysteme

Tabelle I

Bandbreite MHz	Kapazität	Verstärkerfeld km
6	1260 TF oder 1 TV	9...10
8 (L 3)	1860 TF oder 1 TV + 600 TF	6,4
12	2700 TF oder 1 TV + 1200 TF	4,5...5

TF = Telephonie-Kanal
TV = Fernseh-Kanal

In Tabelle I sind einige Eigenschaften der drei neuesten Systeme zusammengefasst. Die angegebenen Kanalzahlen beziehen sich auf ein Koaxialkabel. Natürlich darf man auch mehrere Rohre parallel verlegen; die gesamte Kapazität des Systems ist daher prinzipiell unbeschränkt.

Nach den Empfehlungen des CCITT¹⁾ werden diese Systeme gewöhnlich für eine totale Länge von 2500 km dimensioniert. Das amerikanische L-3-System wurde dagegen für 6400 km berechnet.

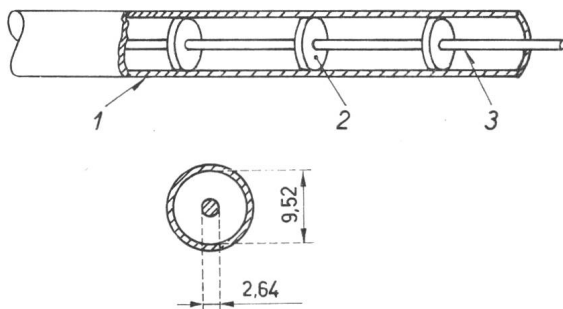


Fig. 3

Koaxialkabel

1 Kupfermantel; 2 Polythenscheibe; 3 Kupferdraht

Um einen Begriff von den damit verbundenen Problemen zu erhalten, muss man sich nur vorstellen, dass bei einem Verstärkerfeld von 5 km und einer totalen Länge von 2500 km bis zu 500 Verstärker hintereinandergeschaltet sind. Jeder weist bei der höchsten Frequenz eine Verstärkung von 40 db auf, um die Kabeldämpfung wettzumachen. Die totale Verstärkung des Systems ist also 20 000 db, das entspricht einer Spannungsverstärkung von 10^{1000} . Am Ende erwartet man, dass der Pegel jedes Sprechkanals auf 1 db genau konstant ist. Dies wird noch dadurch kompliziert, dass die Kabeldämpfung frequenz- und temperaturabhängig ist. Ferner müssen die Verstärker auch noch einen hohen Grad von Linearität aufweisen, um das Übersprechen von einem Kanal zum andern in tragbaren Grenzen zu halten. Dies wird durch starke Gegenkopplung erreicht.

1.2 Richtstrahlverbindungen

Als zweites Übertragungsmittel sollen die Richtstrahlanlagen betrachtet werden. Diese bedienen

sich statt des Kabels gebündelter Radiowellen von 3...15 cm Wellenlänge (2...10 GHz), also der Mikrowellen. Man wählt die Wellenlänge möglichst kurz, damit man sie mit Parabolspiegeln scharf bündeln kann, andererseits aber noch so lang, dass sie vom Regen nicht zu stark absorbiert werden.

Auch mit diesen Richtstrahlssystemen kann man heute bis zu 960 Telefongespräche oder ein Fernsehbild pro Hochfrequenzkanal übertragen. Zu diesem Zweck fasst man die Gespräche wieder zu einem Trägersystem zusammen, wie bei der Übertragung auf Kabel, und moduliert dann einen Mikrowellensender mit dem ganzen Gemisch. Dabei hat sich die Frequenzmodulation als vorteilhaft erwiesen.

Zwischen Send- und Empfangsantenne muss im allgemeinen direkte Sichtverbindung bestehen. Daher ist ein Verstärkerfeld im Flachland auf ca. 50 km beschränkt. In bergigem Gelände kann man wohl bis auf 200 km oder noch weiter gehen, falls die zur Verfügung stehende Sendeleistung dies erlaubt. Die längste zusammenhängende Richtstrahlverbindung, die bis heute gebaut wurde, reicht von New York nach San Francisco und enthält ungefähr 100 Relaisstationen.

Natürlich kann man auch mehrere Hochfrequenzkanäle, die auf verschiedenen Frequenzen arbeiten, gleichzeitig betreiben. Die gesamte Kapazität eines Richtstrahlsystems ist trotzdem begrenzt, weil nicht beliebig viele Frequenzbänder zur Verfügung stehen. Mikrowellen werden ja heute noch für viele andere Zwecke, wie z. B. die Flugsicherung, verwendet. Ausserdem kann man nicht auf jeder Strecke die gleichen Frequenzen benützen, weil sie sich sonst gegenseitig stören können. Man versucht daher, die vorhandenen Frequenzbänder möglichst gut auszunützen. Beinahe jedes Jahr geht man wieder etwas höher in der Kanalzahl. In den Bell-Laboratorien wird bereits ein System (TH) entwickelt, das eine Kapazität von 1860 Sprechkanälen pro Hochfrequenzkanal aufweist. Es ist aber klar, dass mit jeder Erhöhung der Kanalzahl auch die Schwierigkeiten grösser werden. Das grösste Problem ist das Übersprechen zwischen den Sprechkanälen. Es wird beeinflusst durch Nichtlinearität in der Frequenzmodulation und im Phasengang der Zwischenfrequenzverstärker, sowie durch Reflexionen in den Hohlleitern, welche Sender und Empfänger mit den Antennen verbinden.

