

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 44 (1953)

Heft: 20

Artikel: Möglichkeiten und Grenzen eines Vielkanalsystems mit Koaxialkabeln

Autor: Locher, F.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1059969>

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: 09.01.2026

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

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEM VEREINS

Möglichkeiten und Grenzen eines Vielkanalsystems mit Koaxialkabeln

Vortrag, gehalten an der 12. Schweizerischen Tagung für elektrische Nachrichtentechnik am 18. Juni 1953 in Bern,
von F. Locher, Bern

621.315.212.029.6

Der Vortrag gibt einen Überblick über die historische Entwicklung, den heutigen Stand und die Entwicklungstendenzen der Weitverkehrstechnik mit Koaxialkabeln. Die wirtschaftlichen und übertragungstechnischen Möglichkeiten werden erörtert und die physikalischen Eigenschaften, die die Reichweite solcher Systeme begrenzen, angegeben. Abschliessend folgen Angaben über die in der Schweiz zur Ausführung gelangenden Koaxialkabelprojekte.

L'exposé donne un aperçu du développement historique, de l'état actuel et des tendances du développement futur de la technique des transmissions à grandes distances à l'aide de câbles coaxiaux. Il en montre les possibilités économiques et techniques ainsi que les propriétés physiques qui en limitent la portée. Pour terminer suivent des indications concernant les projets d'installation de câbles coaxiaux en Suisse en cours de réalisation.

A. Einleitung

Die drahtgebundene Übertragungstechnik für das Telephonieren im Weitverkehr hat in den letzten Jahren tiefgreifende Wandlungen durchgemacht. Sie sind u. a. gekennzeichnet durch den Übergang von der einfach ausgenützten Leitung kleiner Bandbreite zur mehrfach ausgenützten Breitbandleitung. Die Gründe hiefür liegen in dem Bestreben, den kosten- und materialmässigen Aufwand der Fernleitungen, die man des wachsenden Verkehrs wegen immer wieder vermehren muss, nach Möglichkeit zu senken, denn die Anschaffung und Verlegung eines Kabels ist mit relativ hohen Investitionen verbunden, die proportional mit der Länge wachsen. Die Vermehrung der Leitungen ist daher in erster Linie auch ein wirtschaftliches Problem, wobei die Kosten pro Sprechkanal eine ausschlaggebende Rolle spielen.

Ein wirksames Mittel zur Verbilligung der Kanalkosten auf grosse Distanzen ist die Mehrfachausnutzung der Leitungen mittels Trägerfrequenz. Dieses Verfahren macht es möglich, eine physikalische Leitung mit vielen Sprechkanälen zu belegen. Da sich die Gesamtkosten auf alle Kanäle der Leitung verteilen, wird der einzelne Sprechkreis erheblich billiger, obwohl zusätzliche Einrichtungen wie Endgeräte und Zwischenverstärker auch zusätzliche Kosten verursachen.

Die Entwicklung beschritt in der Folge zwei getrennte Wege. Der eine ging von den bisher üblichen, symmetrisch aufgebauten Kabelleitungen aus. Man suchte sie durch Entpupinisieren und besondere Abgleichverfahren oder speziellen Aufbau wie bei den Trägerkabeln für die Übertragung breiter Frequenzbänder geeignet zu machen. Auf diese Weise ist es gelungen, das übertragene Frequenzband auf 200...300 kHz zu erweitern und ein Aderpaar mit 48...60 Kanälen zu belegen. Die Nebensprechverhältnisse begrenzen jedoch hier die Bandbreite. Mit zunehmender Frequenz fällt es immer schwerer, die erforderliche Kopplungsfreiheit zwischen den Leitungen eines mehrpaarigen Kabels zu erreichen. Wenn auch Versuche im Gange sind, mit Hilfe von

Kunstisolierstoffen anstelle des Papiers Bandbreiten von 500...600 kHz auszunützen, so dürfte damit doch, auf lange Sicht gesehen, die obere Grenze erreicht sein. Hinzu kommt ganz allgemein die Schwierigkeit symmetrischer Leitungsführung bei Hochfrequenz.

Ganz anders liegen die Verhältnisse auf dem zweiten Weg, der beschritten wurde, wobei das Koaxialkabel als neues Übertragungsmittel zugrunde liegt. Da bei der koaxialen Leitung der zylindrische Innenleiter vom rohrförmigen Außenleiter völlig umschlossen wird, ist das elektromagnetische Feld nach aussen begrenzt. Kopplungen kapazitiver oder induktiver Art auf benachbarte Leiter sind daher ausgeschlossen. Dagegen tritt eine Kopplung galvanischer Art in Erscheinung. Der Skineffekt bewirkt jedoch, dass der Kopplungswiderstand mit zunehmender Frequenz abnimmt. Dadurch wird der koaxiale Leiter mit wachsender Frequenz immer besser gegen äussere hochfrequente Störungen geschützt [1, 2, 3]¹⁾. Aus diesem Grunde ist es möglich, Kabel mit mehreren koaxialen Leitern zu bauen und sie — im Gegensatz zu den Verhältnissen beim Trägerkabel — paarweise im Gegenrichtungsbetrieb, d. h. als Hin- und Rückleitung des Vierdrahtstromkreises, zu betreiben. So sind in Europa Kabel mit 2 oder 4 Tuben üblich, während man in den Vereinigten Staaten von Amerika solche mit 6 oder 8 Tuben verlegt.

Fig. 1 zeigt als Beispiel die an einem Verstärkerfeld von 9 km Länge gemessenen Werte des Nah- und Fernnebensprechens für ein viertubiges Koaxialkabel 2,64/9,52 mm (Durchmesser des Innenleiters/Innendurchmesser des Außenleiters) in Funktion der Frequenz. Aus den erwähnten Gründen treten die niedrigsten Nebensprechdämpfungen, im Gegensatz etwa zu den symmetrischen Leitungen, nicht bei den höchsten, sondern bei den tiefsten Frequenzen auf. Um auch in diesem Bereich die erforderliche Schutzwirkung zu erhalten, werden die Außen-

¹⁾ siehe Literaturverzeichnis am Schluss.

leiter gewöhnlich mit zwei sich überlappenden Stahlbändern umwickelt.

Bemerkenswert ist, dass die Nebensprechdämpfungen zwischen anliegenden Röhren grösser sind als zwischen gegenüberliegenden. Dies röhrt davon her, dass bei den anliegenden Tuben der Wellenwider-

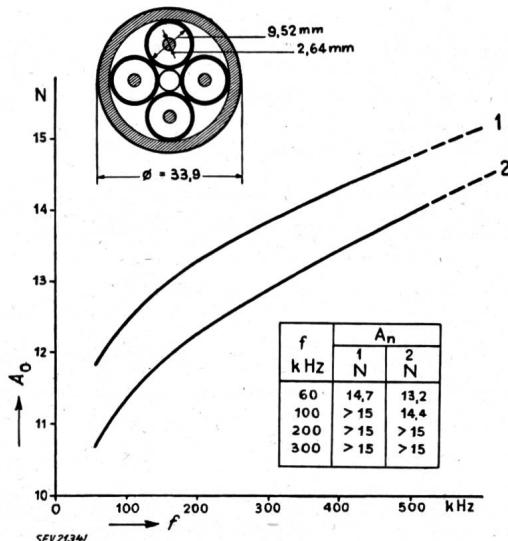


Fig. 1

Grundwert der Fernnebensprechdämpfung A_0 und der Nahnebensprechdämpfung A_n eines Koaxialkabels 2,64/9,52 mm mit vier Tuben, gemessen über eine Verstärkerfeldlänge von 9 km in Funktion der Frequenz f
1 zwischen anliegenden Tuben; 2 zwischen gegenüberliegenden Tuben

stand des koppelnden Zwischenkreises sehr niedrig wird. Der Zwischenkreis stellt dabei die aus den beiden Außenleitern der zwei Tuben gebildete Leitung dar.

Die Wellendämpfung als zweite wichtige Eigenschaft für eine Übertragungsleitung steigt als Folge des Skineffektes ziemlich genau mit der Wurzel aus der Frequenz an. Sie ist bekanntlich ein Minimum,

Koaxialkabel für den Weitverkehr mit diesem Durchmesserverhältnis gebaut.

Die gute Schutzwirkung gegen aussen, und die relativ kleine Dämpfung machen das Koaxialkabel zu einem geeigneten Übertragungsmittel für sehr breite Frequenzbänder. Man kann Breitbandleitungen an und für sich auch mit Doppeldrähten in Hohlzylin dern aufbauen. Es zeigt sich jedoch, dass bei gleichem Kupferaufwand die koaxiale Anordnung dämpfungsmässig viel günstiger ist, neben ihren andern Vorteilen, wie einfacher Aufbau usw. [4].

B. Historisches, CCIF-System

Die Einführung des Koaxialkabels als Breitbandleitung für grosse Distanzen geht auf die Anfänge der dreissiger Jahre zurück. Damals erschienen in den USA die ersten Veröffentlichungen grundlegender Natur über die Eigenschaften und Möglichkeiten dieses Leiterrtyps [5, 6]. In der Folge wurden von den Amerikanern verschiedene Versuchssysteme gebaut, wobei man das übertragene Frequenzband und damit die Kanalzahl sukzessive steigerte. Die Entwicklung erreichte 1938 einen gewissen Abschluss in der Form des zum Standardtyp erhobenen sog. *L1*-Systems mit anfänglich 480, später 600 Kanälen pro Leiterpaar (Fig. 2a). Als koaxialen Leiter hatte man den Typ 2,6/9,4 mm gewählt und die Verstärkerfeldlänge l auf 12 km festgesetzt. Die 600 Kanäle werden in 10 Übergruppen zu je 60 Sprechkreisen im Frequenzband von 68...2540 kHz übertragen. Der Kanalabstand Δf beträgt 4 kHz und das ausnutzbare Frequenzband des Sprechkreises reicht von 300...3400 Hz. Die Übertragung erfolgt, wie allgemein bei den leitunggebundenen Systemen hoher Kanalzahl, im amplitudenmodulierten Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger; denn die Dämpfungseigenschaften der Leitungen erheischen ein Übertragungsverfahren, bei welchem im Interesse der Wirtschaftlichkeit in einem vorgegebenen Frequenzband eine möglichst grosse Kanalzahl untergebracht werden kann. Die Leitungen werden auch für die Übertragung von Fernsehbildern der in den Vereinigten Staaten üblichen Norm von 525 Zeilen bei 30 Bildern/s verwendet. Dabei wird bei einer Trägerfrequenz von 300 kHz das obere Seitenband bis 3,1 MHz übermittelt.

Auch in den europäischen Staaten, vorab in England und Deutschland, war

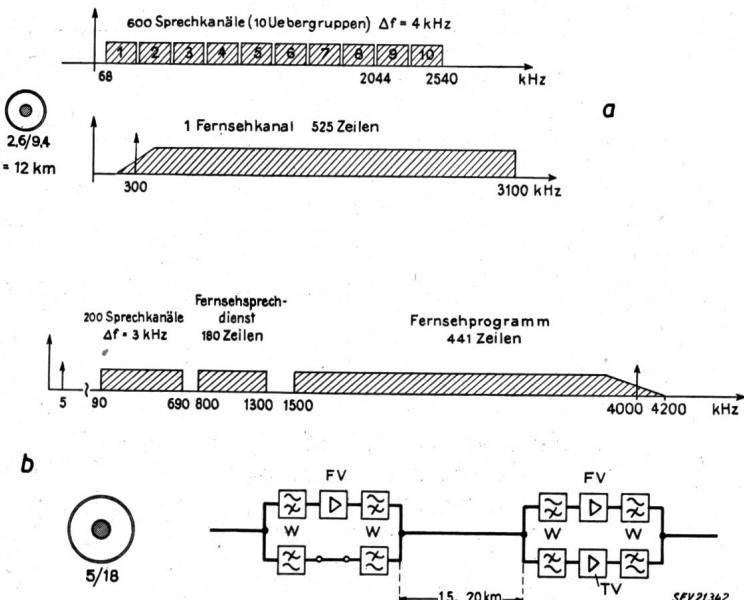


Fig. 2

Frequenzplan und Leiterrysteme für Fernsprechen und Fernsehen
a *L₁*-System (USA); b *B*-System (Deutschland);
FV Fernsehverstärker; TV Verstärker für Mehrfachtelephonie; Δf Kanalabstand; l Verstärkerfeldlänge
SEV 21342

wenn das Durchmesserverhältnis, d.h. lichter Durchmesser des Außenleiters zum Durchmesser des Innenleiters einen bestimmten Wert, der für Kupferleiter bei 3,6 liegt, aufweist. Deshalb werden alle

man nicht müssig geblieben. Während die Engländer bezüglich Frequenzplan, Kanalzahl und Leiterdurchmesser ähnliche Systeme bauten wie die Amerikaner, gingen die Deutschen andere

Wege. Die Reichspost fasste auf Grund vorangegangener theoretischer und experimenteller Untersuchungen 1935 den Entschluss für die Auslegung eines Koaxialkabelnetzes, welches die wichtigsten Städte des Landes sternförmig mit Berlin verbinden sollte [7]. Die neue Übertragungsanlage führte den Namen *B*-System (*B* = Abkürzung für Breitbandleitung). Der interessante Frequenzplan und die Verstärkeranordnung geht aus Fig. 2b hervor. Der gewählte koaxiale Leiter wies einen Durchmesser des Innenleiters von 5 mm und einen lichten Durchmesser des Außenleiters von 18 mm auf. Im Frequenzbereich von 90...690 kHz werden 200 Sprechkanäle bei einem Kanalabstand von 3 kHz übermittelt. Die ausnutzbare Bandbreite der Sprechkreise reicht dabei von 300...2700 Hz.

sprechdienst wurde am 1. März 1936 zwischen Berlin und Leipzig eingeweiht und dem Betrieb übergeben. Die Verstärkung der Fernsprech- und Fernsehbänder erfolgte in separaten Verstärkern, wobei Frequenzweichen die beiden Bänder in den Verstärkerpunkten trennte. Die Fernsehverstärker folgten sich in Distanzen von ca. 15...20 km, während die Fernsprechverstärker nur in jedem zweiten Verstärkerpunkt eingesetzt waren. Bis zum Kriegsausbruch hatte Deutschland ca. 1800 km Koaxialkabel verlegt und auch in England bestand in diesem Zeitpunkt schon ein recht beträchtliches Weitverkehrsnetz mit diesem neuen Übertragungsmittel. Nach dem zweiten Weltkrieg wurde in Frankreich ebenfalls der Aufbau eines Koaxialkabelnetzes mit grösster Umsicht an die Hand genommen [8, 9].

