

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 31 (1953)

Heft: 12

Artikel: Möglichkeiten und Grenzen eines Vielkanalsystems mit Koaxialkabeln

Autor: Locher, F.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-876368>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 02.04.2025

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

TECHNISCHE MITTEILUNGEN
BULLETIN TECHNIQUE

PTT
BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicato dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

**Möglichkeiten und Grenzen
eines Vielkanalsystems mit Koaxialkabeln***

Von F. Locher, Bern

621.315.2.029.5

Zusammenfassung. 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 aufgezeigt und die physikalischen Eigenschaften, die die Reichweite solcher Systeme begrenzen, werden angegeben. Abschliessend folgen Angaben über die in der Schweiz zur Ausführung gelangenden Koaxialkabelprojekte.

Résumé. 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 ausgenutzten Leitung kleiner Bandbreite zur mehrfach ausgenutzten Breitbandleitung. Die Gründe hierfür liegen in dem Bestreben, den kosten- und materialmässigen Aufwand für Fernleitungen, die man des wachsenden Verkehrs wegen immer wieder vermehren muss, nach Möglichkeit zu senken, denn die Anschaffung und Verlegung eines Kabels ist mit verhältnismässig grossen Investitionen verbunden, die proportional mit der Länge wachsen. Die Vermehrung der Leitungen ist daher in erster Linie auch ein wirtschaftliches Problem, wobei die Kosten je Sprechkanal eine ausschlaggebende Rolle spielen.

Ein wirksames Mittel zur Verbilligung der Leitungskosten für 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, Zwischenverstärker usw., auch zusätzliche Kosten verursachen.

Die Entwicklung beschritt in der Folgezweig getrennte Wege. Der eine ging von den bisher üblichen, symmetrisch aufgebauten Kabelleitungen aus. Man suchte sie durch Entpupinisieren und besondere Abgleichverfahren oder durch 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, an Stelle des Papiers, Bandbreiten von 500...600 kHz auszunutzen, 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, bei dem 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 galva-

*) Vortrag, gehalten an der 12. Schweizerischen Tagung für elektrische Nachrichtentechnik am 18. Juni 1953 in Bern.

nischer Art in Erscheinung. Der Skinneffekt 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]*). 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, das heisst 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.

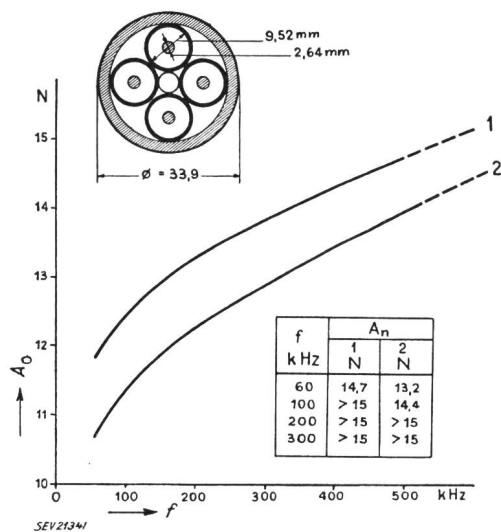


Fig. 1. Grundwert der Fernnebensprechdämpfung A_0 und Nahnebensprechdämpfung A_n eines Koaxialkabels 2,64/9,52 mm mit vier Tuben, gemessen über eine Verstärkerfeldlänge von 9 km

- ① zwischen anliegenden Tuben
② zwischen gegenüberliegenden Tuben

Figur 1 zeigt als Beispiel die in 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 Aussenleiter gewöhnlich mit zwei sich überlappenden Stahlbändern umwickelt.

Bemerkenswert ist, dass die Nebensprechdämpfungen zwischen einander anliegenden Röhren grösser sind als zwischen sich gegenüberliegenden. Dies rührt davon her, dass bei den einander anliegenden Tuben der Wellenwiderstand des koppelnden Zwischenkreises sehr niederohmig wird. Der Zwischenkreis

*) Die Ziffern in eckigen Klammern verweisen auf die Bibliographie am Schluss des Artikels.

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 Skinneffektes ziemlich genau mit der Wurzel aus der Frequenz an. Sie ist bekanntlich ein Minimum, wenn das Durchmesser Verhältnis, das heisst lichter Durchmesser des Aussenleiters zum Durchmesser des Innenleiters, einen bestimmten Wert, der für Kupferleiter bei 3,6 liegt, aufweist. Deshalb werden alle Koaxialkabel für den Weitverkehr mit diesem Durchmesser Verhältnis gebaut.

Die gute Schutzwirkung gegen Aussen und die verhältnismässig kleine Dämpfung machen das Koaxialkabel zu einem geeigneten Übertragungsmittel für sehr breite Frequenzbänder. Man kann Breitbandleitungen an und für sich auch mit Doppeldrähten in Hohlzylindern bauen. Es zeigt sich jedoch, dass bei gleichem Kupferaufwand die koaxiale Anordnung dämpfungsmässig viel günstiger ist, abgesehen von ihren anderen 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 Leitertyps [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 in der Form des zum Standardtyp erhobenen L1-Systems mit anfänglich 480, später 600 Kanälen je Leiterpaar (Fig. 2) einen gewissen Abschluss. Als koaxialen Leiter hatte man den Typ 2,6/9,4 mm gewählt und die Verstärkerfeldlänge auf 12 km festgesetzt. Die 600 Kanäle werden in 10 Übergruppen zu je 60 Sprechkreisen im Frequenzband von 68...2540 kHz übertragen. Der Kanalabstand beträgt 4 kHz, und das nutzbare Frequenzband des Sprechkreises reicht von 300...3400 Hz. Die Übertragung erfolgt, wie allgemein bei den leitungsgebundenen Systemen hoher Kanalzahl, im amplituden-modulierten Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger; denn die Dämpfungseigenschaften der Leitungen erheischen ein Übertragungsverfahren, bei dem im Interesse der Wirtschaftlichkeit in einem gegebenen 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/Sekunde 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 man nicht müssig ge-