Ein anderes Problem ist das «Fading». Es entsteht dann, wenn die Wellen auf zwei verschiedenen Wegen zum Empfänger gelangen können und sich dort durch Interferenz verstärken oder auslöschen, je nach der Phasendifferenz. Im Kurzwellenverkehr, wo dieser Effekt auch auftritt, hilft man sich dadurch, dass man zwei Empfänger an zwei räumlich getrennte Antennen anschliesst, und dann jeweils auf den Empfänger mit dem stärkeren Signal umschaltet. In den Richtstrahlssystemen hat sich diese Methode nicht durchgesetzt, zum Teil darum, weil das Umschalten immer mit einer Störung verbunden ist. Man hat daher ein anderes System entwickelt, das kontinuierlich arbeitet. Dabei werden zwei in verschiedener Höhe montierte Antennen mit dem gleichen Empfänger verbunden. In der einen Antennenzuleitung ist ein variabler Phasenschieber, der

¹⁾ CCITT: Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique.

durch einen Servomotor automatisch so eingestellt wird, dass das Empfangssignal ein Maximum erreicht. Eine kleine periodische Phasenmodulation in der gleichen Zuleitung sorgt dafür, dass das Servosystem weiss, in welcher Richtung es korrigieren muss.

Es ist zu erwarten, dass mit diesem «Diversity-System» eine brauchbare Verbindung auch auf solchen Strecken aufrechterhalten werden kann, welche bisher als schwierig galten, wie z. B. Überwasser- oder besonders lange Strecken.

2. Neue Möglichkeiten

Die zwei Übertragungsmittel — Koaxialkabel und Richtstrahlverbindung — weisen zusammen eine so grosse Kapazität auf, dass man sich eigentlich damit zufrieden geben könnte. Wenn man trotzdem nach neuen Übertragungsmethoden sucht, so hat das zwei Gründe:

Erstens trachtet man natürlich immer danach, Systeme zu finden, die kleinere Anlage- und Betriebskosten erfordern.

Zweitens möchte man sich von der Beschränkung in der maximalen Übertragungsdistanz befreien. Diese ist in Europa auf 2500 km festgesetzt, was eigentlich zehnmal zu wenig ist.

Ein radikaler Vorschlag, diese Begrenzung zu durchbrechen, besteht darin, eine Richtstrahlverbindung über einen Erdsatelliten zu führen. Dieser könnte dabei entweder nur als passiver Reflektor oder als aktive Relaisstation wirken. In Anbetracht der vielen Schwierigkeiten, die einem solchen Projekt entgegenstehen, erscheint es heute noch fraglich, ob man damit wirklich breitbandige und stabile Verbindungen erreichen kann.

2.1 Wellenleiter

Wie bereits erwähnt, ist die Kapazität der Richtstrahlverbindungen erstens dadurch beschränkt, dass die längeren Wellen im Regen absorbiert werden, und zweitens dadurch, dass sich Verbindungen auf verschiedenen Strecken gegenseitig stören können, wenn sie die gleichen Frequenzen benutzen. Beides kann man vermeiden, wenn man die Mikrowellen durch Wellenleiter, das heisst metallische Röhren, leitet [1; 2]²⁾. Diese können mit Stickstoff gefüllt werden, womit man den Einfluss von Regen, Wasserdampf und sogar von Sauerstoff ausschliesst. Man kann dann mit Wellenlängen von einigen Millimetern arbeiten, wo noch viele Bänder zur Verfügung stehen. Man rechnet heute, dass ein solcher Leiter z. B. das Frequenzband von 35...75 GHz übertragen könnte. Die ausnutzbare Bandbreite wäre somit 40 GHz. Das ist viel mehr, als man mit Richtstrahlssystemen jemals erreichen könnte. Ausserdem könnte man natürlich für jede Strecke die gleichen Frequenzen benutzen, da sie sich ja nicht gegenseitig beeinflussen können. Es besteht übrigens kein Grund, warum man nicht noch kürzere Wellenlängen als 4 mm verwenden könnte, wenn man einmal gelernt hat, sie zu erzeugen und mit ihnen umzugehen.

²⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Leider ist es aber nicht so einfach, Mikrowellen auf grosse Distanzen durch einen Hohlleiter zu senden, weil sie sich darin auf mehr als eine Art ausbreiten können. Als elektromagnetische Wellen erfüllen sie die Maxwell'schen Gleichungen mit den entsprechenden Randbedingungen. Entsprechend den verschiedenen linear unabhängigen Lösungen dieser Gleichungen gibt es auch mehrere Wellentypen oder Modi. Diese können sich gegenseitig stören, so wie sich die verschiedenen Strahlen bei einer Richtstrahlverbindung stören können. Man kann zwar den Wellenleiter so klein machen, dass nur ein einziger Modus möglich ist, und das tut man tatsächlich in der üblichen Hohlleitertechnik. Aber dann ist die Dämpfung so gross, dass der Leiter für eine Fernübertragung nicht in Frage kommt. Man erstrebt Dämpfungen in der Grössenordnung von 2 db/km. Das kann man nur erreichen, wenn man den Rohrdurchmesser wesentlich grösser als die Wellenlänge macht und ausserdem einen ganz bestimmten Modus benutzt, den «zirkular elektrischen» oder H_{01} -Modus. Die erwähnte niedrige Dämpfung kann man mit einem kreisrunden Wellenleiter von 50...70 mm Durchmesser bei einer Wellenlänge von 4...8,5 mm erhalten. Unter diesen Umständen können sich ungefähr 200 Modi ausbreiten, aber nur einer davon ist erwünscht. Wenn er einmal angeregt ist, so würde er sich beliebig lange rein erhalten, falls das Rohr ganz gerade und exakt kreisförmig wäre. Das kann man aber praktisch nicht erreichen. Bei jeder Formabweichung wird ein Teil der Energie in einen andern Modus, der eine andere Ausbreitungsgeschwindigkeit und Dämpfung hat, umgewandelt. Bei der nächsten Störstelle kann eine teilweise Rückverwandlung in den ursprünglichen Modus stattfinden, was zu Signalverzerrungen führt.