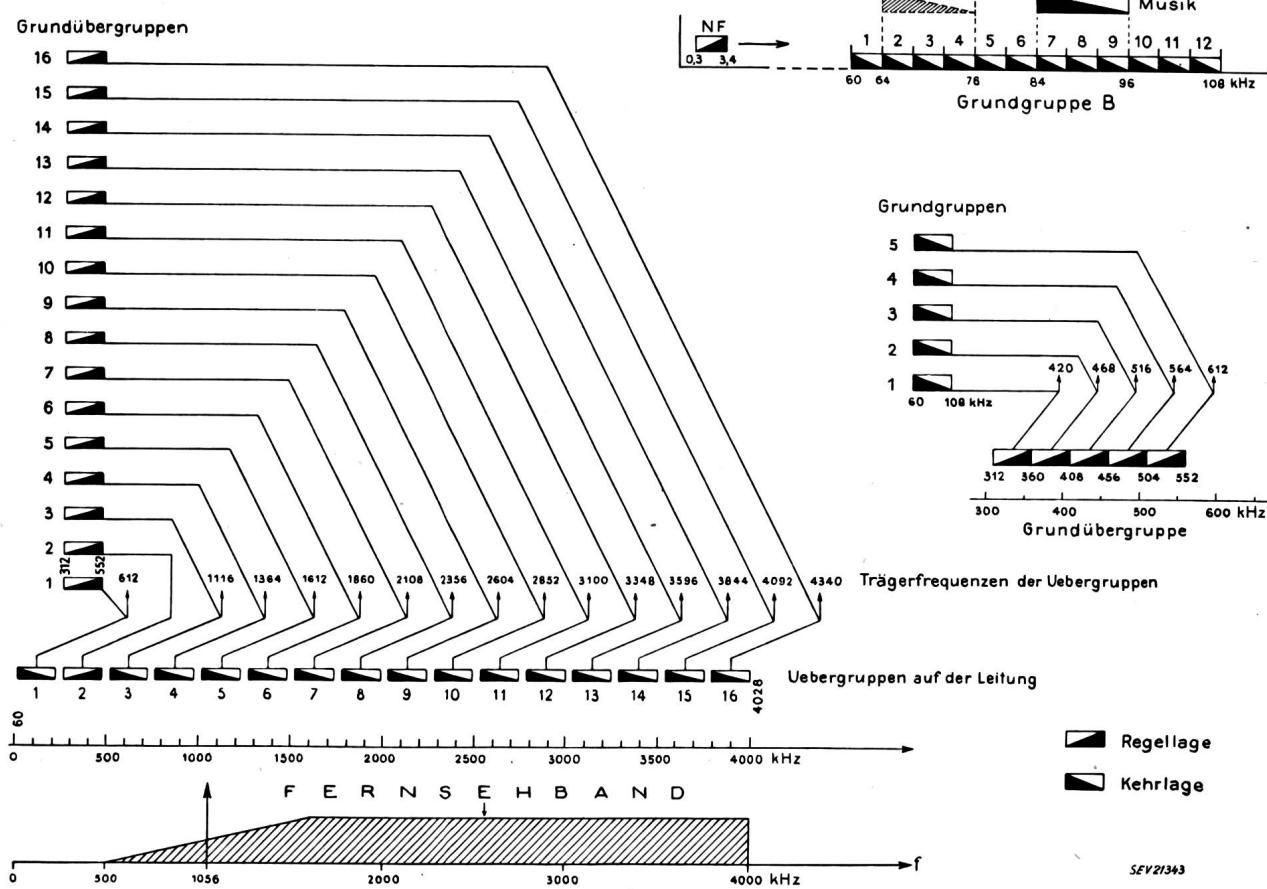


Fig. 3

Modulationsschema und Anordnung der Sprech- und Musikkanäle sowie des Fernsehkanals für die Übertragung auf dem Koaxialkabel nach CCIF

Die Übertragung des öffentlichen Fernsehprogramms mit der Zeilenzahl von 441 Zeilen bei 25 Bildern pro Sekunde wurde im Bereich von 1,5...4,2 MHz vorgenommen. Die Trägerfrequenz war dabei auf 4 MHz festgesetzt. Den Frequenzbereich dazwischen, d. h. ein Band von 800...1300 kHz, nutzte man für die Übermittlung eines 180-zeiligen Bildes mit 25 Bildern pro Sekunde für den sog. Fernseh-Fernsprechdienst aus. Zudem befanden sich an den beiden Enden Fernsprechkabinen mit Bildschirmen, so dass die beiden Partner nicht nur miteinander sprechen, sondern einander auch sehen konnten. Dieser Fernseh-Fern-

Aber auch im Schosse des Comité Consultatif International Téléphonique (CCIF) griff man die Probleme des Einsatzes von Koaxialkabelanlagen auf. Die Beratungen führten zur Aufstellung von Empfehlungen für eine gewisse Normung der wichtigsten Eigenschaften von Trägeranlagen. Da sich diese Richtlinien in allen europäischen Ländern weitgehend durchgesetzt haben, können heute Systeme verschiedener Fabrikate auch auf internationalem Strecken zusammengeschaltet werden.

Zunächst wurde das Frequenzband eines Telefonikanals auf 300...3400 Hz festgesetzt. Im Zusammenhang mit der praktisch realisierbaren

Trennschärfe der Filter führte dies auf den heute üblichen Kanalabstand von 4 kHz. Der auf Grund technischer und wirtschaftlicher Studien empfohlene koaxiale Leiter hat einen Durchmesser des Innenleiters von 2,64 mm und einen lichten Durchmesser des Außenleiters von 9,52 mm. Bei einem Verstärkerabstand von 9...10 km wird dabei ein Frequenzband von 60...4028 kHz ausgenutzt. Dies erlaubt im Vollausbau die gleichzeitige Übermittlung von 960 Sprechkreisen pro Leiterpaar. Die Übertragung erfolgt aus den bereits erwähnten Gründen auch bei diesem System im amplitudenmodulierten Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger. Der Frequenzplan und das Modulationsschema gehen aus Fig. 3 hervor.

Die Versetzung der Kanäle in die Frequenzlage, die sie bei der Übertragung auf dem Kabel endgültig einnehmen, erfolgt in 3 Modulationsstufen. Zunächst werden 12 Sprechkreise im Bereich 300...3400 Hz in der Kehrlage nebeneinander in das Frequenzband von 60...108 kHz verschoben. Man bezeichnet diesen Vorgang als Kanalmodulation und die erhaltene 12er Gruppe als Grundgruppe B oder Primärgruppe. In der nächsten Modulationsstufe, der sog. Gruppenmodulation, werden 5 Primärgruppen in der Regellage nebeneinander in den Bereich von 312...552 kHz versetzt und bilden die Grundübergruppe oder Basissekundärgruppe mit 60 Kanälen. Die letzte Modulationsstufe endlich versetzt 16 Basissekundärgruppen nebeneinander in ihre endgültige Frequenzlage zwischen 60...4028 kHz. Die Frequenzlücken zwischen den Übergruppen oder Sekundärgruppen, wie diese 60er Einheiten heißen, betragen 8 kHz mit Ausnahme der beiden untersten, die 12 kHz aufweisen.

Auch für die allfällige Bildung von Musikstromkreisen wurde die Frequenzlage festgesetzt. Die Übertragung erfolgt an Stelle von 3 Kanälen zwischen 84...96 kHz in der Kehrlage. In Ausnahmefällen kann sie auch in den Bereich von 64...76 kHz verlegt werden. Mit dieser Anordnung erhält der Musikkanal eine Bandbreite von rund 10 kHz. Soll das Frequenzband bis 15 kHz reichen, so müssen 2 weitere Sprechkanäle geopfert werden. Der Fernschreibverkehr kann wie üblich über irgendeinen Sprechkanal erfolgen. Die Übertragung wird im Wechselstromtelegraphieverfahren durchgeführt, wobei bis zu 24 Telegraphiekanäle pro Sprechkreis übermittelt werden können. Die Fernsehübertragung für Zeilenzahlen von 400...450 erfolgt im Frequenzband von 500...4000 kHz, mit einem Träger von 1056 kHz. Diese Festlegung wurde getroffen, als die 625-Zeilennorm noch nicht existierte. Für die neue Norm ist bekanntlich das Frequenzband bis 4 MHz für eine qualitativ hochstehende Übertragung zu klein. Man plant daher seine Erweiterung auf 6...6,5 MHz. Die Entwicklung geeigneter Verstärker für diese Zwecke ist im Gange.

Der prinzipielle Aufbau einer Vielkanal-Endausrüstung für Koaxialkabel geht aus Fig. 4 hervor. Von der Gabel *G* durchläuft das Signal nacheinander die Kanalmodulation *KM*, Gruppenmodulation *GM* und Übergruppenmodulation *UGM*. Im Sendeverstärker *SV* erfolgt die gemeinsame Verstärkung aller Kanäle auf den Leistungspegel. In der Empfangs-

richtung vollzieht sich der gleiche Vorgang in umgekehrter Reihenfolge. Auch die Übertragung der Wahl- oder Rufsignale ist angedeutet. Sie erfolgt gewöhnlich mit Tonfrequenzimpulsen innerhalb des Sprechkanals. Nach CCIF sind für den internatio-

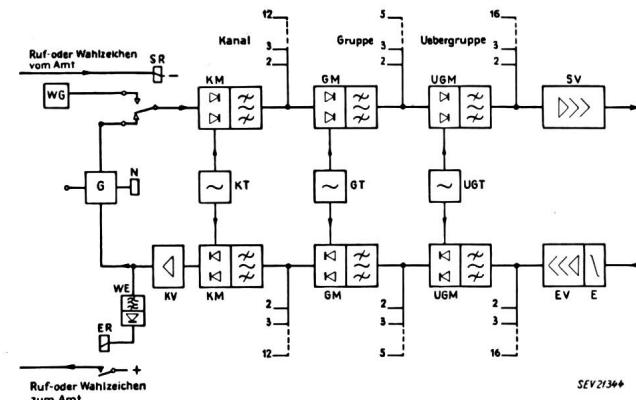


Fig. 4

Prinzipieller Aufbau einer Vielkanal-Endausrüstung für Koaxialkabel
G Gabel; *N* Nachbildung; *KM* Kanalmodulation; *GM* Gruppenmodulation; *UGM* Übergruppenmodulation; *SV* Sendeverstärker; *SR* Senderelais; *WG* Wahlfrequenzempfänger; *WE* Wahlempfänger; *ER* Empfängerrelais; *EV* Entzerrer; *KV* Kanalverstärker; *KT* Kanalträger; *GT* Gruppenträger; *UGT* Übergruppenträger

nalen Verkehr ein Einfrequenzsystem mit 2280 Hz und ein Zweifrequenzensystem mit 2040/2400 Hz empfohlen. Im nationalen Verkehr der Schweiz kommt ein System mit 3000 Hz zur Anwendung. Auf der Vierdraht-Sendeseite werden die Impulse mit Hilfe des Senderelais *SR* in den Stromkreis getastet. Auf der Empfangsseite siebt sie der Wahlempfänger *WE* aus und betätigt nach ihrer Verstärkung und Gleichrichtung das Empfängerrelais *ER*. Dieses schickt seinerseits die Steuersignale zum Amt. Besondere Sperrschaftungen im Wahlempfänger sorgen dafür, dass die Sprachspannungen keine Fehlimpulse auslösen können.