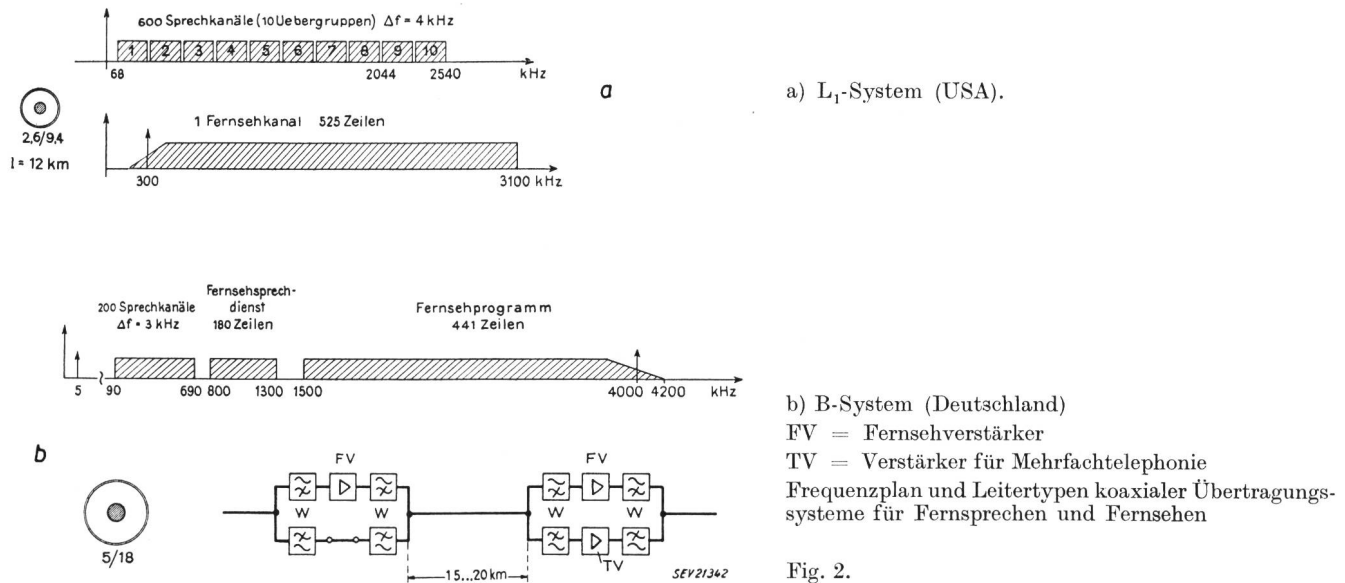


Fig. 2.

blieben. Während die Engländer in bezug auf Frequenzplan, Kanalzahl und Leiterdurchmesser ähnliche Systeme bauten wie die Amerikaner, gingen die Deutschen etwas andere Wege. Die Reichspost fasste auf Grund vorangegangener theoretischer und experimenteller Untersuchungen 1935 den Entschluss für die Auslegung eines Koaxialkabelnetzes, das 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. 2 (unten) 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 nutzbare Bandbreite der Sprechkreise reicht dabei von 300...2700 Hz.

Die Übertragung des öffentlichen Fernsehprogramms mit der Zeilenzahl von 441 Zeilen bei 25 Bildern/Sekunde wurde im Bereiche von 1,5...4,2 MHz vorgenommen. Die Trägerfrequenz war dabei auf 4 MHz festgesetzt. Den Frequenzbereich dazwischen, das heisst ein Band von 800...1300 kHz nutzte man für die Übermittlung eines 180zeiligen Bildes mit 25 Bildern/Sekunde für den sogenannten Fernseh-Fernsprechdienst aus. Zu diesem Zwecke 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-Fernsprechdienst wurde am 1. März 1936 zwischen Berlin und Leipzig eingeweiht und dem Betrieb übergeben. Die Verstärkung der Fernsprech- und Fernsehbander erfolgte in separaten Verstärkern, wobei Frequenzweichen die beiden Bänder in den Verstärkerpunkten trennten. Die Fernsehverstärker folgten sich in Distanzen von etwa 15...20 km, während die Fern-

sprechverstärker nur in jedem zweiten Verstärkerpunkt eingesetzt waren. Bis zum Kriegsausbruch hatte Deutschland rund 1800 km Koaxialkabel verlegt; auch in England bestand in diesem Zeitpunkt schon ein recht beträchtliches Weitverkehrsnetz mit diesem neuen Übertragungsmittel. Nach dem Zweiten Weltkrieg wurde ebenfalls in Frankreich der Aufbau eines Koaxialkabelnetzes mit grösster Umsicht an die Hand genommen. Die Entwicklungsarbeiten führten zu interessanten Ergebnissen [8, 9].

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

Zunächst wurde das Frequenzband eines Telephoniekanales 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 je 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,

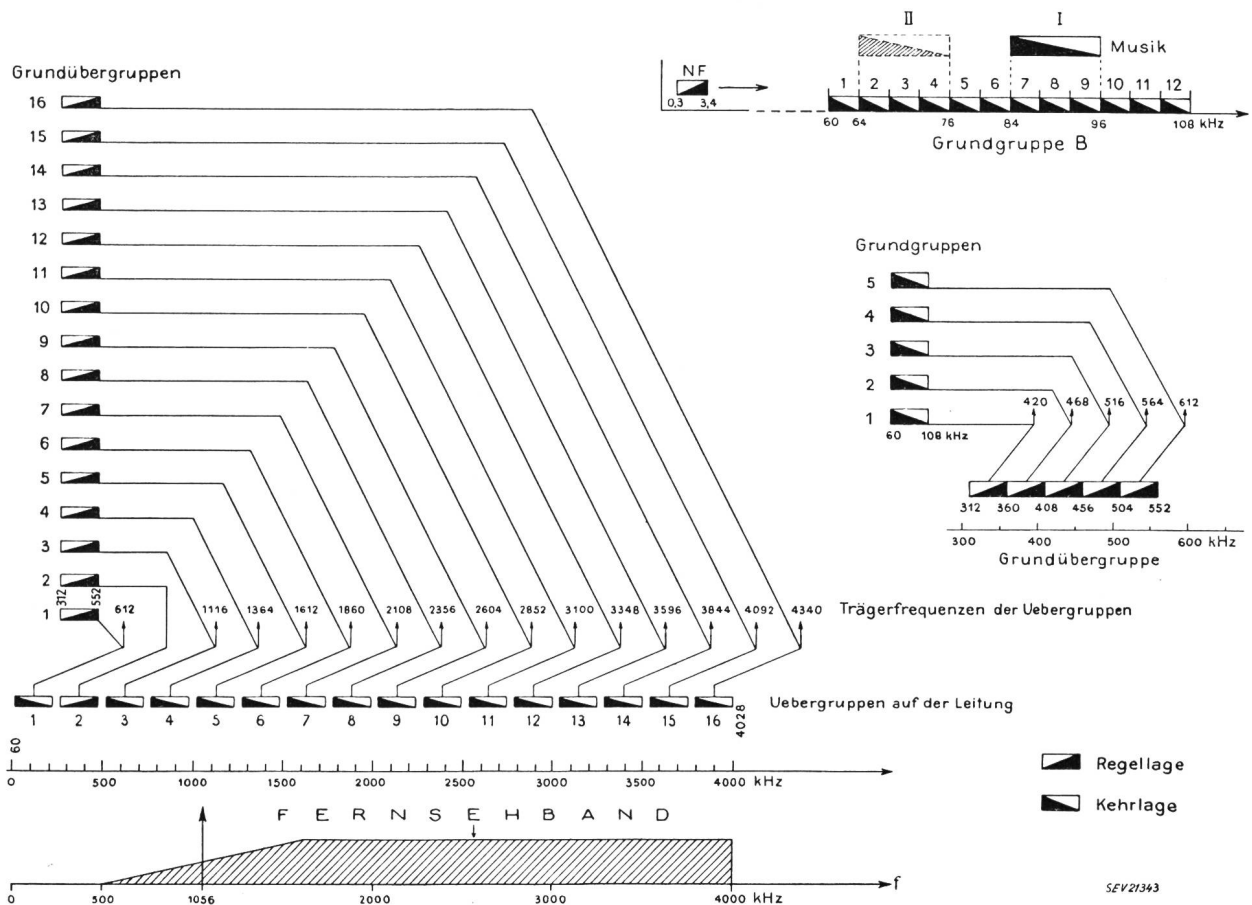


Fig. 3. Modulationsschema und Anordnung der Sprech- und Musikkanäle sowie des Fernsehkanales für die Übertragung auf dem Koaxialkabel nach CCIF