Eine Querschnittsveränderung von 0,01 mm oder eine Biegung mit einem Krümmungsradius von 1 km genügen schon, um den Hohlleiter unbrauchbar zu machen. Besonders störend sind der E_{11} - und der H_{12} -Modus. Das erste, was man daher tun muss, um

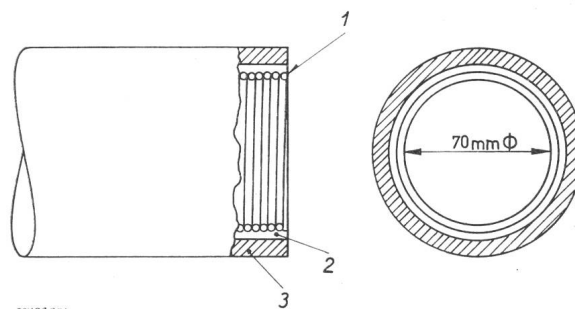


Fig. 4
Wellenleiter in Helix-Konstruktion
1 Helixleiter; 2 Araldit; 3 Armierung

einen brauchbaren Wellenleiter zu erhalten, ist, diese beiden Modi unschädlich zu machen. Zu diesem Zweck kann man in regelmässigen Abständen Modusfilter einschalten. Eine wirksamere Methode besteht jedoch darin, an Stelle eines glatten Rohrs einen «Helixleiter» zu verwenden. Er besteht aus einem einlagig gewickelten Kupfer- oder Aluminiumdraht, der in einen absorbierenden Mantel eingebettet ist (Fig. 4).

Durch diese Konstruktion wird der H_{01} -Modus fast nicht beeinträchtigt, weil er nur transversale Wandströme, das heisst solche annähernd in Richtung der Drähte, erzeugt. Die meisten andern Modi dagegen, einschliesslich E_{11} und H_{12} , haben eine longitudinale Stromkomponente, welche durch die Isolation zwischen den Drahtwindungen unterbrochen wird.

Eine Methode zur Herstellung des Hohlleiters ist folgende: Zuerst wird der Draht auf einen Stahlkern gewickelt. Dann wird das Ganze in ein Stahlrohr eingeführt und evakuiert. Der Zwischenraum zwischen Rohr und Draht wird mit Araldit gefüllt, welches durch geeignete Zusätze halbleitend gemacht wurde. Zum Schluss wird der Stahlkern entfernt. Der Drahtdurchmesser kann 0,1...1 mm betragen.

Ein solcher Helixleiter ist nun wesentlich besser als ein glattes Rohr. Leichte Krümmungen führen nicht mehr zu untragbaren Signalverzerrungen. Sie haben jedoch immer noch eine Erhöhung der Dämpfung zur Folge, und daher sind die Anforderungen an die Präzision immer noch sehr hoch. Eine Toleranz von 0,02 mm im Querschnitt und ein minimaler Krümmungsradius von 300 m werden als erstrebenswert betrachtet. In Versuchsanlagen kann man diese Forderungen schon erfüllen. Aber wie weit sich diese Präzision im praktischen Betrieb erreichen und jahrelang erhalten lässt, weiss man noch nicht.

2.1.1 Systemfragen bei Wellenleitern

Bei der Wellenleiter-Übertragung müssen die zu übertragenden Signale irgendwie auf einen hochfrequenten Träger aufmoduliert werden, dessen Frequenz z. B. im Bereich von 35...75 GHz liegt. Die Frage ist nur noch, welche Modulationsart man wählen soll. Das naheliegendste wäre die Anwendung der Frequenzmodulation, die sich schon bei den Richtstrahlverbindungen bewährt hat. Da man aber beim Wellenleiter trotz der Helix-Konstruktion mit allerhand Verzerrungen rechnen muss, ist es fraglich, ob mit Frequenzmodulation eine befriedigende Übertragungsqualität erzielt werden könnte. Man hat sich daher der Codemodulation zugewandt, die gegen Störungen unempfindlicher ist. Da für die Übertragung mehr als genug Bandbreite zur Verfügung steht (wenigstens glaubte man dies am Anfang), so würde der hauptsächlichste Nachteil der Codemodulation in diesem Fall nicht besonders stören.

Das Prinzip der Codemodulation ist das folgende: Die zu übertragende Signalspannung wird in regelmässigen Zeitabschnitten gemessen, und der erhaltene Wert nach einem bestimmten Code durch eine Anzahl von Impulsen dargestellt. Die Zuordnung kann z. B. nach dem dualen Zahlssystem erfolgen, so dass jeder Impuls eine duale Ziffer darstellt. Die Impulse werden sodann übermittelt und im Empfänger wieder in Spannungswerte umgewandelt. Auf diese Weise erhält man annähernd das ursprüngliche Signal. Die Frequenz, mit welcher die Spannungsproben genommen werden, muss etwas höher sein als zweimal die höchste zu übertragende Frequenz. Da jede Probe durch mehrere Impulse ersetzt wird,

erhält man natürlich eine ziemlich hohe Impulsfrequenz.

Im Falle eines Fernsehbildes ist es angemessener, nicht die Bandbreite zu betrachten, sondern anzunehmen, dass jede Probe einen Bildpunkt darstellt. Hat man z. B. 25 Bilder pro Sekunde mit 625 Zeilen pro Bild, und jede Zeile enthält ca. 800 Punkte, damit die horizontale Auflösung ungefähr gleich der vertikalen wird, so ergibt dies zusammen $25 \times 625 \times 800 = 12,5 \cdot 10^6$ Bildpunkte pro Sekunde. Wenn man ferner die Helligkeit jedes Punktes durch einen 8er Code darstellen will, so wird die Zahl der pro Sekunde zu übertragenden Impulse $8 \times 12,5 \times 10^6 = 10^8$, die Impulsfolgefrequenz also 100 MHz. Mit andern Worten, jedem Impuls steht ein Zeitintervall von 10 ns^3 zur Verfügung. Anstelle eines Fernsehbildes könnte man damit ungefähr 1000 Sprechkanäle übertragen. Dies stellt wohl etwa das Minimum für ein wirtschaftliches System dar. Es ist aber möglich, dass zukünftige Wellenleitersysteme noch höhere Impulsfrequenzen verwenden werden.