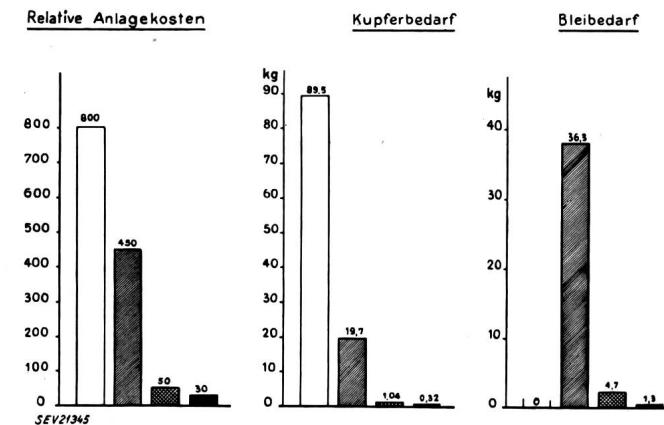


Fig. 5

Relative Anlagekosten, Kupfer- und Bleiaufwand pro Sprechkreis und Kilometer für verschiedene Übertragungssysteme
 Zu Grunde gelegte Distanz: 250 km

	Freileitung		Trägerkabel (48-Kanalsystem)
	Tonfrequenz-Fernkabel		Koaxialkabel (960-Kanalsystem)

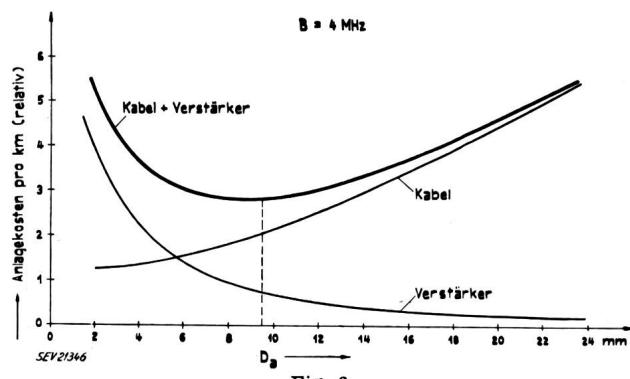
Der kosten- und materialmässige Aufwand pro Sprechkreis und Kilometer kann bei diesem modernen Vielkanal-Übertragungssystem recht beträchtlich gesenkt werden. In Fig. 5 sind die relativen

Anlagekosten sowie der Kupfer- und Bleiaufwand für verschiedene Übertragungsverfahren dargestellt. Interessant ist auch der in Tabelle I wiedergegebene Vergleich des Aufwandes an Röhren für ein Vierdrahttonfrequenz- und ein Koaxialkabelsystem.

Aufwand an Röhren für verschiedene Übertragungssysteme
Tabelle I

Übertragung	Röhren/Sprechkreis Entfernung in km		
	500	1000	2500
4-Draht-Tonfrequenzkabelsystem	28	52	124
Koaxialkabelsystem	2	2,6	3,9

Die Wahl des äusseren Durchmessers des koaxialen Leiters richtet sich bei vorgegebener Bandbreite in erster Linie nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten. Durch Verkleinern des Durchmessers können die Kabelkosten herabgesetzt werden. Da die Dämpfung jedoch umgekehrt proportional mit dem Durchmesser des Aussenleiters zunimmt (siehe Gl. 8), steigt die Zahl der erforderlichen Zwischenverstärker. Die entgegengesetzten Verhältnisse resultieren bei einer Durchmesservergrösserung. Der Gesamtaufwand, als Summe von Leitungs- und Verstärkerkosten durchläuft daher ein Minimum. Die praktisch auftretenden Verhältnisse sind aus Fig. 6 ersichtlich. Der vom CCIF gewählte Leitertyp liegt — für schweizerische Verhältnisse — am oberen Ende des relativ flach verlaufenden Minimums.



Anlagekosten von koaxialen Weitverkehrleitungen in Funktion des lichten Aussenleiterdurchmessers D_a
Ausgenützte Bandbreite $B = 4 \text{ MHz}$

Der Kabeltyp 5/18 ist, wie aus Fig. 6 hervorgeht, bei Ausnutzung eines Frequenzbandes von nur 4 MHz ca. 45 % teurer als der CCIF-Typ, weil der im Kabel steckende Materialaufwand zu gross ist. Ähnliche Verhältnisse ergeben sich bei der Betrachtung der Betriebskosten.

C. Begrenzung der Reichweite von koaxialen Systemen

Von einem Übertragungssystem für den Weitverkehr wird verlangt, dass es in der Lage ist, bestimmte Informationen auf eine gegebene Distanz mit einer festgelegten Qualität zu übertragen. Um die Grenzen eines Systems zu bestimmen, müssen demnach alle Eigenschaften, welche die Übertragungsqualität beeinflussen und damit u. U. die Reichweite begrenzen, bekannt sein.

Es ist im Rahmen dieser Ausführungen nicht möglich, auf alle die vielen Probleme, die in diesem Zusammenhang bei den koaxialen Systemen auftreten, näher einzugehen. Es werden deshalb nur die wichtigsten Erscheinungen besprochen, und auch hier kann nicht auf Einzelheiten eingegangen werden.

In einem Nachrichtennetz, das heute im allgemeinen Leitungen für das Fernsprechen, das Fernschreiben, die Rundspruch- und Fernsehübertragungen umfasst, liegt der grösste Anteil am wirtschaftlichen Aufwand gewöhnlich bei den Fernsprechwegen. Sie bestimmen daher in erster Linie den Aufbau der Kabel und Geräte, und wir wollen uns aus diesem Grunde zunächst mit ihnen befassen.

Die Güte eines Fernsprechkanals ist gekennzeichnet durch

- a) die Restdämpfung, d. h. den Ausgangspegel am Ende der Leitung;
- b) die Breite und Gleichmässigkeit des übertragenen Frequenzbandes;
- c) die Laufzeit und die Laufzeitverzerrungen;
- d) die nichtlinearen Verzerrungen;
- e) die Geräusche, d. h. den Abstand von Nutzsignal und Störsignal;
- f) das verständliche Nebensprechen.

Die Anforderungen, die man in dieser Hinsicht stellt, sind stets ein Kompromiss zwischen hoher Übertragungsqualität und Wirtschaftlichkeit. Einerseits muss man dafür sorgen, dass der ungestörte Ablauf der Ferngespräche sowie die Geheimhaltung sichergestellt sind, und auch der Klangcharakter der Sprache in gewissem Grade erhalten bleibt. Andererseits darf aber der wirtschaftliche Aufwand ein bestimmtes Mass nicht überschreiten, weil sonst die Rentabilität in Frage gestellt wird.

Werden nun die verschiedenen erwähnten Eigenarten hinsichtlich ihres begrenzenden Einflusses auf die Verbindungslänge untersucht, so findet man, dass die Vielkanalsysteme — im Gegensatz etwa zu den Tonfrequenzleitungen — durch die auftretenden Geräuschspannungen in ihrer Reichweite begrenzt werden. Bei den koaxialen Systemen im besonderen werden die Geräusche hervorgerufen einerseits durch das nichtlineare Nebensprechen zwischen den einzelnen Sprechkanälen bei der gemeinsamen Verstärkung oder Frequenzumsetzung, sowie anderseits durch das Wärmerauschen des Kabels und das Röhrenrauschen der Verstärker. Sie nehmen mit der Zahl der Zwischenverstärker und der Frequenzumsetzer zu und führen schliesslich zu unzulässig hohen Werten.

Den europäischen Verhältnissen Rechnung tragend empfiehlt nun das CCI, die Systeme für eine Verbindungslänge von 2500 km zu dimensionieren. Da es in Europa nie vorkommen wird, dass ein Koaxialkabel auf eine solche Distanz glatt durchläuft, sondern auf seinem Tracé stets die wichtigsten Verkehrszentren miteinander verbinden wird, führt dies zur Aufstellung eines «Circuit de référence», d. h. eines Bezugssystems mit vielen Modulations- und Demodulationsstufen. Fig. 7 zeigt dieses Modell einer Koaxialkabelanlage, welches den Geräuscberechnungen zugrunde gelegt werden soll. Es wurde angenommen, dass das Kabel im Mittel alle

280 km in ein Verstärkeramt einer grösseren Stadt eingeführt wird, wobei ein Teil der Gruppen abzweigt, neue Gruppen eingeführt und der Rest durchgeschaltet werden muss. Jedes Rechteck in Fig. 7 stellt eine solche Schaltstelle, d. h. ein Verstärkeramt dar, wobei teilweise verschiedene Grade

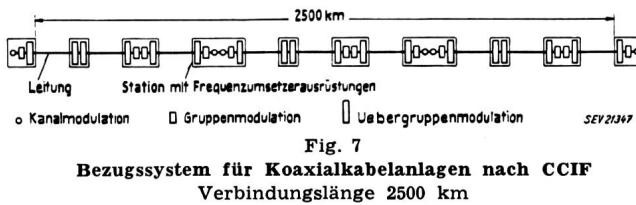


Fig. 7
Bezugssystem für Koaxialkabelanlagen nach CCIF
Verbindungsstrecke 2500 km

der Demodulation bzw. Remodulation auftreten. Die Kreise bedeuten Kanalmodulationen, die kleinen Rechtecke Gruppenmodulationen und die grossen Rechtecke Übergruppenmodulationen bzw. Demodulationen. Im zweiten Amt werden z. B. alle Übergruppen auf die Grundübergruppen demoduliert, im dritten geht man bis zur Primärgruppe und im vierten Amt endigen alle Kanäle in der Tonfrequenzlage (300...3400 Hz) und werden anschliessend wieder in die Übertragungsfrequenzlage umgesetzt. Das Bezugssystem ist absichtlich mit vielen Modulationsstufen versehen, damit die Einzelgeräte so gebaut werden, dass die ganze Anlage auch noch unter erschwerten Bedingungen geräuschkässig in Ordnung ist.

Für dieses Bezugssystem soll nun die totale Geräuschleistung am Ende der Strecke und bezogen auf den relativen Pegelpunkt 0 N den Wert von 10000 pW in 99 % der Zeit nicht überschreiten. Es handelt sich demnach um eine Angabe auf statistischer Grundlage. Die Geräusche müssen dabei in der Hauptverkehrsstunde, d. h. bei Vollast des Systems, gemessen werden. Diese Geräuschleistung entspricht einer Geräuschspannung von 2,45 mV an 600 Ω oder einem Geräuschabstand von 5,8 N (50 db). Der Geräuschabstand bezieht sich dabei, wie das in der Telefonietechnik üblich ist, auf eine Nutzleistung von 1 mW.

Inbezug auf die Aufteilung der Geräusche wurde vorgeschlagen, den Endausrüstungen 2500 pW zugeschrieben. Da das Bezugssystem 36 Frequenzumsetzungen aufweist, ergibt sich eine zulässige Geräuschleistung von 70 pW/Frequenzumsetzung. Durch diese Festlegung ist der Bau der Endausrüstungen, die Linearität der Modulatoren und Verstärker usw. weitgehend bestimmt.

Für die koaxiale Breitbandleitung verbleibt ein Wert von 7500 pW oder 3 pW/km. Die Störleistungen setzen sich zusammen aus dem Grundgeräusch, d. h. dem Wärmerauschen des Kabels und dem Röhrenrauschen, sowie dem durch das nichtlineare Nebensprechen hervorgerufenen Klirrgeräusch. Außenstörungen sind, wie erwähnt, so weit abgeschirmt, dass sie gegenüber den angeführten Fremdspannungen vernachlässigt werden können. Es zeigt sich nun, dass das Grundgeräusch nicht vom Sendepegel abhängt. Wird er heraufgesetzt, so ist es demnach möglich, den Abstand der Nutzspannungen gegen diese Störspannungen im erforderlichen Masse zu vergrössern. Die andere Störquelle jedoch, das Klirr-

geräusch, ist eine Funktion des Sendepegels und nimmt mit diesem zu. Es ergeben sich somit Grenzen sowohl für den höchsten Sendepegel als auch für den tiefsten Empfangspegel und damit für die zulässige Dämpfung des Verstärkerfeldes. Diese Grenzen hängen ausserdem von der Verbindungsstrecke ab, d. h. von der Anzahl der Zwischenverstärker, da die Störungen durch Addition mit der Länge der Verbindungsstrecke zunehmen. Auf Grund dieser Überlegungen können die Charakteristiken der Breitbandverstärker für eine gegebene Verbindungsstrecke und festgelegte, maximal zulässige Geräuschspannungen bestimmt werden.

Die einfachsten Verhältnisse ergeben sich für die untere Grenze des Empfangspegels. Der Grundgeräuschpegel p_G am Verstärkereingang hängt ab vom Realteil des Wellenwiderstandes der Leitung, dem äquivalenten Rauschwiderstand der Eingangsrohre und der Eingangsschaltung (Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers, Ausnutzen von Resonanzerscheinungen usw.).