die sie bei der Übertragung auf dem Kabel endgültig einnehmen, erfolgt in drei 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 sogenannten 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 nun 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 drei Kanälen zwischen 84 und 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 zwei weitere Sprechkanäle geopfert wer-

den. Der Fernschreibverkehr kann, wie üblich, über irgendeinen Sprechkanal erfolgen. Die Übertragung wird im Wechselstromtelegraphieverfahren durchgeführt, wobei bis zu 24 Telegraphiekanäle je 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-Zeilenorm 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 Leitungspegel. In der Empfangsrichtung vollzieht sich der gleiche Vorgang in umgekehrter Reihenfolge. Auch die Übertragung der Wahl- oder Rufsignale ist angedeutet. Sie erfolgt gewöhnlich mit Tonfrequenzimpulsen innerhalb des Sprechkanales. Nach CCIF sind für den internationalen Verkehr ein Einfrequenzsystem mit 2280 Hz und ein Zweifrequenzsystem 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 Senderrelais (SR) in den Stromkreis gestastet. Auf der Empfangsseite siebt sie der Wahlempfänger (WE) aus und betätigt nach ihrer Verstärkung und Gleichrichtung das Empfangsrelais (ER). Dieses schiekt seinerseits die Steuersignale zum Amt. Besondere Sperrschaltungen im Wahlempfänger sorgen dafür, dass die Sprachspannungen keine Fehlimpulse auslösen können.

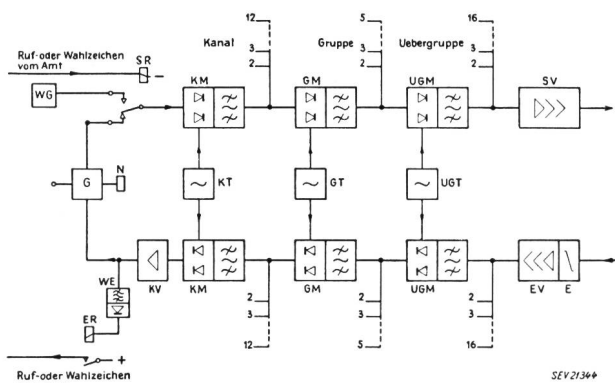


Fig. 4. Prinzipaufbau einer Vielkanal-Endausrüstung für Koaxialkabel.

- G = Gabel
- N = Nachbildung
- KM = Kanalmodulation
- GM = Gruppenmodulation
- UGM = Übergruppenmodulation
- SV = Sendeverstärker
- SR = Senderrelais
- WG = Wahlfrequenz-generator
- WE = Wahlfrequenzempfänger
- ER = Empfangsrelais
- EV = Empfangsverstärker
- E = Entzerrer
- KV = Kanalverstärker
- KT = Kanalträger
- GT = Gruppenträger
- UGT = Übergruppen-träger

Der kosten- und materialmässige Aufwand je Sprechkreis und Kilometer kann bei diesem modernen Vielkanal-Übertragungssystem recht beträchtlich gesenkt werden. In Fig. 5 sind die relativen Anlagekosten sowie der Verbrauch von Kupfer und Blei für verschiedene Übertragungsverfahren dargestellt. Interessant ist auch der in *Tabelle I* wiedergegebene Vergleich des Aufwandes an Röhren für ein Vierdrahttonfrequenz- und ein Koaxialkabelsystem.

Tabelle I Aufwand an Röhren für verschiedene Übertragungssysteme

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

Die Wahl des äusseren Durchmessers des koaxialen Leiters richtet sich bei im voraus gegebener Bandbreite in erster Linie nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten. Durch Verkleinern des Durchmessers kön-

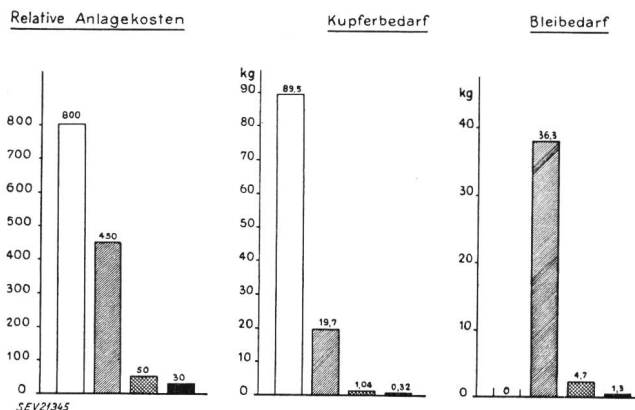


Fig. 5. Relative Anlagekosten, Kupfer- und Bleiaufwand pro Sprechkreis und Kilometer für verschiedene Übertragungssysteme. Zugrunde gelegte Distanz: 250 km.

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

nen die Kabelkosten herabgesetzt werden. Da die Dämpfung jedoch umgekehrt proportional mit dem Durchmesser des Aussenleiters zunimmt (siehe Gleichung 8), steigt die Zahl der erforderlichen Zwischenverstärker. Die entgegengesetzten Verhältnisse resultieren bei einer Vergrösserung des Durchmessers. 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.