Es sei angenommen, man hätte eine Apparatur, welche diese Impulse liefert, und man möchte sie durch einen Wellenleiter übertragen. Zu diesem Zweck braucht man einen Mikrowellen-Oszillator, der die Trägerwelle erzeugt, und einen Modulator, der diese im Rhythmus der Impulse ein- und ausschaltet. Als Oszillator kommt ein Klystron in Frage und als Modulator eine Kristalldiode. Zur Erreichung eines hohen Wirkungsgrades wird die Diode in einen Zweig eines «Zirkulators» geschaltet und so abgestimmt, dass sie bei negativer Vorspannung alle Mikrowellen absorbiert, bei positiver Vorspannung dagegen als Kurzschluss wirkt, also reflektiert. Die reflektierte Energie geht zurück zum Zirkulator, wo sie in den Ausgangszweig geschleust wird. Mit speziellen Germaniumdioden und einer Oszillatorleistung von 200 mW kann man mit dieser Anordnung eine Impulsleistung von 100 mW erreichen. Mit Hilfe von Hohlleiterfiltern können mehrere Sender zusammengeschaltet und in den Helixleiter eingekoppelt werden. Da die Impulsdauer 10 ns beträgt und die Wellen annähernd mit Lichtgeschwindigkeit laufen, bildet jeder Impuls ein Wellenbündel von ca. 3 m Länge.

Im Empfänger werden zuerst die verschiedenen Hochfrequenzkanäle wieder ausgesiebt. Dann folgt eine Mischstufe in Form einer Kristalldiode, ein Zwischenfrequenzverstärker und schliesslich ein Gleichrichter. Der Zwischenfrequenzverstärker hat eine Bandbreite von 200 MHz. Falls er aus üblichen Elektronenröhren oder Transistoren aufgebaut ist, wählt man die Zwischenfrequenz möglichst niedrig, z. B. 250 MHz. Mit Wanderfeldröhren sind dagegen Frequenzen von 4 oder 11 GHz üblich.

Nach der Gleichrichtung werden die Impulse regeneriert. Das ist ja der wichtigste Vorteil der Codemodulation, dass man den Impulsen immer wieder ihre ursprüngliche Form geben kann. Ein Verstärker besteht daher aus Empfänger, Regenerator und Sender. Man kann die Regeneration auch in der Zwischenfrequenz ausführen, ohne zu demodulieren, aber es ist fraglich, ob das ein Vorteil ist. Bei

³) 1 ns (Nanosekunde) = $10^{-9} \text{ s} = 10^{-3} \cdot 10^{-6} \text{ s}$ (1 μs). Die Einheit μs sollte vermieden werden.

einer angenommenen Dämpfung von 2 db/km könnte man mit einem Verstärkerfeld von ca. 30 km rechnen.

Bei einer Bandbreite von 200 MHz pro Hochfrequenzkanal könnten die Mittelfrequenzen der verschiedenen Kanäle z. B. in Abständen von 400 MHz angeordnet werden. In dem Band von 35...75 GHz könnten daher insgesamt 100 Hochfrequenzkanäle untergebracht werden, wovon jeder ein Fernsehbild oder 1000 Telefongespräche mitführen könnte. Obwohl das eine ganz brauchbare Kapazität ist, so ist es doch viel weniger, als man in Anbetracht der grossen verfügbaren Bandbreite erwarten würde. Dies ist der Preis, den man für die Vorteile der Codemodulation bezahlen muss.

Die Fernübertragung durch Wellenleiter ist also technisch möglich, es müssen aber noch viele Probleme gelöst werden, bevor sie im praktischen Betrieb eingesetzt werden kann. Es ist zu erwarten, dass sie von einer bestimmten Kanalzahl an wirtschaftlich günstiger sein wird als die bisher üblichen Übertragungsarten, wo aber die Grenze liegt, ist heute noch unbestimmt.

3. Code-Modulation

Die Codemodulation oder Pulsodemodulation (PCM) ist zwar kein neues Übertragungsmittel, wohl aber ein Hilfsmittel, das der Übermittlungstechnik neue Möglichkeiten erschliesst [3]. Zunächst dachte man vor allem an ihre Anwendung bei Wellenleitern und anderen «schwierigen» Medien. Doch scheint es heute, dass diese Modulationsart auch in die mehr konventionellen Übertragungsmethoden, wie mittels Drahtpaaren, Koaxialkabel und vielleicht sogar auch Richtstrahlverbindungen eindringen wird.

Die Gründe, warum die Codemodulation auf Kabeln vorteilhaft sein kann, sind folgende:

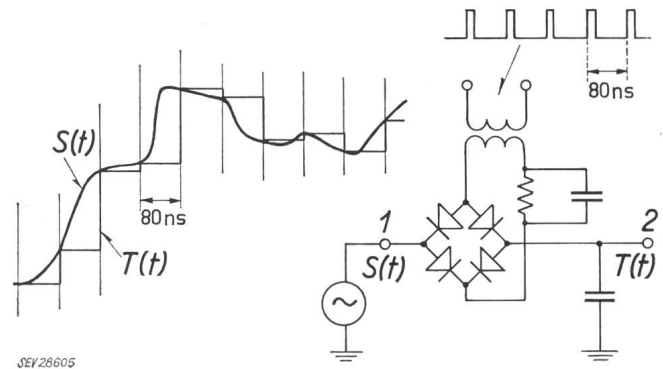
- a) Die Verstärker sind zwar zahlreicher, aber einfacher, brauchen weniger Strom und wahrscheinlich auch weniger Unterhalt.
- b) Man kann billigere Kabel verwenden.
- c) Codemodierte Signale können durch gewisse Typen von elektronischen Zentralen durchgeschaltet werden, ohne demoduliert zu werden.