Soll der Empfangspegel p_E am Verstärkereingang den Abstand Δp_G vom Grundgeräuschpegel p_G aufweisen, so wird:

$$p_E = p_G + \Delta p_G \quad (1)$$

Da sich die Grundgeräusche in jedem Verstärkerpunkt leistungsmässig addieren, d. h. die Spannungen mit der Quadratwurzel aus der Zahl der Verstärker ansteigen, erhält man für den minimal zulässigen Empfangspegel p_{E_m} bei m Verstärkerfeldern den Wert

$$p_{E_m} = p_G + \Delta p_G + \ln \sqrt{m} \quad (2)$$

Nicht so einfach ist die Beantwortung der Frage nach dem zu wählenden Sendepegel und damit nach der benötigten Ausgangsleistung sowie den Anforderungen an die Klirrdämpfung der Breitbandverstärker. Ein hoher Sendepegel erlaubt grosse Verstärkerfeldlängen, bedingt aber einen entsprechend grossen Aufwand bei den Verstärkern. Durch Herabsetzen des Sendepegels kann die erforderliche Ausgangsleistung vermindert, und damit der Verstärker vereinfacht werden; dies führt jedoch zu einer Vermehrung der Verstärkerpunkte. Die optimalen Verhältnisse müssen daher auf Grund eingehender Studien festgelegt werden, wobei die zur Verfügung stehenden Röhren das Resultat wesentlich beeinflussen. Von grundlegender Wichtigkeit ist dabei die Kenntnis der auftretenden Belastung infolge des Zusammenwirkens von vielen Sprechkreisen. Dieses Problem wurde in einer grossen Zahl von Veröffentlichungen behandelt [10, 11, 12, 13]. Den Ausgangspunkt der Rechnungen bildet die zeitliche Spannungsverteilung der Teilnehmerstation. Man erhält ziemlich genau eine lognormale Verteilung mit einer mittleren quadratischen Abweichung von ca. 6 db, bei einem mittleren Effektivwert von 0,2...0,7 V je nach Stationstyp.

Auf Grund dieses Resultates kann die Wahrscheinlichkeit ermittelt werden, mit der bei Überlagerung von n gleichzeitig besprochenen Kanälen ein bestimmter Spannungswert im positiven oder negativen Sinne überschritten wird. Man bringt die

Verhältnisse gewöhnlich in Form des Spitzenwertfaktors, d. h. des Verhältnisses von Spitzenspannung \dot{U} zum mittleren Effektivwert U_n der n Kanäle zur Darstellung, wobei

$$U_n = \sqrt{n} U_1 \quad (3)$$

Fig. 8 zeigt eine solche Spitzenwertkurve für eine Wahrscheinlichkeit von ca. $5 \cdot 10^{-6}$. Man erkennt deutlich, wie der Nachrichtenfluss mit zunehmender Kanalzahl immer ausgeglichener wird und sich mehr und mehr dem relativ gleichmässigen Wärmerauschen nähert, bei dem Spitzenspannungen, die 12 db über dem mittleren Effektivwert liegen, nur noch äusserst selten auftreten. Bei dieser Berechnung wurde angenommen, dass alle Kanäle gleichzeitig ununterbrochen besprochen werden. Das trifft nun praktisch nur äusserst selten zu.

Fig. 8

Verhältnis von Spitzenwert zu mittlerem Effektivwert bei n aktiven Kanälen nach [12]

Da wir es mit Vierdrahtstromkreisen zu tun haben, bei denen die beiden Sprechrichtungen in getrennten Kanälen geführt werden und normalerweise beide Partner im Sprechen abwechseln, wird im Mittel jede Sprechrichtung nur während 50 % der Zeit belegt. Außerdem haben Messungen ergeben, dass durch die unvermeidlichen Pausen beim Verbindungsaufbau und während des Gespräches weitere 25 % der Zeit verloren gehen. Daraus folgt,

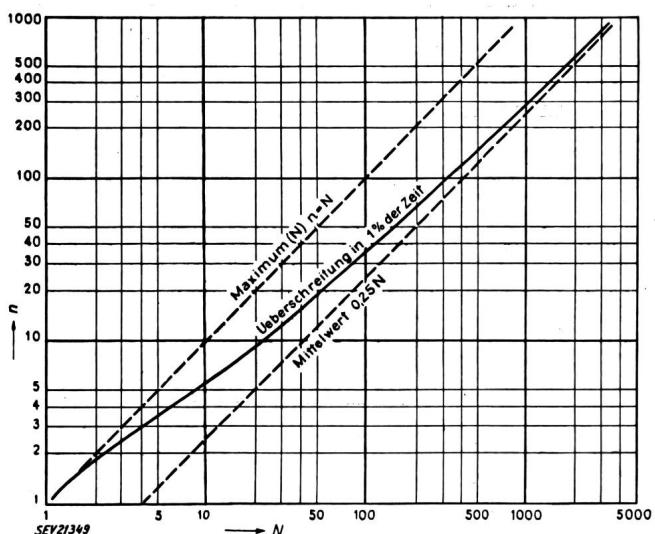


Fig. 9

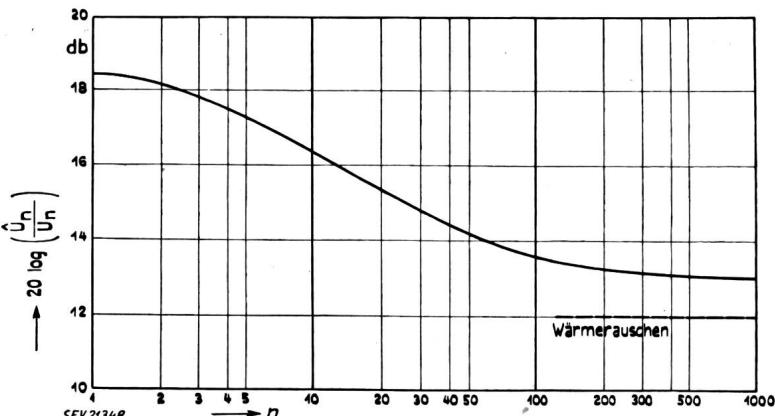
Zahl der aktiven Kanäle n bei einem N -Kanalsystem nach [12]
 $W(n) = 0,01, p = 0,25$

dass im Mittel ein Vierdrahtstromkreis in einer Richtung nur während ca. 25 % der Zeit tatsächlich besprochen wird, oder, wie der Fachausdruck lautet, «aktiv» ist. Damit kann die Wahrscheinlichkeit $W(n)$, dass in einem N -Kanalsystem n Kanäle gleichzeitig aktiv sind, mit Hilfe der Bernoullischen Formel berechnet werden:

$$W(n) = \binom{N}{n} \cdot p^n (1-p)^{N-n} \quad (4)$$

Dabei bedeutet p die Wahrscheinlichkeit für das Aktivsein eines Kanals. Mit $p = 0,25$ und $W(n) = 1\%$ ergibt sich der in Fig. 9 dargestellte Zusammenhang zwischen N und n .

Wie aus Fig. 9 ersichtlich, sind bei $N = 1000$ Kanälen im Mittel nur während 1 % der Zeit mehr als 300 Kanäle gleichzeitig aktiv.



Weitere Verfeinerungen des Berechnungsverfahrens berücksichtigen auch die Ungleichheit der mittleren Pegel der einzelnen Sprechkreise infolge ungleicher Lautstärke der Sprecher und verschiedener Dämpfungen der Leitungen vom Teilnehmer zum Fernamt.

Nun kann der Breitbandverstärker nur eine bestimmte Wechselstromleistung an das Kabel abgeben. Auf Grund der dargelegten Untersuchungen ist es möglich, den Kanalpegel so zu wählen, dass diese Leistung bei der Übertragung der 960 Kanäle nicht unzulässig überschritten wird. Der Sendepegel, der aus dieser Bedingung errechnet wird, ist unabhängig von der Zahl der Verstärker. Nichtlineares Nebensprechen ist aber auch in gewissem Grade vorhanden, wenn der Verstärker nicht übersteuert wird. Man kann zeigen, dass sich auch diese Störennergien im Mittel leistungsmässig addieren, d. h. dass die Klirrspannung mit der Wurzel aus der Verstärkerzahl ansteigt [14].

Auf Grund dieser Ergebnisse ist es möglich, die Abhängigkeit des Sende- und Empfangspegels einer Breitbandleitung von der Zahl der in Kette geschalteten Verstärker darzustellen (Fig. 10).

Die horizontale, durch p_A gegebene Linie stellt die Begrenzung des Sendepegels infolge der gegebenen maximalen Ausgangsleistung des Verstärkers dar. Da die Klirrgeräuschspannungen mit der Wurzel aus der Zahl der Verstärker zunehmen, erzwingen sie bei Überschreiten einer gewissen Verstärkerzahl m_0 ein Absenken des Sendepegels gemäss der Beziehung

$$p_{Km} = p_K - \ln \sqrt{m} \quad (5)$$

Diese Beziehung ergibt die schräg von oben nach unten laufende Gerade. p_K ist dabei der Sendepegel je Kanal, bestimmt durch die Nichtlinearität bei einem einzigen Zwischenverstärker.

Die Grundgeräuschspannungen nehmen nach der bereits angeführten Beziehung in Gl. (2) zu und ergeben die ansteigende untere Begrenzung für den minimal zulässigen Empfangspegel.

Die drei Linien bilden demnach die Grenzen für die zulässige Verstärkerfelddämpfung a bei m Verstärkern. Bis zu einer bestimmten Verstärkerzahl m_0 wird der Sendepiegel begrenzt durch die notwendige Verstärkerleistung, von da ab durch die Anforderung an den Klirrfaktor.

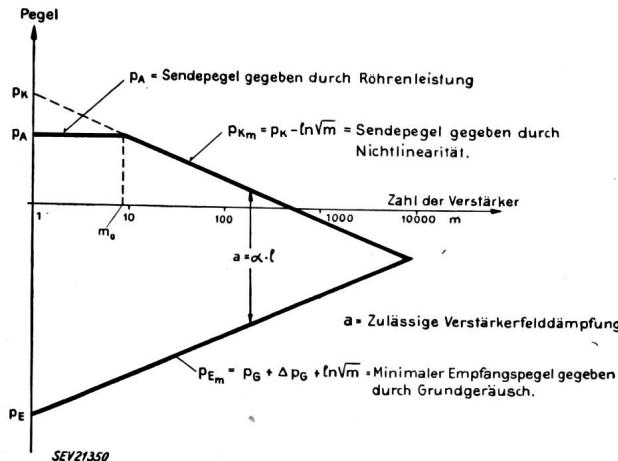


Fig. 10

Abhängigkeit des Sende- und Empfangspegels einer koaxialen Breitbandleitung von der Verstärkerzahl m nach [11]

Die insgesamt überbrückbare Dämpfung A und damit die Reichweite des Systems bei gegebenen Geräuschanforderungen ergibt sich demnach aus:

$$A = ma \quad (6)$$

Wie man sieht, lässt sich das Diagramm aufstellen, wenn die Pegel p_E , p_A und p_K bekannt sind. Diese können jedoch alle durch Messung an einem einzelnen Verstärker bestimmt werden.

Bei der Berechnung der Klirrgeräuschspannung stellt man die Kennlinie eines Verstärkers durch eine Potenzreihe dar. Betrachtet man dann die möglichen Kombinationen zwischen den n aktiven Kanälen und die Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens, so zeigt sich, dass für die Klirrgeräusche 2. Ordnung hauptsächlich die Summen- und Differenzfrequenzen massgebend sind. Sie sind ihrer Zahl nach proportional $n(n-1) \approx n^2$ und ihre Amplituden sind doppelt so gross wie diejenigen der Oberwellen, die überdies nur n -fach auftreten.

Bei den Klirrgeräuschen 3. Ordnung sind hauptsächlich die Kombinationen aus 3 Kanälen massgebend. Ihre Zahl wächst mit $\frac{3}{2} n(n-1)(n-2) \approx \frac{3}{2} n^3$

und ihre Amplituden sind sechsmal grösser als diejenigen der Oberwellen. Die Verhältnisse sind in Tabelle II zusammengestellt.

Da sich die Klirrgeräusche nicht gleichmässig über das Frequenzband verteilen, sondern vielmehr eine Anhäufung bei den tiefer gelegenen Kanälen auftritt [13], kann man durch geeignete, frequenzabhängige Wahl des Sendepegs und einem von der Frequenz abhängigen Verstärkungsgrad des Verstärkers eine einigermassen gleichmässige Verteilung der Gesamtgeräusche über alle Kanäle erreichen.