Der Kabeltyp 5/18 ist, wie aus Fig. 6 hervorgeht, bei Ausnutzung eines Frequenzbandes von nur 4 MHz etwa 45 % teurer als der CCIF-Typ, weil der im Kabel steckende Aufwand an Material 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 im voraus gegebene

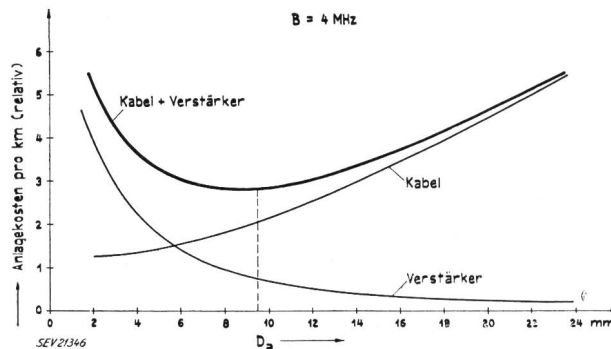


Fig. 6. Anlagekosten von koaxialen Weitverkehrsleitungen in Funktion des lichten Aussenleiterdurchmessers D_a . Ausgenutzte Bandbreite $B = 4$ MHz

Für die koaxiale Breitbandleitung verbleibt ein Wert von 7500 pW oder 3 pW/km. Die Störleistungen setzen sich zusammen aus dem Grundgeräusch, das heisst dem Wärmerauschen des Kabels und dem Röhrenrauschen sowie dem durch das nichtlineare Nebensprechen hervorgerufenen Klirrgeräusch. Ausenstörungen sind, wie erwähnt, so weit abgeschirmt, dass sie gegenüber den erwähnten Fremdspannungen vernachlässigt werden können. Es zeigt sich nun, dass das Grundgeräusch nicht vom Sendepiegel abhängt. Wird er heraufgesetzt, so ist es demnach möglich, den Abstand der Nutzspannungen gegen diese Störspannungen in erforderlicher Masse zu vergrössern. Die andere Störquelle jedoch, das Klirrgeräusch, ist eine Funktion des Sendepiegels und nimmt mit diesem zu. Es ergeben sich somit Grenzen sowohl für den höchsten Sendepiegel als auch für den tiefsten Empfangspegel und damit für die zulässige Dämpfung des Verstärkerfeldes. Diese Grenzen hängen ausserdem von der Verbindungslänge ab, das heisst von der Zahl der Zwischenverstärker, da die Störungen durch Addition mit der Länge der Verbindung zunehmen. Auf Grund dieser Überlegungen können die Charakteristiken der Breitbandverstärker für eine im voraus gegebene Verbindungslänge 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 Eingangsröhre und der Eingangsschaltung (Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers, Ausnützen 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, mit andern Worten die Spannungen mit der Quadratwurzel aus der Zahl der Verstärker ansteigen, erhält man für den minimal zulässigen Empfangspegel p_{E_m} nach 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 Sendepiegel und damit nach der benötigten Ausgangsleistung sowie den Anforderungen an die Klirrdämpfung der Breitbandverstärker. Ein hoher Sendepiegel erlaubt grosse Verstärkerfeldlängen, bedingt aber einen entsprechend grossen Aufwand bei den Verstärkern. Durch Herabsetzen des Sendepiegels 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 Bedeutung 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 etwa 6 dB, bei einem mittleren Effektivwert von 0,2 bis 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, das heisst des Verhältnisses von Spitzenspannung U_n zum mittleren Effektivwert $U_{\text{eff } n}$ der n -Kanäle zur Darstellung, wobei

$$U_{\text{eff } n} = \sqrt{n} \cdot U_{\text{eff } 1} \quad (3)$$

Fig. 8 zeigt eine solche Spitzenwertkurve nach [12], für eine Wahrscheinlichkeit von etwa $5 \cdot 10^{-6}$. 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.

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, dass im Mittel ein Vierdrahtstromkreis in einer Richtung nur während etwa 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:

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

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 wie 300 Kanäle aktiv.

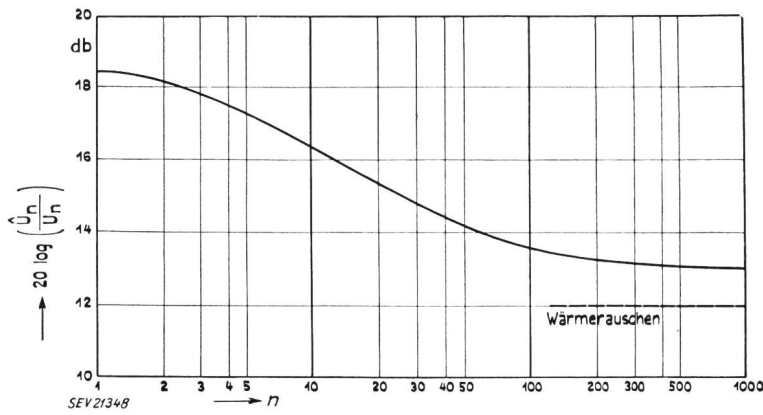


Fig. 8. Verhältnis von Spitzenwert zum mittleren Effektivwert bei n aktiven Kanälen nach [12]

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 Störenergien im Mittel leistungsmässig addieren, das heisst, dass die Klirrspaltung mit der Wurzel aus der Verstärkerzahl ansteigt [14].

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

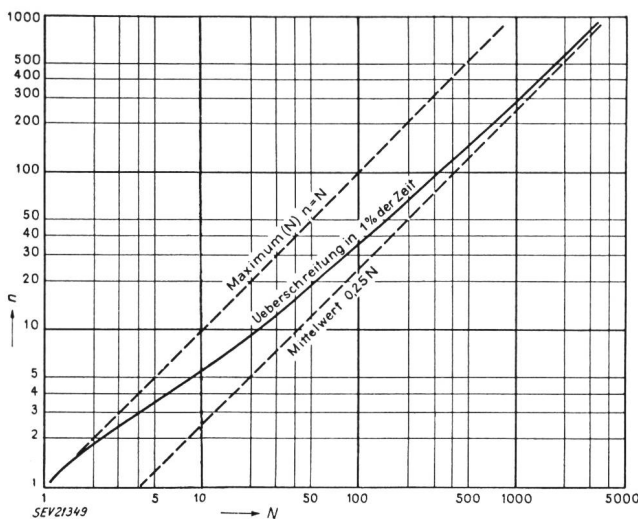


Fig. 9. Zahl der aktiven Kanäle n bei einem N -Kanalsystem nach [12].
 $W(n) = 0,01, p = 0,25$

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

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

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.

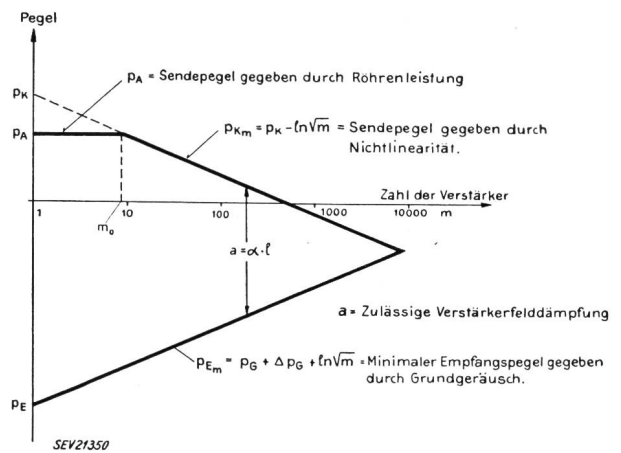


Fig. 10. Abhängigkeit des Sendepegels und Empfangspegels einer koaxialen Breitbandleitung von der Verstärkerzahl m nach [11]

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 Sendepegel begrenzt durch die notwendige Verstärkerleistung, von da ab durch die Anforderung an den Klirrfaktor.