Wie weit sich die Codemodulation auch für Richtstrahlverbindungen durchsetzen wird, ist noch schwer abzuwägen. Es ist übrigens nicht sicher, ob man damit im gesamten mehr Bandbreite benötigen würde, da die gleiche Frequenz viel öfter verwendet werden könnte, z. B. für beide Polarisierungen und in verschiedenen Richtungen gleichzeitig.

3.1 Codierung

Zur Erklärung der Erzeugung der Pulsodemodulation diene als Beispiel ein Fernsehsignal, das codiert werden soll. Üblicherweise wird die Signalfunktion zuerst in eine Treppenfunktion verwandelt, indem der momentane Spannungswert jeweils während eines Zeitintervalls von 80 ns festgehalten wird (Fig. 5). (Im Falle des Fernsehens ist es noch besser, wenn statt des momentanen Spannungswertes der Mittelwert über ein Zeitintervall genommen wird.)

Dann wird die Höhe jeder Treppenstufe durch einen Code, bestehend aus beispielsweise 8 Impulsen oder «Digits», dargestellt. Dafür gibt es verschiedene Methoden:



SEV 28605

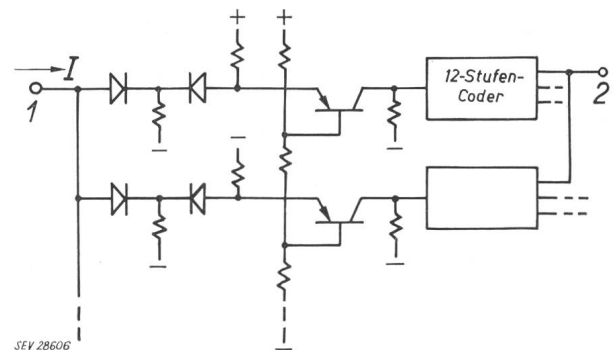
Fig. 5

Erzeugung einer Treppenfunktion als Vorbereitung zur Codemodulation

1 Eingang; 2 Ausgang

a) Eine Methode besteht darin, dass man mit der Treppenspannung einen fächerförmigen Kathodenstrahl ablenkt und durch eine Codeplatte hindurch auf eine Anzahl Streifenelektroden fallen lässt, wobei jede Elektrode einem Digit entspricht. So erhält man alle Digits gleichzeitig oder parallel. Dieser Coder eignet sich vor allem für das Fernsehen, während man im Telefonbetrieb, wo man mit einer viel grösseren Anzahl an Codern rechnen muss, heute nicht mehr so gern Elektronenröhren einsetzt.

b) Ein Parallelcoder kann aus Dioden und Transistoren (oder Elektronenröhren) aufgebaut werden (Fig. 6). Es ist dabei zweckmässig, mit Hilfe von Diodenschaltungen den gesamten Amplitudenbereich zuerst in kleinere Bereiche aufzuspalten und jeden Bereich für sich zu codieren. Dieser Coder



SEV 28606

Fig. 6

Schaltschema eines Parallelcoders
1 Signal-Eingang; 2 Digit-Ausgang

eignet sich sowohl für das Fernsehen wie auch für die Telephonie; er benötigt aber eine relativ grosse Zahl von Dioden und Transistoren. Da die Digits, wie bereits erwähnt, alle gleichzeitig erscheinen, müssen sie zur Übertragung zuerst noch in die Serieform umgewandelt werden (Fig. 7).

c) Es gibt auch Coder, die die Impulse direkt in der Serieform liefern. Dies sind wohl die einfachsten und bekanntesten Arten [4; 5]. Sie kommen hauptsächlich für die Telephonie bei relativ niedrigen Impulsfrequenzen in Frage.

Die Impulse können entweder getrennt (Fig. 8b) oder zusammenhängend (Fig. 8c) ausgesandt werden. Nach einem geeigneten Tiefpassfilter, das zum Teil durch den Übertragungsweg gebildet wird, er-

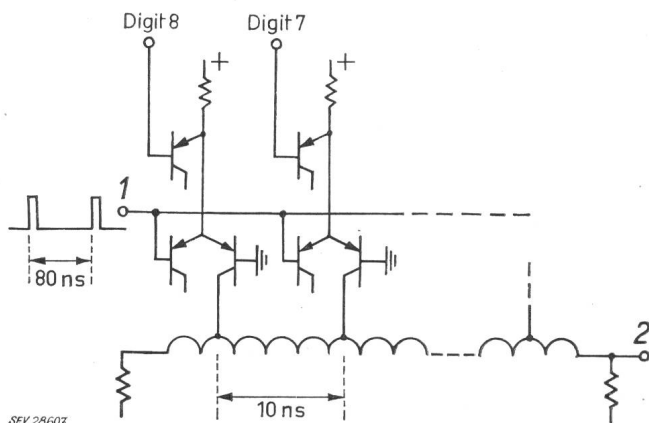


Fig. 7
Schaltschema eines Parallel-Serie-Wandlers
1 Torimpulse; 2 Ausgang

scheinen sie mit abgerundeten Flanken (Fig. 8d). Die Form in Fig. 8b hat den Vorteil, dass die Impulsfrequenz f_0 darin enthalten ist und somit leicht wieder daraus entnommen werden kann, was für den Regenerator wichtig ist. Die theoretische minimale Bandbreite des Tiefpassfilters ist $f_0/2$, was man aber praktisch nicht erreichen kann. Eine mehr realistische Filterkurve hat der 3-db-Punkt bei $f_0/2$ und eine Flankensteilheit von 12 bis 18 db pro Oktave. Man geht ungefähr bis f_0 oder noch etwas darüber hinaus. Nachher kann man scharf abschneiden. Falls die Impulse auf einen Hochfrequenzträger moduliert werden, braucht man eine gesamte Bandbreite von $2f_0$.