Zahl und Amplitudenverhältnis der Kombinationsfrequenzen zweiter und dritter Ordnung

Tabelle II

Kombinationsfrequenzen	Art des Produktes	Zahl der Kombinationen	Amplitudenverhältnis
2. Ordnung	$2f_1$	n	1
	$f_1 + f_2$ $f_1 - f_2$	$n(n-1)$	2
3. Ordnung	$3f_1$	n	1
	$2f_1 + f_2$ $2f_1 - f_2$ $f_1 + 2f_2$ $f_1 - 2f_2$	$2n(n-1)$	3
	$f_1 + f_2 + f_3$ $f_1 + f_2 - f_3$ $f_1 - f_2 + f_3$ $f_1 - f_2 - f_3$	$\frac{3}{2} n(n-1)(n-2)$	6

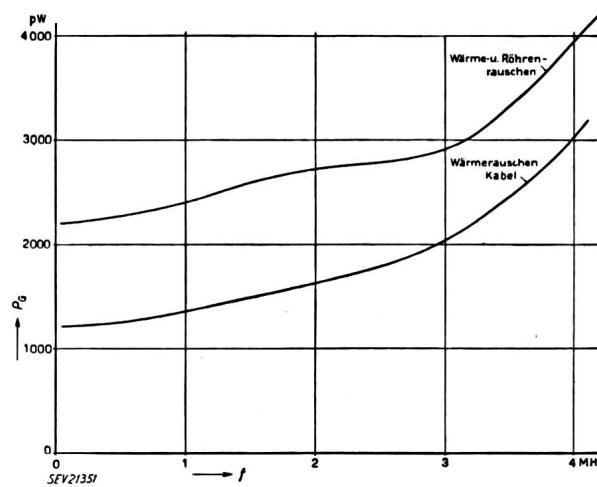
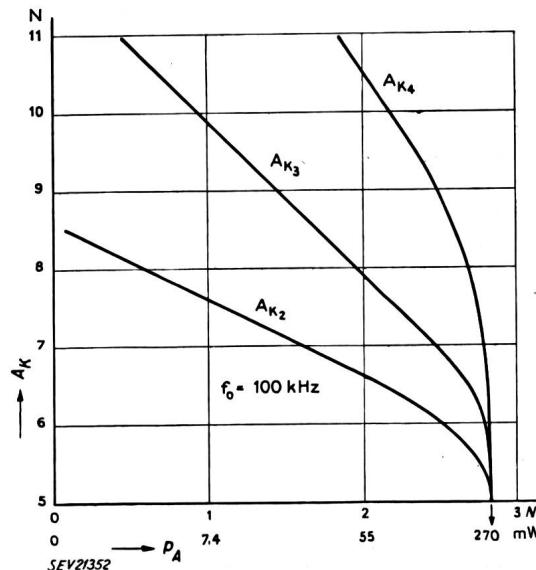


Fig. 11

Berechnete Grundgeräuschleistung P_G einer 2500 km langen Koaxialkabelanlage, bezogen auf den relativen Pegelpunkt 0 N und eine Kanalbandbreite von 3100 Hz

Bei den tiefer gelegenen Sprechkreisen überwiegen dann die Klirrgeräusche, bei den höher gelegenen die Grundgeräusche.



AK_1 Dämpfung der zweiten Oberwelle
 AK_2 Dämpfung der dritten Oberwelle
 AK_3 Dämpfung der vierten Oberwelle

AK_4 Dämpfung der zweiten Oberwelle

Die an einem praktischen Beispiel berechnete Grundgeräuschleistung in Funktion der Frequenz für eine Breitbandleitung nach CCIF von 2500 km Länge (280 Verstärker) ist in Fig. 11 dargestellt. Der Anteil des Wärmerauschens am gesamten Grundgeräusch ist ebenfalls ersichtlich.

Fig. 12 zeigt die Klirrdämpfungen des Verstärkers in Funktion des Ausgangspegels, gemessen mit einer Grundfrequenz von 100 kHz. Der Übersteuerungspunkt liegt bei +2,8 N, d. h. 270 mW.

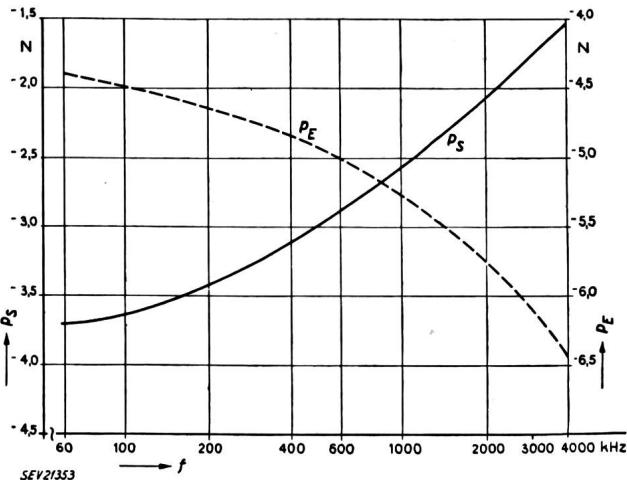
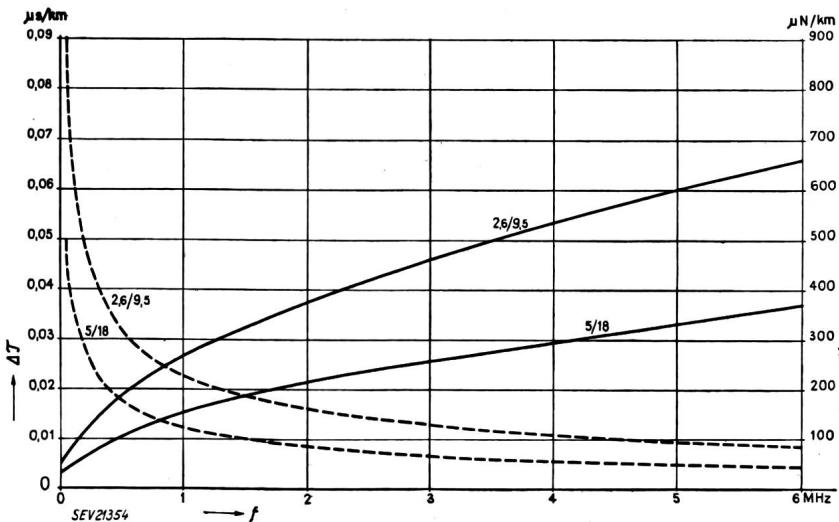


Fig. 13

Sendepegel p_s und Empfangspegel p_E eines 9 km langen Verstärkerkabels einer Koaxialkabelleitung in Funktion der Frequenz

Aus Fig. 13 ist der Kanalsendepegel p_s am Kabelanfang — beim Senden von 1 mW am relativen Pegelpunkt 0 N — in Abhängigkeit von der Lage des Kanales im Frequenzband aufgetragen. Die Kurve p_E stellt den zugehörigen Empfangspegel am Ende des Verstärkerfeldes von 9 km dar.



D. Dämpfungs- und Laufzeitentzerrung

Ein weiteres Problem beim Bau von Koaxialkabelanlagen bildet die Entzerrung der frequenzabhängigen Wellendämpfung und Gruppenlaufzeit.

Aus der Beziehung

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (7)$$

folgt durch Einsetzen der primären Leitungskonstanten C , L , R und G des koaxialen Leiters die Wellendämpfung α zu:

$$\alpha = 0,629 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \frac{1 + \frac{D_a}{D_i}}{D_a \cdot \ln \frac{D_a}{D_i}} \sqrt{f} + \frac{\pi}{3} \cdot 10^{-5} \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \operatorname{tg} \delta \cdot f \text{ N/km} \quad (8)$$

Darin bedeuten:

f Frequenz in Hz; D_a Innendurchmesser des Außenleiters in mm; D_i Durchmesser des Innenleiters in mm; $\operatorname{tg} \delta$ Verlustwinkel des dielektrischen Materials; ε_r effektive, relative Dielektrizitätskonstante des koaxialen Leiters.

Für die heute meistens übliche Abstützung des Innenleiters mit ca. 2 mm dicken Polythenscheiben im Abstand von etwa 33 mm ergibt sich eine effektive Dielektrizitätskonstante von $\varepsilon_r \approx 1,09$. Der Verlustwinkel $\operatorname{tg} \delta$ beträgt $0,5 \cdot 10^{-4}$.

Der Beitrag des zweiten Summanden von Gl. (8) zur Gesamtdämpfung ist sehr klein; massgebend ist daher der erste Summand, welcher für $D_a/D_i = 3,6$ ein Minimum durchläuft.

Deshalb werden, wie schon erwähnt, alle modernen Koaxialkabel für den Weitverkehr mit diesem Durchmesserverhältnis gebaut.

Gl. (8) kann in der Form

$$\alpha = a \sqrt{f} + bf \text{ N/km} \quad (9)$$

geschrieben werden. Für den Leiter nach CCIF 2,64/9,52 mm betragen die Konstanten bei 20 °C: $a = 0,2705$ und $b = 0,0013$, wenn f in MHz eingesetzt wird. Die Temperaturabhängigkeit von α

röhrt hauptsächlich vom Wechselstromwiderstand R (Gl. 7) her und wirkt sich praktisch wie eine scheinbare Verlängerung des Kabels um +2 % pro +1 °C aus.

Der Verlauf der Wellendämpfung in Funktion der Frequenz ist in Fig. 14 für die zwei wichtigsten Leiterräume 2,64/9,52 und 5/18 mm dargestellt.

Fig. 14
Wellendämpfung und Gruppenlaufzeit von Koaxialkabeln der Typen 2,64/9,52 und 5/18 mm, in Abhängigkeit von der Frequenz

$\Delta\tau$ Differenz der Gruppenlaufzeit bezogen auf den Wert für $f = \infty$

Die Dämpfungsentzerrung der einzelnen Verstärkerfelder erfolgt durch überbrückte T-Glieder nach Fig. 15a, welche dem Verstärker in geeigneter Weise vor- und nachgeschaltet werden.

Für Telefoniezwecke genügt die Konstanthal tung des Amplitudenganges auf ca. ±0,1 N. Der Phasengang spielt praktisch keine Rolle. Die Laufzeitverzerrungen innerhalb der Sprechkanäle sind

im wesentlichen durch die Filter in der Kanalmodulation der Endausrüstungen gegeben und liegen weit innerhalb der zulässigen Grenzen.

Anders werden die Verhältnisse, wenn auch Fernsehsignale übertragen werden sollen. Hier ergeben sich vor allem sehr scharfe Anforderungen hinsichtlich des Ausgleiches der Gruppenlaufzeit. Man verlangt heute von einem Fernsehübertragungskanal im Weitverkehr, dass seine Gruppenlaufzeit über das ganze Frequenzband auf $\pm 0,1 \mu\text{s}$ konstant bleibt.

Bei einer Koaxialkabelanlage entfällt der grösste Anteil der Laufzeitverzerrungen auf den koaxialen Leiter selbst. Sie werden durch die frequenzabhängige Induktivität infolge des mit der Periodenzahl veränderlichen Anteiles des magnetischen Kraftflusses im Innern der beiden Leiter verursacht. Die Gruppenlaufzeit τ ist gegeben durch:

$$\tau = \frac{d\beta}{d\omega} = \tau_0 \left[1 + \frac{K}{D_a \cdot \sqrt{f}} \right] \mu\text{s}/\text{km} \quad (10)$$

wobei τ_0 die konstante Laufzeit für den Grenzfall unendlich hoher Frequenz bedeutet:

$$\tau_0 = \sqrt{\mu \epsilon} = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \mu_r \epsilon_r} = \frac{10}{3} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \mu\text{s}/\text{km} \quad (11)$$

Mit $\mu_r = 1$ und $\epsilon_r = 1,09$ wird

$$\tau_0 = 3,48 \mu\text{s}/\text{km} \quad (12)$$

Die Konstante K ist gegeben durch

$$K = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{\rho_i}{\pi \mu}} \cdot \frac{D_a + \sqrt{\frac{\rho_a}{\rho_i}}}{\ln \frac{D_a}{D_i}} \quad (13)$$

mit ρ_i bzw. ρ_a spez. Widerstand des Innen- bzw. Außenleiters; D_i Durchmesser des Innenleiters; D_a lichter Durchmesser des Außenleiters; $\mu = \mu_0 \mu_r$ Permeabilität.

Für Leiter aus Kupfer und $D_a/D_i = 3,6$ ergibt sich $K = 1,915$, wenn in Gl. (10) D_a in mm und f in kHz eingesetzt wird.

In Fig. 14 ist die Gruppenlaufzeitverzerrung $\Delta\tau$, bezogen auf den Wert für $f = \infty$, aufgetragen. Es ist

$$\Delta\tau = \tau_0 \frac{K}{D_a \sqrt{f}} \quad (14)$$

Durch die Dämpfungsentzerrer wird nun sozusagen automatisch auch eine teilweise Laufzeitent-

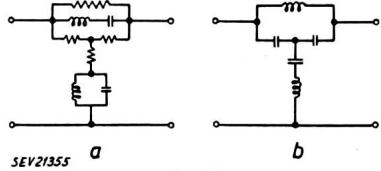


Fig. 15

Entzerrernetzwerke für Koaxialkabelleitungen
a Dämpfungsentzerrer; b Laufzeitentzerrer

zerrung erreicht. Die übrigbleibenden Verzerrungen — diejenigen der Verstärker inbegrieffen — müssen durch spezielle Laufzeitentzerrer korrigiert werden.