Die im gesamten überbrückbare Dämpfung A und damit die Reichweite des Systems bei im voraus-

gegebenen Geräuschanforderungen ergibt sich demnach aus:

$$A = m \cdot a \quad (6)$$

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 $n(n-1) \cong n^2$ 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 drei Kanälen massgebend. Ihre Zahl wächst mit $\frac{3}{2} n(n-1)(n-2) \cong \frac{3}{2} n^3$ und ihre Amplituden sind 6mal grösser als diejenigen der Oberwellen. Die Verhältnisse sind in *Tabelle II* zusammengestellt.

Tabelle II Zahl und Amplitudenverhältnis der Kombinationsfrequenzen 2. und 3. Ordnung

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

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 Sendepiegels und einem von der Frequenz abhängigen Verstärkungsgrad des Verstärkers eine einigermassen gleichmässige Verteilung der Gesamtgeräusche über alle Kanäle erreichen. Bei den tiefer gelegenen Sprechkreisen überwiegen dann die Klirrgeräusche, bei den höher gelegenen die Grundgeräusche.

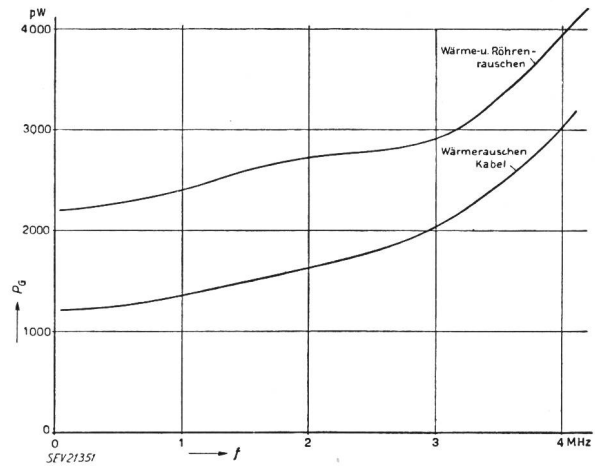


Fig. 11. Berechnete Grundgeräuschleistung P_G einer 2500 km langen Koaxialkabelanlage, bezogen auf den relativen Pegelpunkt 0 N und eine Kanalbandbreite von 3100 Hz

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 Wärmeauschens 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, das heisst 270 mW.

Aus der Fig. 13 ist der Kanalsendepegel p_s am Kabelanfang — beim Senden von 1 mW p_s 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.

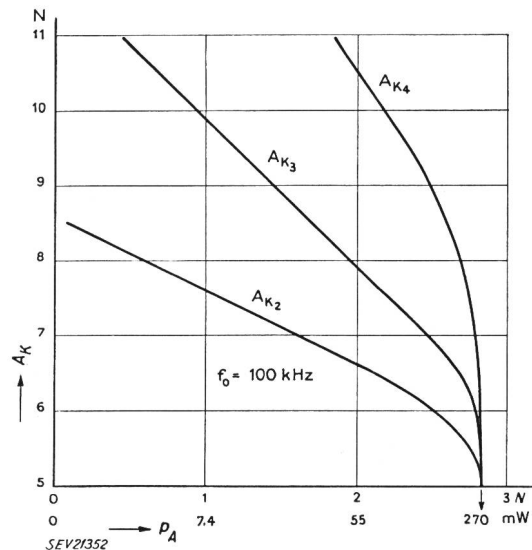


Fig. 12. Klirrdämpfung A_K eines Koaxialkabelverstärkers für die Übertragung von 960 Sprechkreisen in Funktion des Ausgangspegels P_A

- A_{K_2} = Dämpfung der zweiten Oberwelle
- A_{K_3} = » » dritten »
- A_{K_4} = » » vierten »

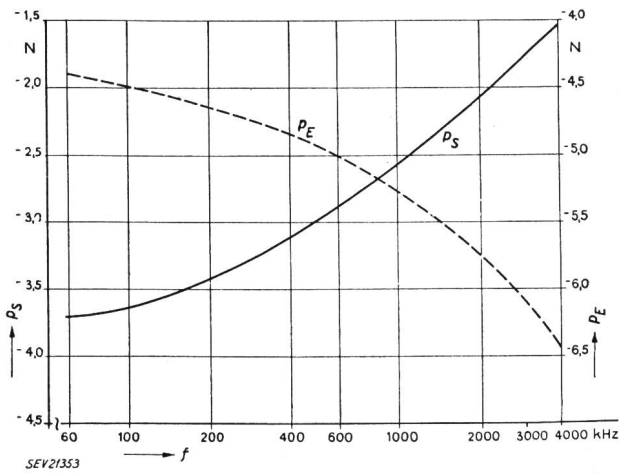


Fig. 13. Sendepiegel p_s und Empfangspegel P_E eines 9 km langen Verstärkerfeldes einer Koaxialkabelleitung in Funktion der Frequenz

D. Dämpfungs- und Laufzeitverzerrung

Ein weiteres Problem beim Bau von Koaxialkabelanlagen bildet die Verzerrung 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:

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

Darin bedeuten:

- f = Frequenz in Hz,
- D_a = Innendurchmesser des Aussenleiters in mm,
- D_i = Durchmesser des Innenleiters in mm,
- $\text{tg} \delta$ = Verlustwinkel des dielektrischen Materials,
- ϵ_r = Effektive, relative Dielektrizitätskonstante des koaxialen Leiters.

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

Der Beitrag des zweiten Summanden von Gleichung (8) zur Gesamtdämpfung ist sehr klein; massgebend ist daher der erste Summand, der für $\frac{D_a}{D_i} = 3,6$ ein Minimum durchläuft. Deshalb werden, wie schon erwähnt, alle modernen Koaxialkabel für den Weitverkehr mit diesem Durchmesser Verhältnis gebaut.

Gleichung (8) kann in der Form

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

geschrieben werden. Für den Leiter nach CCIF 2,64/9,52 mm betragen die Konstanten bei 20° C:

$$a = 0,2705 \quad b = 0,0013, \text{ wenn}$$

f in MHz eingesetzt wird. Die Temperaturabhängigkeit von a rührt hauptsächlich vom Wechselstromwiderstand R (Gl. 7) her und wirkt sich praktisch wie eine scheinbare Verlängerung des Kabels um + 20/00 pro + 1° C aus.