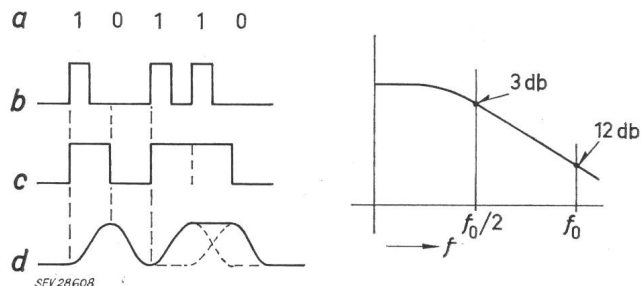


Fig. 8
Impulsformen

a Codezahl; b getrennte Impulse; c zusammenhängende Impulse; d Impulsform nach einem Tiefpassfilter

Nach der Übertragung und anschließender Verstärkung sind die Impulse im allgemeinen verzerrt. Sie werden daher regeneriert, bevor sie weitergesandt werden. Zu diesem Zweck schneidet man aus jedem Impuls ein kleines Stück heraus und macht daraus einen neuen Impuls.

Eine einfache Schaltung, die dies fertigbringt, ist in Fig. 9c gezeigt. Sie dient gleichzeitig als Begrenzer und als «Tor». Die Bezugsfrequenz f_0 wird aus dem einkommenden Signal gewonnen und durch ein schmalbandiges Filter von Geräusch und anderen Unregelmäßigkeiten befreit.

Im Decoder werden die Impulse zuerst in die Parallelsform gebracht, mit geeigneten Gewichtungsfaktoren versehen und addiert.

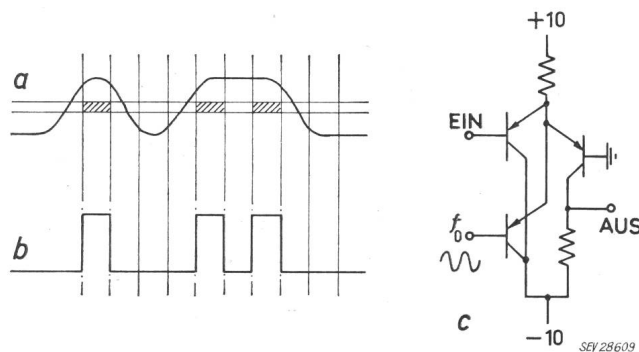


Fig. 9
Wirkungsweise eines Regenerators
a Eingangsspannung; b Ausgangsspannung; c Schaltung

3.2 Der Code

Es ist üblich, jeden Impuls als eine Ziffer im dualen Zahlensystem aufzufassen, so dass z. B. das Fehlen eines Impulses die Ziffer 0, und das Vorhandensein eines Impulses die Ziffer 1 bedeutet. Jeder zu übertragende Amplitudenwert wird somit durch eine duale Zahl dargestellt. Dabei kann es vorkommen, dass diese Zahl aus lauter Nullen oder lauter Einern besteht. In diesem Fall weiss der Begrenzer nicht, wo der Mittelwert ist, von dem aus er nach oben und unten begrenzen sollte. Da es nicht praktisch ist, die Gleichstromkomponente des Impulszuges mit zu übertragen, muss der Mittelwert mit Hilfe von zwei Spitzenwertgleichrichtern gefunden werden, einem für die positiven und einem für die negativen Spitzen. Diese können jedoch nur arbeiten, wenn sowohl Nullen als auch Einer von Zeit zu Zeit auftreten. Man kann das z. B. dadurch erreichen, dass man eine zusätzliche Ziffer beifügt, die abwechselungsweise 0 und 1 ist. Trotzdem bleibt die Gleichstromrückführung ein Problem, besonders bei einer Impulsfrequenz von 100 MHz und mit Geräusch belasteten Impulsen.

Es ist nun möglich, diese Schwierigkeit zu umgehen, indem man einen Code wählt, bei welchem die Nullen und Einer im Gleichgewicht sind, so dass der Gleichstromwert immer in der Mitte ist. Eine Methode, dies zu erreichen, ist folgende: Zuerst wird ein «ternärer» Code erzeugt. Man stellt also jeden Amplitudenwert in einem Zahlensystem mit der Basis 3 dar:

$$A = a_0 + a_1 \cdot 3^1 + a_2 \cdot 3^2 + \dots + a_n \cdot 3^n$$

Jede Ziffer $a_0 \dots a_n$ kann die drei Werte 0, 1 oder 2 annehmen. Dann ersetzt man jede ternäre Ziffer durch ein Paar dualer Ziffern nach folgender Zuordnung:

Ternär	Dual
0	→ 01
1	→ 00 oder 11
2	→ 10

Die ternäre 0 wird durch 01 ersetzt, 2 durch 10; die 1 einmal durch 00, das nächste Mal durch 11 abwechselungsweise. Es ist leicht einzusehen, dass dabei der Gleichstromwert immer 0,5 ist und dass nie

mehr als 4 Nullen oder 4 Einer aufeinander folgen können.

Mit diesem «symmetrischen» Code kann man $N = 3^{n+1}$ Amplitudenstufen darstellen und braucht dazu $2(n+1)$ Digits. Bei 10 Digits gibt das z. B. $N = 3^5 = 243$. Das ist annähernd so viel wie bei einem normalen 8ziffrigen dualen Code, wo $N = 2^8 = 256$ ist. Man braucht also für diesen Spezialcode 2 zusätzliche Digits oder 25 % mehr Bandbreite. Dafür braucht man sich nicht mehr um die Gleichstromkomponente und die tieferen Frequenzen zu kümmern, was die Regeneration vereinfacht.