Der hauptsächlich angewandte Entzerrertyp geht aus Fig. 15b hervor. Der Verlauf der Gruppenlaufzeit bei tiefen Frequenzen legt es nahe, die Über-

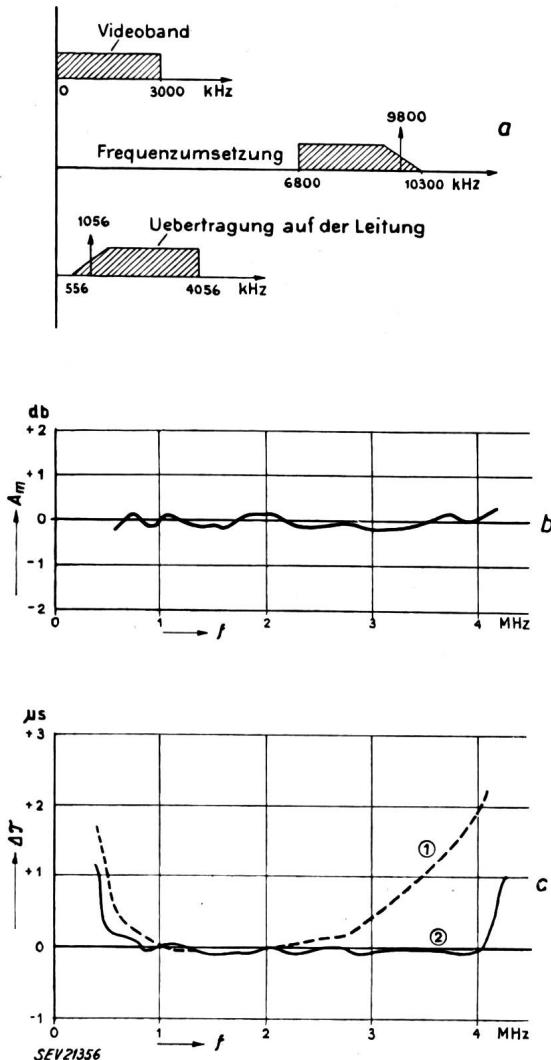


Fig. 16

Koaxialkabelanlage Birmingham-Manchester nach [15]
a) Modulationsschema für die Fernsehübertragung; b) Betriebsdämpfung A_m in Funktion der Frequenz; c) Verzerrung der Gruppenlaufzeit $\Delta\tau$ in Funktion der Frequenz; 1 ohne Laufzeitentzerrung; 2 mit Laufzeitentzerrung

tragung des Fernsehbildes bei möglichst hohen Frequenzen durchzuführen, weil hier die Laufzeitentzerrung einfacher wird.

Fig. 16 zeigt am Beispiel der Koaxialkabelanlage Birmingham-Manchester, was inbezug auf Dämp-

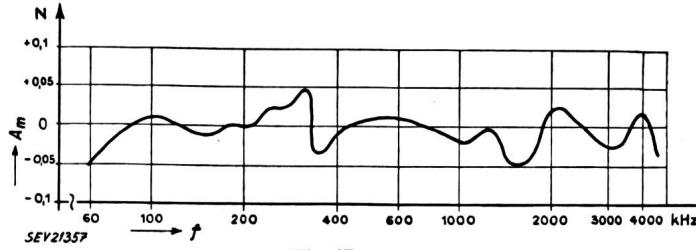


Fig. 17

Koaxialkabelanlage Besançon-Bern
Frequenzgang der Betriebsdämpfung A_m

fungs- und Laufzeitentzerrung praktisch erreicht werden kann [15]. Diese beiden Städte sind durch ein viertubiges Koaxialkabel 2,64/9,52 mitein-

ander verbunden. Zwei Tuben dienen der Vielfach-telephonie, die andern zwei werden für Fernsehübertragungen eingesetzt.

Die erreichte Entzerrung der Betriebsdämpfung auf der Koaxialkabelleitung Besançon-Bern geht aus Fig. 17 hervor.

E. Rückfluss- und Mitflußstörungen

Bei der Fabrikation von Koaxialkabeln entstehen regellos über die Kabellänge verteilte Ungleichmässigkeiten der Abmessungen, welche von zufälligen, während der Herstellung auftretenden Einflüssen herrühren. Diese Ungleichmässigkeiten wirken sich vor allem auf den Wellenwiderstand aus in der Form von unregelmässig auftretenden Schwankungen um den Mittelwert.

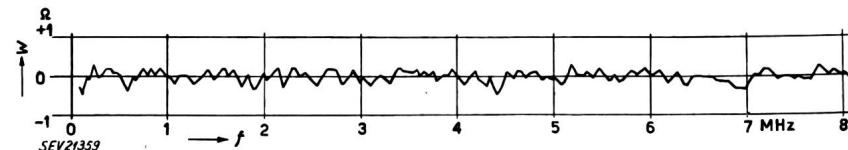
Der Wellenwiderstand Z_0 des koaxialen Leiters mit dem Innendurchmesser des Aussenleiters D_a und dem Durchmesser des Innenleiters D_i sowie der effektiven relativen Dielektrizitätskonstanten ϵ_r ist gegeben durch

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D_a}{D_i} \quad (15)$$

Daraus ergeben sich die Wellenwiderstandsschwankungen ΔZ_0 infolge von Unregelmässigkeiten der Abmessungen zu

$$\Delta Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\Delta D_a}{D_a} - \frac{\Delta D_i}{D_i} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{D_a}{D_i} - 4 \left(\frac{\Delta c}{D_a} \right)^2 \right] \quad (16)$$

Das letzte Glied in Gl. (16) zeigt den Einfluss von Exzentrizitäten Δc des Innenleiters gegen den Aussenleiter. Wie ersichtlich, ist dieser Einfluss von zweiter Ordnung klein und kann gegenüber den andern Summanden vernachlässigt werden. Den grössten Anteil an den Schwankungen liefern im allgemeinen die Unregelmässigkeiten des Aussenleiterdurchmessers; denn der Innenleiter kann, als massiver gezogener Draht, sehr genau hergestellt werden, und auch die Veränderungen der Dielektrizitätskonstante können in sehr kleinen Grenzen gehalten werden.



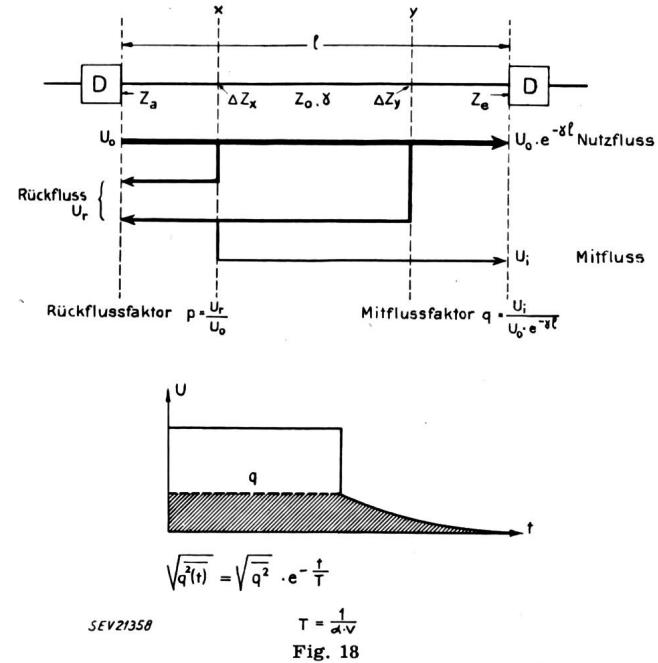
Der Wellenwiderstand des Kabels wird infolge dieser Unregelmässigkeiten eine Funktion des Ortes x , und man kann schreiben:

$$Z(x) = Z_0 + S(x) \quad (17)$$

wobei Z_0 der über das ganze Kabel genommene Mittelwert und $S(x)$ die um diesen Mittelwert auftretenden Schwankungen des Wellenwiderstandes darstellen.

Diese Wellenwiderstandsschwankungen stellen elektrische Stoßstellen dar, an denen Bruchteile der

das Kabel durchlaufenden Wellen hin und her reflektiert werden (Fig. 18). Die Summe aller zum Anfang zurückfliessenden Wellen ergibt den sog.



SEV21358

T = 1 / alpha * v

Fig. 18

Der Einfluss von Schwankungen des Wellenwiderstandes auf den Nachrichtenfluss

Oben: Entstehung von Rückfluss und Mitfluss an Stellen, wo der Wellenwiderstand der Leitung um ΔZ_x bzw. ΔZ_g springt
Unten: Abklingen des Mitflusses q bei einem Ausschaltungsprung des Nutzflusses U

Rückfluss. Er wirkt sich praktisch durch Schwankungen des Wellenwiderstandes am Leitungsanfang aus (Fig. 19). Wichtiger als der Rückfluss ist der durch doppelte Reflexionen entstehende Mitfluss, der sich dem Nutzfluss als Störung überlagert. Der Mitfluss äussert sich in Schwankungen der Betriebsdämpfung, vor allem aber in störend auftretenden Echos, oder verwaschenen, unscharfen Konturen bei der Übertragung von Fernsehbildern.

Die hier auftretenden Erscheinungen sind in verschiedenen Arbeiten näher untersucht worden [16, 17, 18, 19]. Es zeigt sich, dass die Zeitkonstante des Abklingens des Mitflusses z. B. an einer Schwarz-Weiss-Kante bei einer Fernsehübertragung gegeben ist durch

Fig. 19
Schwankungen um den Mittelwert des Realteiles der Eingangsimpedanz W eines Koaxialkabels 2,64/9,52 mm infolge von Rückfluss

$$T = \frac{1}{\alpha v} \quad (18)$$

wo

α Dämpfungsbelag des Kabels,
 v Fortpflanzungsgeschwindigkeit.

Für das Kabel 2,64/9,52 mm ist bei $f = 1$ MHz $\alpha = 0,27$ N/km. Mit $v = 280000$ km/s wird $T = 13 \mu s$.

Die Abklingzeit erstreckt sich demnach über mehrere Bildpunkte (Dauer eines Bildpunktes beim

625-Zeilensbild 0,08 μs !). Der Mitfluss muss daher so klein gehalten werden, dass er auch am Ausgang langer Kabelverbindungen nicht sichtbar in Erscheinung tritt. Als oberen Grenzwert betrachtet man heute ca. 1 % des Nutzflusses.

Die Prüfung des koaxialen Kabels auf innere Ungleichmässigkeiten erfolgt gewöhnlich durch Bestimmung des Rückflusses, weil dieser messtechnisch einfacher zu erfassen ist. Dabei bedient man sich entweder eines Echoimpulsmessgerätes [20, 21], oder misst die Schwankungen der Eingangsimpedanz des Kabels ΔZ (Fig. 19). Das Echoimpulsmessgerät gestattet die direkte Aufzeichnung der Rückflussdämpfung A_r in Funktion des Ortes x auf dem Kabel. Zu diesem Zwecke werden sin²-förmige Impulse geeigneter Zeitspanne (0,05 bis 0,2 μs Halbwertzeit) in die Leitung geschickt und die dadurch ausgelösten Rückflußspannungen in Funktion des Ortes auf dem Bildschirm einer Kathodenstrahlröhre abgebildet. Sie sind ein Mass für A_r , wobei

$$A_r = 20 \log \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \approx 20 \log \frac{2 Z_0}{\Delta Z} \quad (19)$$

Fig. 20 zeigt ein solches Echogramm über eine Strecke von 600 m mit 3 Spleißstellen S . Die Rückflussdämpfungen unterschreiten nirgends den Wert von 66 db, entsprechend einer Widerstandsschwankung von 0,15 Ω . Durch geeignete Gruppierung der Fabrikationslängen der Kabel (ca. 230 m) muss verhindert werden, dass beim Zusammenschalten allzugroße Stoßstellen entstehen.



Der praktisch wichtige Zusammenhang zwischen den quadratischen Mittelwerten des Mitflussfaktors $|q|^2$, des Rückflussfaktors $|p|^2$ (siehe Fig. 18), sowie der Impedanzschwankungen ΔZ^2 am Kabelanfang geht in erster Näherung aus der nachfolgenden Beziehung hervor:

$$|q|^2 = 4 \alpha L (|p|^2)^2 = \alpha L \left(\frac{\Delta Z^2}{Z_0^2} \right)^2 \quad (20)$$

in der α den Dämpfungsbelag des Kabels und L seine Länge bedeuten.

Man erkennt, dass der Mitfluss mit der Kabellänge wächst, weil sich die Mitflußspannungen im Mittel quadratisch addieren. Der Mitflußfaktor ist andererseits bedeutend kleiner als der Rückflussfaktor, weil dieser mit dem Quadrat eingeht. Dies ist eine Folge der doppelten Reflexionen, die den Mitfluss bewirken.

Der Zusammenhang zwischen dem mittleren Schwankungsquadrat $\overline{S^2}$ des Wellenwiderstandes nach Gleichung (17) und dem mittleren Quadrat des Rückflussfaktors ist nach [16] gegeben durch:

$$|p|^2 = \frac{\beta^2 r}{2 \alpha (1 + 4 \beta^2 r^2)} \cdot \frac{\overline{S^2}}{Z_0^2} \quad (21)$$

wo α Dämpfungsbelag des Leiters,
 β Phasenbelag des Leiters.

r bedeutet die sog. Korrelationsreichweite des Kabels und ist ein Mass für die längenmässige Abhängigkeit der Schwankungen voneinander. Sein Wert liegt bei den heutigen Kabeln zwischen 2...6 m.