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

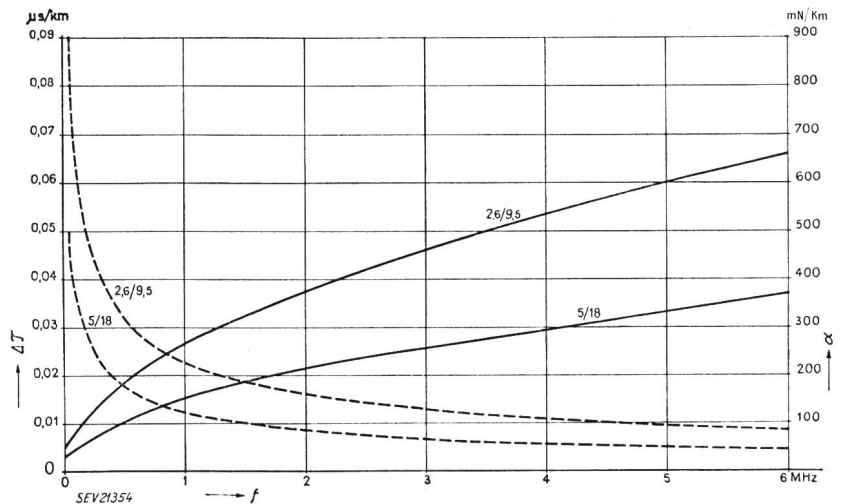
Die Dämpfungsverzerrung der einzelnen Verstärkerfelder erfolgt durch überbrückte T-Glieder

nach Fig. 15, die dem Verstärker in geeigneter Weise vor- und nachgeschaltet werden.

Für Telephoniezwecke genügt die Konstanthaltung des Amplitudenganges auf etwa $\pm 0,1$ N. Der Phasengang spielt praktisch keine Rolle. Die Laufzeitverzerrungen innerhalb der Sprechkanäle sind im wesentlichen durch die Filter in der Kanalmodula-

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

$\Delta \tau$ = Differenz der Gruppenlaufzeit bezogen auf den Wert für $f = \infty$
 — α - - - $\Delta \tau$.



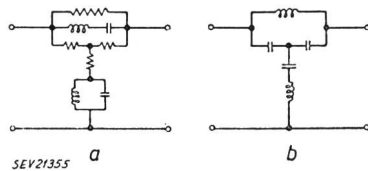


Fig. 15. Entzerrernetzwerke für Koaxialkabelleitungen.
Links: Dämpfungsentzerrer
Rechts: Laufzeitentzerrer

tion 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 $\pm 0,1 \mu s$ konstant bleibt.

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

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

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

$$\tau_0 = \sqrt{\mu \cdot \varepsilon} = \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_r} = \frac{10}{3} \sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r} \quad \mu s/km \quad (11)$$

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

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

Die Konstante K ist gegeben durch

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

wobei q_i bzw. q_a = spezifischer Widerstand des Innen- bzw. Aussenleiters,

D_i = Durchmesser des Innenleiters,

D_a = Lichter Durchmesser des Aussenleiters,

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ = Permeabilität.

Für Leiter aus Kupfer und $\frac{D_a}{D_i} = 3,6$ 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

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

Durch die Dämpfungsentzerrer wird nun sozusagen automatisch auch eine teilweise Laufzeitentzerrung erreicht. Die übrigbleibenden Verzerrungen — inklusive diejenigen der Verstärker — müssen

durch spezielle Laufzeitentzerrer korrigiert werden. Der hauptsächlich angewendete Entzerrertyp ist in Fig. 15 rechts dargestellt. Der Verlauf der Gruppenlaufzeit bei tiefen Frequenzen legt es nahe, die Übertragung des Fernsehbildes bei möglichst hohen Frequenzen durchzuführen, weil hier die Laufzeitentzerrung einfacher wird.

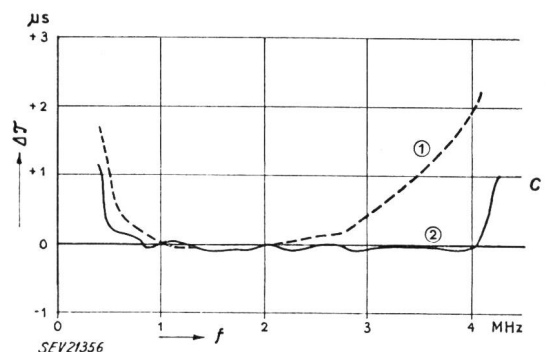
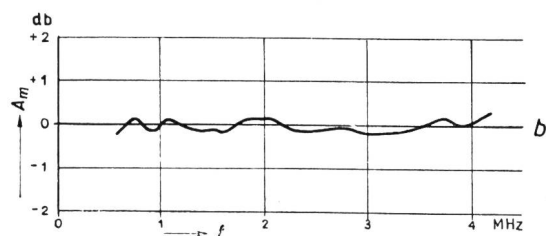
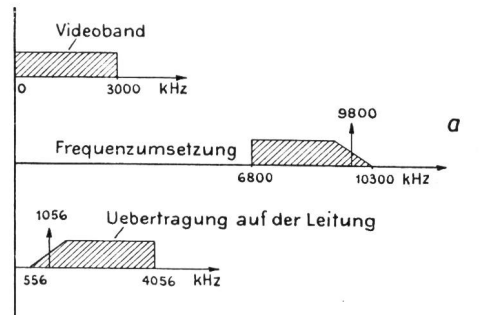


Fig. 16. Koaxialkabelanlage Birmingham-Manchester.
a Modulationsschema für die Fernübertragung;
b Betriebsdämpfung A_m in Funktion der Frequenz;
c Verzerrung der Gruppenlaufzeit $\Delta\tau$ in Funktion der Frequenz.
① Ohne Laufzeitentzerrung
② Mit Laufzeitentzerrung

Fig. 16 zeigt am Beispiel der Koaxialkabelanlage Birmingham-Manchester, was in bezug auf Dämpfungs- und Laufzeitentzerrung praktisch erreicht werden kann [15]. Diese beiden Städte sind durch ein viertubiges Koaxialkabel 2,64/9,52 miteinander verbunden. Zwei Tuben dienen der Vielfachtelephonie, die andern zwei werden für Fernsehübertragungen eingesetzt.

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

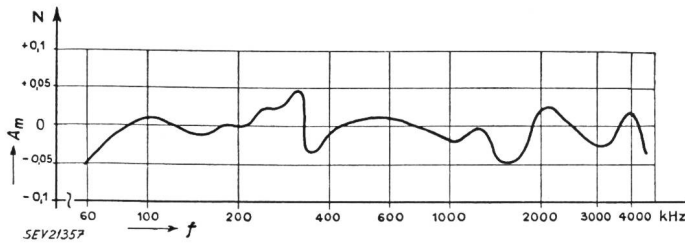


Fig. 17. Koaxialkabelanlage Besançon-Bern. Frequenzgang der Betriebsdämpfung A_m

E. Rückfluß- und Mitflußstörungen

Bei der Fabrikation von Koaxialkabeln entstehen regellos über die Kabellänge verteilte Ungleichmässigkeiten der Abmessungen, die von zufälligen, während der Herstellung auftretenden Einflüssen herrühren. Diese Ungleichmässigkeiten wirken sich vor allem auf den Wellenwiderstand aus, und zwar 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