Die Frage, wieviele Amplitudenstufen (N) für eine gute Reproduktion der Telephon- und Fernsehsignale benötigt werden, ist noch nicht entschieden. Es scheint, dass für das Telephon mindestens 128 Stufen erforderlich sind, vielleicht sogar 256. Der Grund dafür ist der, dass der Pegel der Sprechkanäle in weiten Grenzen variieren kann. Es ist daher notwendig, den Dynamikumfang der Signale zu reduzieren, was im Falle des Zeitmultiplexsystems am einfachsten mit einem augenblicklich wirkenden «Komponder» geschieht. Das bedeutet, dass die Stufen in der Nähe des Nullpunktes am kleinsten sind und bei grösseren positiven oder negativen Amplitudenwerten zunehmend grösser werden. Damit kann man den Dynamikumfang um ca. 20 db reduzieren. Trotzdem ist die Pegeldifferenz zwischen einer lauten Stimme auf einer kurzen Leitung und einer leisen Stimme auf einer langen Leitung immer noch mindestens 20 db, und darum braucht man so viele Stufen.

Auch beim Fernsehen scheint es, dass 128 Helligkeitsstufen nötig sind, um ein gutes Bild wiederzugeben. Nun gilt dies aber nur für relativ grossflächige Bildteile, während zur Wiedergabe der Details eine kleinere Stufenzahl genügen würde. Man kann diese Tatsache dadurch ausnützen, dass man eine kleinere Stufenzahl wählt, aber dann zu jeder zweiten «Probe» eine halbe Stufe addiert. Das hat eine Verdopplung der effektiven Stufenzahl für langsame Vorgänge zur Folge, was die Bildqualität merklich verbessert. Auf diese Art käme man wahrscheinlich schon mit 81 Stufen aus.

3.3 Telephon-Multiplex

Da die Signale bei der Pulscodemodulation durch zeitlich regelmässig aufeinanderfolgende Impulse dargestellt werden, stellt das Zeitmultiplexsystem die beste Art der Zusammenfassung vieler Kanäle dar. Mit Hilfe eines elektronischen Schalters wird von einem Sprechkanal nach dem andern eine Probe gewonnen. Wenn man z. B. 25 Kanäle zusammenfassen will, und für jede Probeentnahme ein Zeitintervall von $4 \mu\text{s}$ berechnet, so wurden nach $100 \mu\text{s}$ alle Kanäle einmal abgetastet und man kann wieder von vorne beginnen. Dies ergibt eine Probefrequenz von 10 kHz pro Kanal oder 250 kHz für die ganze Gruppe. Die dadurch gebildeten amplitudenmodulierten Impulse (PAM) werden über einen «Kompressor» einem gemeinsamen Coder zugeführt, welcher einen Code von etwa 10 Digits produziert. Die

resultierende Impulsfrequenz für diese Gruppe wird somit 2,5 MHz.

Die Probefrequenz eines Sprechkanals muss, wie schon erwähnt, etwas höher sein als zweimal die höchste zu übertragende Frequenz. Da diese nach den heutigen Normen 3,4 kHz beträgt, wäre eine Probefrequenz von 8 kHz genügend. Es gibt aber auch Gründe, die für eine höhere Frequenz, z. B. für 10 kHz, sprechen, namentlich im Zusammenhang mit elektronischen Zentralen. Andererseits gibt es auch Gründe, die für eine Frequenz von 7,8125 kHz sprechen, das ist die halbe Fernsehzeilenfrequenz.

Wenn die Signale einmal in PCM-Form sind, dann sind sie weitgehend unempfindlich gegen Störungen aller Art und können jederzeit regeneriert werden. Man kann mehrere Gruppen zu grösseren Supergruppen mit höheren Impulsfrequenzen zusammenfassen und über ein Weitverkehrsnetz rund um die Erde schicken. Man kann aber auch einzelne Gruppen über Zweidrahtleitungen senden und sogar durch elektronische Zentralen hindurch schleusen. Dies gilt wie erwähnt im Falle des Zeitmultiplexsystems. Nicht so einfach ist es, wenn man ein Trägersystem mit Codemodulation übertragen will. Dazu braucht man einen Coder, der nicht nur eine genügende Stufenzahl, sondern auch einen hohen Grad der Linearität aufweist. Wie man dies erreichen kann, steht zur Zeit noch nicht fest.

3.4 Elektronische Zentralen, Fernschreiber und Datenübertragung

Elektronische Schaltelemente arbeiten schneller als mechanische. Wenn man also eine konkurrenzfähige elektronische Telephonzentrale bauen will, so sollte diese Fähigkeit möglichst ausgenützt werden. Ein Mittel dazu ist das Zeitmultiplexsystem (time-sharing) [6]. Schalter, Wähler und andere Komponenten werden von mehreren Sprechkanälen gemeinsam benützt, indem sie jedem Kanal nur während eines Zeitintervalls von z. B. $4 \mu\text{s}$ zur Verfügung stehen. Dann kommt der zweite Kanal usw., bis nach $100 \mu\text{s}$ wieder der erste an der Reihe ist. Es ist zu erwarten, dass die Zentrale dadurch billiger wird, obwohl sie zusätzliche Organe enthalten muss, welche die Zeitintervalle den verschiedenen Kanälen zuordnen.

In einem idealen PCM-Netz würde jeder Sprechkanal nur einmal code-moduliert, und zwar am besten in einer Konzentrationsstelle möglichst nahe beim Teilnehmer. Das hätte den Vorteil, dass die Übertragungsqualität unabhängig von der Distanz wäre, und dass beim Übergang von einer Zentrale auf eine Fernleitung ein Minimum an Modulationsausrüstung erforderlich wäre.