Die Gleichungen (20) und (21) erlauben die Festlegung der Anforderungen an die innere Gleichmässigkeit der Koaxialkabel, wenn ein bestimmter Wert des Mitflusses auf eine gegebene Entfernung nicht überschritten werden soll. Aus ihnen ergibt sich:

$$\frac{\sqrt{\overline{S^2}}}{Z_0} = \frac{\sqrt{1 + 4 \beta^2 r^2}}{\beta \sqrt{r}} \cdot \sqrt[4]{\frac{\alpha}{L} |q|^2} \quad (22)$$

Legt man für eine Fernsehübertragungsanlage folgende Werte zugrunde

Entfernung $L = 1000$ km

Obere Grenzfrequenz $f = 6$ MHz

Maximaler Effektivwert des Mitflusses $\sqrt{|q|^2} = 0,01$

Korrelationsreichweite $r = 4$ m

so wird mit $\alpha = 0,68$ N/km und $\beta = 135$ km⁻¹:

$$\frac{\sqrt{\overline{S^2}}}{Z_0} = 2,27 \cdot 10^{-3}$$

Mit $Z_0 = 75 \Omega$ ergibt sich somit für den maximal zulässigen quadratischen Mittelwert der Wellenwiderstandsschwankungen:

$$\sqrt{\overline{S^2}} \leq 0,17 \Omega$$

Fig. 20

Rückflußspannungen auf einem Koaxialkabel 2,64/9,52 mm, herrührend von einem sin²-förmigen Sendeimpuls mit einer Halbwertzeit von 0,05 μs

Abszisse: Entfernung vom Kabelanfang

Ordinate: Rückflussdämpfung $A_r = 20 \cdot \log \frac{2 Z_0}{\Delta Z}$

Bei modernen, sorgfältig fabrizierten Koaxialkabeln und richtiger Gruppierung der einzelnen Fabrikationslängen zwecks Vermeidung allzu grosser Stoßstellen wird dieser Wert nicht überschritten (siehe Fig. 20).

Neben diesem, durch doppelte Reflexionen im Kabelinnern auftretenden Mitfluss führen auch die Stoßstellen zwischen Kabel und Verstärkereingang bzw. -ausgang unter sich und in Kombination mit den Reflexionsstellen im Kabelinnern zu einem Mitfluss (Fig. 18). Auch diese Störanteile können berechnet werden [19] und legen u. a. die Genauigkeit fest, mit der die Verstärkereingangs- und -ausgangsimpedanzen an den Wellenwiderstand des Kabels angepasst werden müssen.

Mit den Reflexionskoeffizienten r_a bzw. r_e an den beiden Kabelenden des Verstärkerfeldes mit der Länge l ergibt sich der zugehörige Mitflussfaktor q_{ae} zu:

$$q_{ae} = \frac{1}{|r_a| \cdot |r_e|} e^{-2\alpha l} \quad (23)$$

Die Dämpfung des Mitflußsignals am Ende des Verstärkerfeldes, bezogen auf den Wert des Nutzsignals, wird damit:

$$A_E = \ln \frac{1}{|q_{ae}|} = \ln \frac{1}{|r_a|} + \ln \frac{1}{|r_e|} + 2\alpha l$$

$$A_E = \ln \left| \frac{Z_a + Z_0}{Z_a - Z_0} \right| + \ln \left| \frac{Z_e + Z_0}{Z_e - Z_0} \right| + 2\alpha l \quad (24)$$

Z_a Ausgangsimpedanz des Verstärkers
 Z_e Eingangsimpedanz des Verstärkers
 Z_0 Wellenwiderstand der Leitung

Das CCIF hat für A_E folgende Werte empfohlen: 960-Kanal Mehrfachtelephonie $A_E \geq 4,6$ N, Fernsehübertragung $A_E \geq 8$ N.

Die Gleichmässigkeit der Koaxialkabel konnte in den letzten Jahren durch Verbesserung der Herstellungsverfahren und geeignete Auswahl der Ausgangsmaterialien in auffallender Weise verbessert werden. Dank dieser Tatsache wird es möglich sein, auch Fernsehbilder auf grosse Distanzen übertragen zu können.

F. Ausblick in die Zukunft

Der jeder Technik innenwohnende Drang nach Vervollkommenung und Neuerungen tritt auch auf dem Gebiete der drahtgebundenen Mehrfachtelephonie in Erscheinung. Unablässig wird an deren Weiterentwicklung gearbeitet. Das Ergebnis dieses Schaffens zeigt sich in der Erhöhung der Betriebssicherheit der Anlagen, in der Verkleinerung und Verbilligung der Einzelgeräte und Einzelteile, in der Erhöhung der Kanalzahl usw.

eine hervorragende technische Leistung darstellt, wurden spezielle Röhrentypen (435 A, 436 A und 437 A) entwickelt, mit z. T. sehr grossen Steilheiten. Dabei konnte die Güte gegenüber den heute üblichen Ausführungen, z. B. PTT 213 P oder 6 AK 5 nahezu verdoppelt werden (Fig. 21).

Die heutige Technik, wenigstens in Europa, bringt die Zwischenverstärker der Koaxialkabel in kleinen Häuschen unter. Man kann nun einen Schritt weitergehen und die Verstärker in wasserdichte Gusskästen einbauen, welche in den Kabelschächten untergebracht werden können wie die Pupintöpfe. Dieser Weg wurde in den USA bereits teilweise beschritten.

Ein besonderes Anwendungsgebiet für diese Idee bilden jedoch die koaxialen Unterseekabel. Um eine gegebene Entfernung zu überbrücken, half man sich bisher durch entsprechende Wahl des Leiterdurchmessers und möglichst hohen Sendepegel am Kabelanfang. Auf weite Entfernungen führt dieses Verfahren jedoch zu unwirtschaftlich grossem Aufwand an Leitermaterial und Verstärkerleistung. Man nahm deshalb die Entwicklung von versenkbareren Unterwasserverstärkern an die Hand. Das Hauptproblem bildet dabei die Betriebssicherheit der Verstärker und die Lebensdauer der Röhren. Denn ein einmal versenktes Gerät sollte während mehrerer Jahre ohne Wartung und Reparaturen auskommen. Die Entwicklung ist auch auf diesem Gebiet schon bei der Realisierung von Projekten angelangt.

So wurde am 30. April 1950 ein koaxiales Tiefseefernspreekkabel mit 3 versenkten und ferngespeisten Unterwasserverstärkern zwischen Key West auf der Halbinsel Florida und Havana, der Hauptstadt von Kuba, in Betrieb genommen. Die Verstärker sind vor ihrer Versenkung bereits während 5 Jahren im Dauerbetrieb geprüft worden [22]. Eine weitere Anlage mit zwei versenkten Zwischenverstärkern wurde 1951 zwischen Holland und Dänemark dem Betrieb übergeben. Die überbrückte Seestrecke beträgt 600 km. Bereits hört man aus Amerika von Projekten und Studien für die Überbrückung des Atlantiks nach diesem Prinzip!

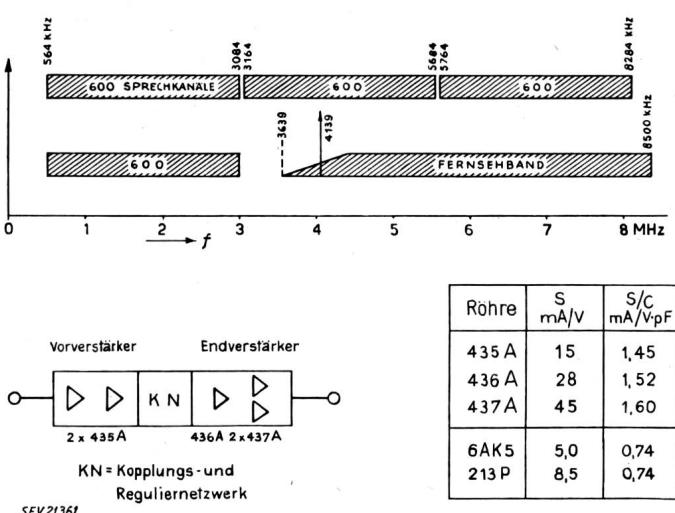


Fig. 21
L3-System in USA

Übertragungskapazität: 1800 Sprechkanäle von 300...3400 Hz Bandbreite, oder 600 Sprechkanäle + 1 Fernsehkabel
Unten: Aufbau der Breitbandverstärker und verwendete Röhren im Vergleich zu heute üblichen Typen
S Steilheit; C wirksame Röhrenkapazität

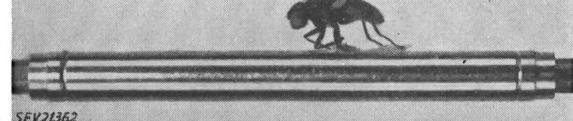


Fig. 22
Mit Transistoren ausgerüsteter Breitbandverstärker, eingebaut in einen koaxialen Leiter nach [23]
Größenvergleich mit einer Fliege

So hat man in Amerika das erwähnte L1-System mit 600 Kanälen zum sog. L3-System mit 1800 Kanälen pro Breitbandleitung weiter entwickelt (Fig. 21). Durch Halbieren der Verstärkerfeldlänge von 12 auf 6 km wurde das ausnutzbare Frequenzband mit dem gleichen Kabeltyp 2,6/9,4 auf über 8 MHz erweitert. Anstelle der zwei oberen 600er Gruppen kann auch ein Fernsehband übertragen werden. Der Aufbau des Breitbandverstärkers geht aus Fig. 21 links unten hervor. Er besteht aus einem Vorverstärker und einem Endverstärker mit dazwischengeschaltetem Kopplungs- und Regelnetzwerk. Für den Bau dieses Verstärkers, der zweifellos

Auch der Transistor lässt immer mehr von sich hören. Fig. 22 zeigt einen mit Transistoren ausgerüsteten Breitbandverstärker, der direkt in den koaxialen Leiter eingebaut worden ist [23]. Dieser von den Bell-Laboratorien gebaute Verstärker weist folgende Daten auf:

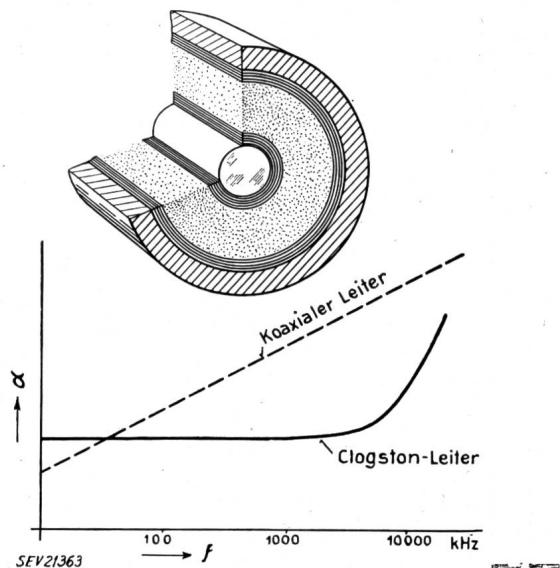
Durchmesser 3,8 mm, Länge 38 mm;
Maximale unverzerrte Ausgangsleistung 10 mW;
Normale Ausgangsleistung 1 mW;

Verstärkungsfaktor 22 db, flach innerhalb $\pm 0,1$ db von 0,4...11 MHz;
Geräuschpegel — 72 db.

Der Energiekonsum beträgt 0,1 W und die Speisung kann über den koaxialen Leiter selbst erfolgen.

Statt die Übertragungskapazität einer Leitung durch vermehrten Einsatz von Verstärkern zu erhöhen, kann man natürlich auch versuchen, die Dämpfung herabzusetzen, d. h. einen besseren Übertragungswirkungsgrad zu erreichen.

Eine Möglichkeit wurde von *Clogston* angegeben und von *Morgan* und *Vaage* in interessanten theoretischen Arbeiten veröffentlicht [24, 25]. Die Ursache der zunehmenden Verluste im koaxialen Leiter ist bekanntlich der Skineffekt, d. h. die damit ver-



Aufbau der Clogston-Leitung und charakteristischer Dämpfungsverlauf im Vergleich zu demjenigen des koaxialen Leiters

bundene Zusammendrängung der Strombahnen. Man kann nun diesen Effekt bedeutend abschwächen durch eine Unterteilung der Leiteroberflächen mit leitenden und nichtleitenden dünnen Schichten, wie sie in Fig. 23 angegeben ist. Die Dämpfung kann dadurch beträchtlich gesenkt werden, und der Dämpfungsverlauf α in Funktion der Frequenz f sieht ähnlich aus wie bei einer Pupinleitung. Er ist im Übertragungsbereich annähernd flach und steigt dann mit zunehmender Annäherung an die Grenzfrequenz immer mehr an. Die Schwierigkeit in der Realisierung der Clogston-Leitung besteht in der erforderlichen sehr dünnen Schichtung. Durch sie wird auch die Grenzfrequenz festgelegt.