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

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

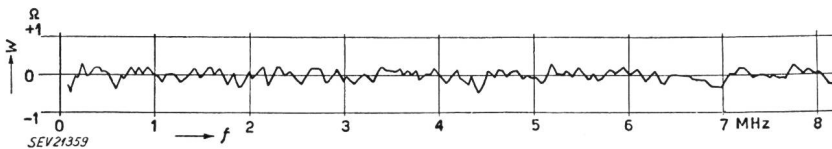
$$\Delta Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\Delta D_a}{D_a} - \frac{\Delta D_i}{D_i} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{D_a}{D_i} - 4 \left(\frac{\Delta c}{D_a} \right)^2 \right] \quad (16)$$

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 sogenannten Rück-

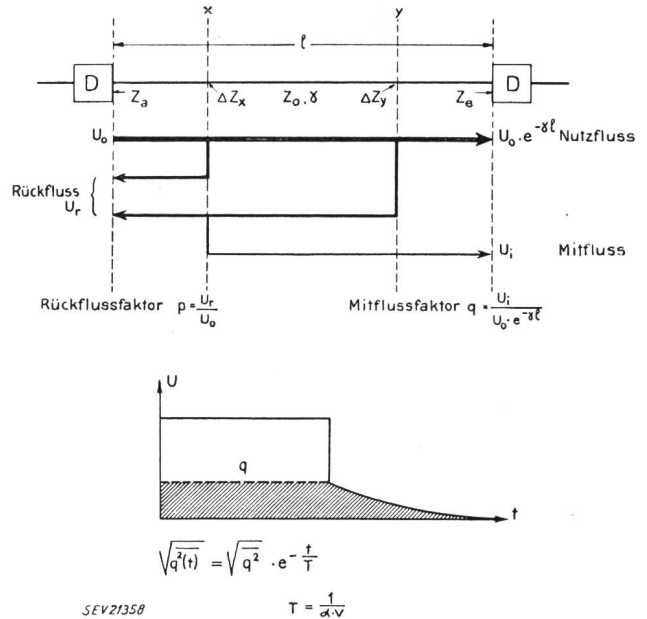


Fig. 18. Oben: Entstehung von Rückfluss und Mitfluss an Stellen wo der Wellenwiderstand der Leitung um ΔZ_x bzw. ΔZ_y springt.

Unten: Abklingen des Mitflusses q bei einem Ausschalt-sprung des Nutzflusses U

fluss. 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, zum Beispiel an einer Schwarz-Weiss-Kante bei einer Fernsehübertragung, gegeben ist durch

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

wobei

- a = Dämpfungsbelag des Kabels,
- v = Fortpflanzungsgeschwindigkeit.

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

Für das Kabel 2,64/9,52 mm ist bei $f = 1$ MHz $a = 0,27$ N/km. Mit $v = 280\,000$ km/s wird:

$$T = 13 \mu s$$

Die Abklingzeit erstreckt sich demnach über mehrere Bildpunkte (Dauer eines Bildpunktes beim 625-Zeilenbild $\sim 0,08 \mu s$!). 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 etwa 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 man 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 \sin^2 -förmige Impulse geeigneter Zeitdauer (0,05 bis 0,2 μs Halbwertszeit) 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

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

Fig. 20 zeigt ein solches Echogramm über eine Strecke von 600 m mit drei Spleißstellen S . Die Echo-dämpfungen unterschreiten nirgends den Wert von 66 dB, entsprechend einer Widerstandsschwankung von 0,15 Ω . Durch geeignete Gruppierung der Fabrikationslängen der Kabel (etwa 230 m) muss verhindert werden, dass beim Zusammenschalten allzu-grosse Stoßstellen entstehen.

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

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

in der a 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 der letztere mit dem Quadrat eingeht. Dies ist eine Folge der doppelten Reflexionen, die den Mitfluss bewirken.

Fig. 20. Rückflußspannungen auf einem Koaxialkabel 2,64/9,52 mm, herrührend von einem \sin^2 -förmigen Sendepuls mit einer Halbwertszeit von 0,05 μs .

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

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

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

wobei: α = Dämpfungsbelag des Leiters
 β = Phasenbelag des Leiters

r bedeutet die sogenannte Korrelationsreichweite des Kabels und ist ein Mass für die längenmässige Abhängigkeit der Schwankungen voneinander. Sein Wert liegt bei den heutigen Kabeln zwischen 2 bis 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 im voraus gegebene Entfernung nicht überschritten werden soll. Aus ihnen ergibt sich:

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

Legt man für eine Fernsehübertragungsanlage folgende Werte zugrunde

Entfernung $L = 1000$ km

Obere Grenzfrequenz $f = 6$ MHz

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

Korrelationsreichweite $r = 4$ m

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

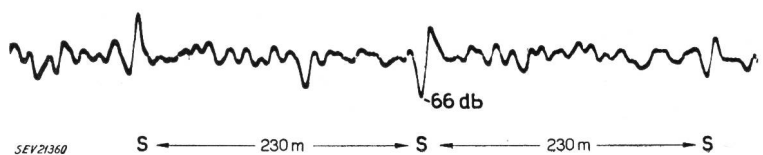
$$\frac{\sqrt{\overline{S^2}}}{Z_0} = 2,27 \cdot 10^{-3}$$

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

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

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

Ausser 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 Verstärkerein- 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:

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

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

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

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

Z_a = Ausgangsimpedanz des Verstärkers,
 Z_e = Eingangsimpedanz des Verstärkers,
 Z_o = Wellenwiderstand der Leitung.

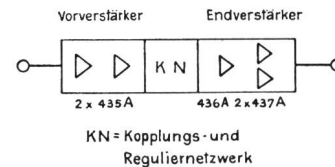
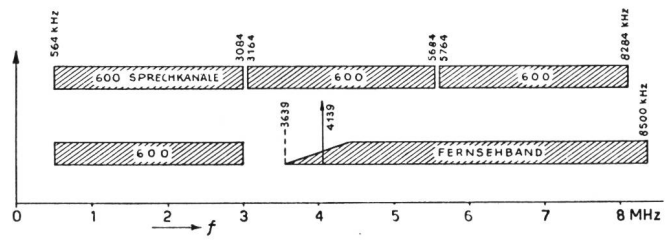
Das CCIF hat für A_E folgende Werte empfohlen:
 960-Kanal-Mehrfachtelephonie $A_E \geq 4,6$ N
 Fernsehübertragung $A_E \geq 8$ N

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 innewohnende Drang nach Vervollkommnung 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.

So hat man in Amerika das erwähnte L1-System mit 600 Kanälen zum sogenannten L3-System mit 1800 Kanälen je 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 Reguliernetzwerk. Für den Bau dieses Verstärkers, der zweifellos eine hervorragende technische Leistung darstellt, wurden besondere Röhrentypen (435A, 436A und 437A) entwickelt, mit z. T. sehr grossen Steilheiten. Dabei konnte die Güte gegenüber den heute üblichen Ausführungen, wie zum Beispiel PTT 213P oder 6AK5, nahezu verdoppelt werden (Fig. 21).