Ein weiterer Vorteil des PCM-Systems ist die Leichtigkeit, mit welcher Fernschreiber und andere digitale Signale übertragen werden können. Vielleicht die einfachste Methode besteht darin, dass das Signal mit einer «Tastfrequenz» abgetastet wird, welche wesentlich höher liegt als seine eigene Impulsfrequenz. Für einen Fernschreiber mit einer Geschwindigkeit von 50 Baud würde man z. B. eine Tastfrequenz von ca. 400 Hz wählen. Dies würde

eine Synchronisation unnötig machen und trotzdem erlauben, mindestens 100 Fernschreibkanäle für jeden Sprechkanal einzusetzen. Falls dies bedeuten sollte, dass die Kosten für eine Fernverbindung im gleichen Verhältnis stehen würden, dann dürfte das dem Fernschreibverkehr und der Datenübertragung ganz neue Möglichkeiten eröffnen.

3.4 Das Problem der Synchronisierung

Zeitmultiplex-Systeme erfordern genaue zeitliche Steuerung. Jede Zentrale enthält eine «Uhr», welche den gesamten Ablauf der Schaltvorgänge leitet. Damit man auf den Leitungen nach Belieben Gruppen zusammenfassen oder abzweigen kann, ist es notwendig, dass alle diese Uhren untereinander synchronisiert werden. Dies ist wohl das schwierigste der noch ungelösten Probleme eines ausgedehnten PCM-Systems. Es wird dadurch erschwert, dass die Laufzeit der Impulse unregelmässigen Schwankungen unterworfen sein wird, hervorgerufen durch Temperaturänderungen in Kabeln, oder durch Laufzeit-schwankungen in Verstärkern. Mit Hilfe von variablen Verzögerungsleitungen wäre es möglich, die Schwankungen auszugleichen [6]. Das dürfte aber

nur bei relativ niedrigen Impulsfrequenzen durchführbar sein und würde eine vorherige Aufspaltung der Supergruppen erfordern. Es ist dies keine ideale Lösung des Problems, aber es gibt wenigstens die Überzeugung, dass man überhaupt eine Lösung finden kann.

Literatur

- [1] Miller, S. E.: Waveguide as a Communication Medium. Bell Syst. techn. J. Bd. 33(1954), Nr. 6, S. 1209...1265.
- [2] Anonym: Convention on Long-Distance Transmission by Waveguide. Proc. IEE Bd. 107(1960), Part B (erscheint demnächst).
- [3] Oliver, B. M. und C. E. Shannon: The Philosophy of Pulse Code Modulation. Proc. IRE Bd. 36(1948), Nr. 11, S. 1324...1331.
- [4] Villars, C. P.: Design of a Transistorized 1.5-Megabit Analog-to-Digital Encoder. Solid-State Circuits Conference 1959, Digest of Technical Papers, S. 38.
- [5] Gibbons, P. L. W.: The Application of Transistors to Digital Speech Communication Systems. Proc. IEE Bd. 107(1960), Part B (erscheint demnächst).
- [6] Vaughan, H. E.: Research Model for Time-Separation Integrated Communication. Bell Syst. techn. J. Bd. 38(1959), Nr. 4, S. 909...932.

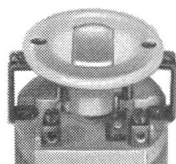
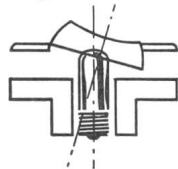
Adresse des Autors:

Dr. sc. nat. W. Neu, Standard Telecommunication Laboratories Ltd., Harlow, Essex (England).

Der neue Leuchtschalter

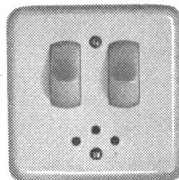
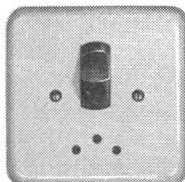
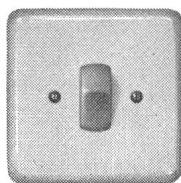
Nicht nur Schönheit, Zweckmässigkeit und technische Weiterentwicklung, sondern **Sicherheit** und **Bequemlichkeit** verlangen die heutigen Anforderungen. Für diese Einheiten verdienen unsere Produkte volle Anerkennung.

Als weitere Neuheit: Dieser Leuchtschalter wird für Unterputzmontage (wie Abbildung) in den Schemas: 0/02P/1/3 und 6 mit kombinierter Steckdose 2P + E mit Schutzkontakt für Räume mit unbeschränkter Zulassung transportabler Apparate geliefert.



Nur um die Glimmlampe teurer als ein gewöhnlicher Schalter. Pat.

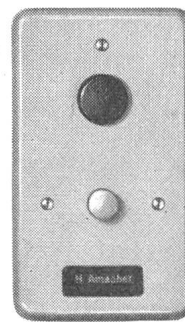
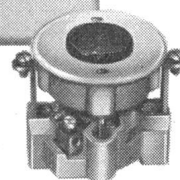
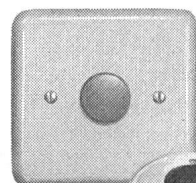
Monatlicher Stromverbrauch 0,3 Rp. Glimmlampe E10



H. Amacher

Der leuchtende Lichtknopf im finstern Treppenhaus!

Verlangen Sie unsern Spezial Prospekt über das Leuchtschalterprogramm. Dieser zeigt Ihnen noch mehr Typen und deren Anwendungsmöglichkeiten. Monatlicher Stromverbrauch 0,4 Rappen Glimmlampe E14



Allschwil

Fabrik für elektrisch technische Apparate
Lettenweg 76
Telephon 061/39 17 67