Zum Schlusse soll der Vollständigkeit halber auch noch auf die jüngsten Mitglieder in der Familie der Übertragungsleitungen hingewiesen werden, nämlich die Hohlrohr- oder Wellenleiter und die Drahtwellenleiter. Beide kann man sich aus den Koaxialleitungen entstanden denken: durch Weglassen des Innenleiters erhält man den Wellenleiter und durch Unendlich-gross-werden-lassen des Außenleiters ergibt sich die Eindrahtleitung, wobei allerdings bei dieser das elektromagnetische Feld durch eine den Leiter umgebende Isolierschicht begrenzt werden

muss. Diese Leitungen eignen sich jedoch nur für sehr hohe Frequenzen im Mikrowellenbereich unter 10 cm Wellenlänge [26].

Es ist nicht von der Hand zu weisen, dass diese Leitungen im Weltverkehr grosse Möglichkeiten bieten, die erst erschlossen werden müssen. Vor allem fehlt es noch an geeigneten Verstärkern. Im Gebiete der drahtgebundenen Übertragungstechnik werden daher wohl bis auf weiteres noch die drei klassischen Leitungstypen, nämlich die Freileitung, das symmetrisch aufgebaute Kabel und das Koaxalkabel das Feld beherrschen.

Abschliessend seien noch kurz die Koaxalkabelprojekte erwähnt, die die Generaldirektion der schweizerischen PTT-Verwaltung auf Grund sorgfältiger Studien technischer und wirtschaftlicher Natur zur Ausführung gelangen liess [27]:

Eine erste Anlage, die sich bereits in Betrieb befindet, führt von Bern über Neuenburg nach Besançon. Sie vermittelt dort den Anschluss an das ausgedehnte, teilweise auch noch in Ausführung begriffene Koaxalkabelnetz Frankreichs, welches seinerseits durch Koaxalkabel mit dem englischen Netz und mit Belgien verbunden ist. Damit können die Leitungsbedürfnisse für den Telephonieverkehr mit den westlich der Schweiz gelegenen Staaten grösstenteils befriedigt werden. Außerdem wird diese Leitung auch noch für die Bildung von Sprechkreisen zwischen Bern und Neuenburg herangezogen.

Die zweite im Bau befindliche Koaxalkabelanlage führt von Zürich über den Gotthard nach Lugano und findet über Chiasso den Anschluss an das in Italien zur Auslegung gelangende Koaxalkabel. Dieses verbindet seinerseits die wichtigsten Städte des Landes — Mailand, Genua, Pisa, Florenz, Rom und Neapel — miteinander. Auch diese über die Alpen führende Koaxalkabelanlage wird neben dem internationalen, ebenfalls den grössten Teil des nationalen Verkehrs zwischen dem Tessin und der übrigen Schweiz aufnehmen.

Das dritte in Auslegung begriffene Koaxalkabel geht von St. Gallen aus und führt über das Appenzellerland nach Feldkirch. Hier wird es an die österreichische Koaxalkabelanlage angeschlossen, welche über Innsbruck, Salzburg bis nach Linz reicht und später nach Wien verlängert werden soll.

Mit der allmählichen Inbetriebnahme dieser modernen Übertragungsmittel wird auch im internationalen Telephonverkehr eine neue, wesentliche Verbesserung in bezug auf Qualität und Verringerung der Wartezeiten entreten; denn eine einmal verlegte und mit Verstärkern ausgerüstete Breitbandleitung stellt eine grosse Reserve von Sprechkanälen dar, die durch einen dem wachsenden Verkehr angepassten Ausbau der Endausrüstungen sukzessive mobilisiert werden können.

Der Einführung des Schnellverkehrs ohne Rückruf oder sogar dem beschränkten Übergang zum vollautomatischen Betrieb stehen dann — wenigstens leistungsmässig — keine Hindernisse mehr im Wege. Dass dabei der im Zentrum der europäischen Staaten gelegenen Schweiz auch als Transitland eine bedeutende Rolle zufällt, liegt auf der Hand.

Literatur

- [1] Croze, R. und L. Simon: Transmission téléphonique; théorie des lignes. Paris: Eyrolles 1952.
- [2] Kaden, H.: Das Nebensprechen zwischen parallelen koaxialen Leitungen. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 13 (1936), Nr. 11, November, S. 389...397.
- [3] Wild, W.: Die Beeinflussung von Breitbandkabeln durch Hochfrequenzende Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik Bd. 48 (1936), Nr. 6, Dezember, S. 191...201.
- [4] Kaden, H.: Die Dämpfung und Laufzeit von Breitbandkabeln. Arch. Elektrotechn. Bd. 30 (1936), Nr. 11, November, S. 691...712.
- [5] Espenschied, Lloyd und M. E. Strieby: Wide Band Transmission over Coaxial Lines. Electr. Engng. Bd. 53 (1934), Nr. 10, Oktober, S. 1371...1380.
- [6] Schelkunoff, S. A.: The Electromagnetic Theory of Co-axial Transmission Lines and Cylindrical Shields. Bell Syst. techn. J. Bd. 13 (1934), Nr. 4, Oktober, S. 532...579.
- [7] Höpfner, K. und H. F. Mayer: Stand der Breitbandtechnik in Deutschland. Europ. Fernsprechdienst Bd. — (1937), Nr. 46, Juni, S. 101...107.
- [8] Sueur, R.: Les liaisons à grande distance par câble coaxial et leur évolution. Onde électr. Bd. 28 (1948), Nr. 254, Mai, S. 186...199.
- [9] Sueur, R.: L'amplificateur de ligne du câble coaxial Paris-Toulouse. Câbles et Transm. Bd. 2 (1948), Nr. 3, Juli, S. 243...250.
- [10] Thierbach, D. und H. Jacoby: Über die Verteilung der Sprechspannungen bei der Übertragung zahlreicher trägerfrequenter Gespräche. Z. techn. Phys. Bd. 17 (1936), Nr. 12, Dezember, S. 553...557.
- [11] Mayer, H. F. und D. Thierbach: Über den Einfluss von Nichtlinearität und Wärmerauschen auf die Reichweite von Trägerfrequenz-Vielfachsystemen. Europ. Fernsprechdienst Bd. — (1938), Nr. 48, März, S. 6...12.
- [12] Holbrook, B. D. und J. T. Dixon: Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. Bell Syst. techn. J. Bd. 18 (1939), Nr. 4, Oktober, S. 624...644.
- [13] Brockbank, R. A. und C. A. A. Wass: Non-Linear Distortion in Transmission Systems. J. Instn. Electr. Engrs., Part. III, Bd. 92 (1948), Nr. 17, März, S. 45...56.
- [14] Jacoby, H. und G. Günther: Über die Wahrscheinlichkeit der in Trägerfrequenz-Vielfachsystemen auftretenden linearen und nichtlinearen Spannungen. Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik Bd. 52 (1938), Nr. 6, Dezember, S. 201...209.
- [15] Convention on the British Contribution to Television. Proc. Instn. Electr. Engrs., Part. IIIA, Bd. 99 (1952), Nr. 18, April/Mai.
- [16] Didlaukis, M. und H. Kaden: Die inneren Ungleichmäßigkeiten von koaxialen Breitbandkabeln. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 14 (1937), Nr. 1, Januar, S. 13...23.
- [17] Belus, R., P. Herren und J. Ville: Sur les conditions de régularité à imposer aux longueurs de fabrication de câbles pour assurer la régularité des sections d'amplification. Câbles et Transm. Bd. 1 (1947), Nr. 1, April, S. 3...12.
- [18] Fuchs, G.: Les distorsions d'affaiblissement et de phase dues aux irrégularités internes des câbles coaxiaux et aux inadaptations des répéteurs. Câbles et Transm. Bd. 2 (1948), Nr. 3, Juli, S. 233...241.
- [19] Kaden, Heinrich: Über das Verhalten von Kabeln mit Wellenwiderstandsschwankungen bei Fernseh- und Messimpulsen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 7 (1953), Nr. 3, März, S. 157...162, Nr. 4, April, S. 191...198.
- [20] Herren, P. und J. Ville: Etude des irrégularités d'impédance des câbles coaxiaux par observation oscillographique des échos d'une impulsion. 1^{re} partie: Etude théorique. Câbles et Transm. Bd. 2 (1948), Nr. 2, April, S. 111...130.
- Couanault, G. und P. Herren: Etude des irrégularités d'impédance des câbles coaxiaux par observation oscillographique des échos d'une impulsion. 2^e partie: L'échomètre à impulsions de la Société Alsacienne de Constructions mécaniques. Câbles et Transm. Bd. 2 (1948), Nr. 3, Juli, S. 219...232.
- [21] Baguley, E. und F. B. Cope: A Pulse Echo Test Set for the Quality Control and Maintenance Uniformity of Co-axial Cables. P. O. electr. Engrs. J. Bd. 44 (1952), Nr. 4, Januar, S. 164...168.
- [22] Gilbert, J. J.: A Submarine Telephone Cable with Submerged Repeaters. Electr. Engng. Bd. 70 (1951), Nr. 3, März, S. 248...253.
- [23] Tiny Transistor Repeater. Bell Lab. Rec. Bd. 31 (1953), Nr. 4, April, S. 135.
- [24] Morgan, Samuel P.: Mathematical Theory of Laminated Transmission Lines. Bell Syst. techn. J. Bd. 31 (1952), Nr. 5, September, S. 883...949; Nr. 6, November, S. 1121...1206.
- [25] Vaage, E. F.: Transmission Properties of Laminated Clogston Type Conductors. Bell Syst. techn. J. Bd. 32 (1953), Nr. 3, Mai, S. 695...713.
- [26] Kaden, Heinrich: Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 5 (1951), Nr. 9, September, S. 399...414.
- [27] Wetstein, A.: Gegenwärtiger Stand der Kabeltelephonie mit Mehrfachausnutzung. Bull. SEV Bd. 43 (1952), Nr. 20, 4. Oktober, S. 804...811.

Adresse des Autors:

F. Locher, dipl. Ingenieur, Forschungs- und Versuchsanstalt der Generaldirektion der PTT, Speichergasse 6, Bern.

La fabrication, la pose et le raccordement du câble à paires coaxiales

Brève conférence, présentée à la 12^e Journée Suisse de la technique des télécommunications, le 18 juin 1953, à Berne,
par C. Lancoud, Berne

621.395.44 : 621.315.212.029.6

Les caractéristiques de la paire coaxiale en font le circuit idéal pour la transmission de courants à haute fréquence. Sa fabrication est toutefois délicate; elle requiert l'utilisation de matières premières de haute qualité et exige une grande précision. La pose du câble et le choix des tracés posent aussi des problèmes qui, en général, peuvent être résolus de manière satisfaisante. L'exposé décrit en outre les travaux entrepris pour les traversées fluviales de la Thièle, de la Sarine et du Rhin. Pour terminer, on explique les mesures envisagées pour la maintenance du câble.

Die Eigenschaften des Koaxialpaars bestimmen dieses zur idealen Übertragung von hochfrequenten Strömen. Die Fabrikation erfordert hochwertige Rohmaterialien und höchste Präzision. Die Auslegung des Kabels sowie die Tracéwahl stellen ebenfalls Probleme, die jedoch im allgemeinen in befriedigender Weise gelöst werden können. Der vorliegende Bericht beschreibt überdies die für die Unter- bzw. Überführung der Zihl, der Saane und des Rheins ausgeführten Bauten. Abschliessend werden die zur Überwachung des Kabels vorgesehenen Massnahmen erläutert.

1. Introduction

La paire coaxiale constitue un circuit idéal pour la transmission à grande distance de courants à haute fréquence. Les liaisons sont à quatre fils, c'est-à-dire qu'une paire coaxiale est utilisée pour chaque sens de transmission. Avec la technique actuelle des amplificateurs — la paire coaxiale laisse théoriquement passer une bande de fréquences illimitée —, on peut transmettre, par circuit, une bande de fréquences de 60 à 4100 kHz environ, soit 960 communications téléphoniques. Sous certaines conditions, il est même possible d'envisager la transmission de programmes de télévision. En plus, la même paire coaxiale sert au transport, sous une tension qui peut atteindre 700 à 800 V, de l'énergie alimentant les stations de répéteurs intermédiaires en ligne. L'économie de matières premières réalisée ainsi est appréciable, surtout pour notre pays.

Le câble coaxial du type suisse se compose de 4 paires coaxiales, de 12 quartes téléphoniques ordinaires destinées à la télésurveillance, la télésignalisation et la télécommande des répéteurs intermédiaires et aux lignes de service ainsi que d'une paire de mesure isolée au polythène qui sert à la commande des dispositifs de contrôle de l'isolement et à la localisation des défauts dus à l'humidité (fig. 1).

2. Caractéristiques de la paire coaxiale

La paire coaxiale, constituée selon les normes du CCIF¹⁾ d'un conducteur extérieur tubulaire de 9,52 mm de diamètre intérieur et d'un conducteur intérieur filiforme de 2,645 mm maintenus concentriques l'un par rapport à l'autre par des disques de polythène, n'a pratiquement aucune perte d'énergie.

¹⁾ Comité Consultatif International Téléphonique.