Röhre	S mA/V	S/C mA/VpF
435 A	15	1,45
436 A	28	1,52
437 A	45	1,60
6AK5	5,0	0,74
213 P	8,5	0,74

Fig. 21. L3-System USA. Übertragungskapazität: 1800 Sprechkanäle von 300...3400 Hz Bandbreite, oder 600 Sprechkanäle + 1 Fernsehkanal. Unten: Aufbau der Breitbandverstärker und verwendete Röhren im Vergleich zu heute üblichen Typen. S Steilheit, C wirksame Röhrenkapazität

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 Gusskasten einbauen, welche, wie die Pupintöpfe, in den Kabelschächten untergebracht werden können. 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 eines möglichst hohen Sendepiegels am Kabelanfang. Auf weite Entfernungen führt dieses Verfahren jedoch zu unwirtschaftlich grossem Aufwand an Leitermaterial und Verstärkerleistung. Man nahm deshalb die Entwicklung von versenkbaren 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 dienen. Die Entwicklung ist auch auf diesem Gebiet schon bei der Verwirklichung von Projekten angelangt.

So wurde am 30. April 1950 ein koaxiales Tiefseefernsprechkabel mit drei versenkten und ferngespeisten Unterwasserverstärkern zwischen Key West, auf der Halbinsel Florida, und Havanna, der Hauptstadt von Kuba, in Betrieb genommen. Die Verstärker sind vor ihrer Versenkung bereits während fünf 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. Der Aufbau der Verstärker ist aus Fig. 22 ersichtlich. Bereits hört man aus Amerika von Projekten und Studien für die Überbrückung des Atlantiks nach diesem Prinzip!

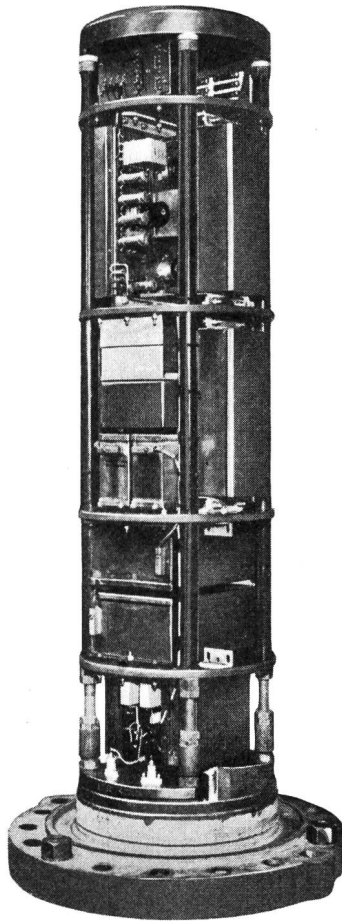


Fig. 22
Ein fertig zusammengebauter und ausgeprüfter Breitbandverstärker der Tiefsee-Koaxialkabelanlage Holland-Dänemark. Vor der Versenkung wird der Verstärker in einer innern, wasserdichten Röhre eingelötet. Darüber wird eine schwere, gegossene Glocke wasserdicht mit der Grundplatte zusammengeschraubt. Diese äussere Hülle muss den Wasserdruck aufnehmen und den Verstärker vor mechanischen Beschädigungen schützen. Unterhalb der Grundplatte wird der Kabelverschluss montiert

(Photo: Standart Telephones and Cables Ltd, London.)

Auch der Transistor lässt immer mehr von sich hören. Figur 23 zeigt einen mit Transistoren ausgerüsteten Breitbandverstärker, der direkt in den koaxialen Leiter eingebaut worden ist [23]. In der zitierten Arbeit lautet der Text zu diesem Bilde: «Vergleich eines Transistorenverstärkers mit einer gewöhnlichen Stubenfliege!»

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 bis 11 MHz.
- Geräuschpegel -72 dB.

Der Stromkonsum 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, das heisst 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

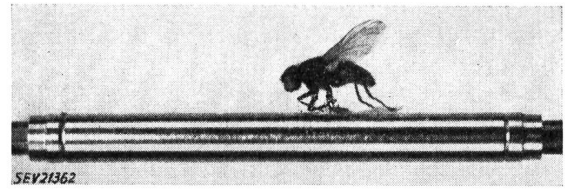


Fig. 23. Mit Transistoren ausgerüsteter Breitbandverstärker, eingebaut in einen koaxialen Leiter. Grössenvergleich mit einer Fliege. Daten siehe Text

ist bekanntlich der Skineffekt, das heisst die damit verbundene Zusammendrängung der Strombahnen. Man kann nun diesen Effekt durch eine Unterteilung der Leiteroberflächen mit leitenden und nichtleitenden dünnen Schichten bedeutend abschwächen, wie dies in Figur 24 angegeben ist. Die Dämpfung kann dadurch beträchtlich gesenkt werden und der Dämpfungsverlauf in Funktion der Frequenz 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 auf 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 der letzteren das elektromagnetische Feld durch eine den Leiter umgebende Isolierschicht be-

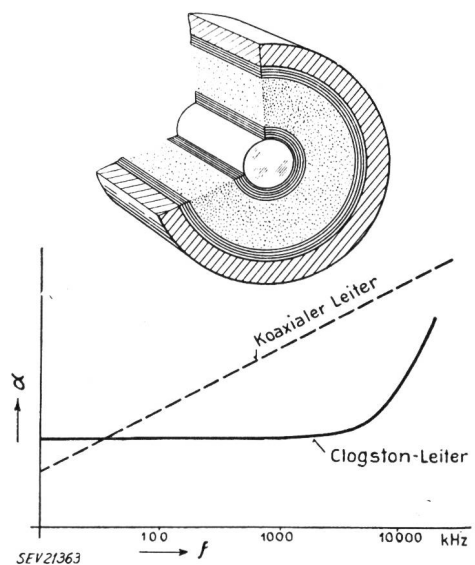


Fig. 24. Aufbau der Clogston-Leitung und charakteristischer Dämpfungsverlauf im Vergleich zu demjenigen des koaxialen Leiters

grenzt 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 Weitverkehr 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 Koaxialkabel das Feld beherrschen.

Zum Schluss seien noch kurz die Koaxialkabelprojekte 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 im Bau begriffene Koaxialkabelnetz Frankreichs, das seinerseits durch Koaxialkabel mit dem englischen Netz und mit Belgien verbunden ist. Damit können die Leitungsbedürfnisse für den Telephonverkehr 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 Koaxialkabelanlage führt von Zürich über den Gotthard nach Lugano und findet über Chiasso den Anschluss an das in Italien zur Auslegung gelangende Koaxialkabel. Dieses verbindet seinerseits die wichtigsten Städte des Landes — Mailand, Genua, Pisa, Florenz, Rom und Neapel — untereinander. Auch diese über die Alpen führende Koaxialkabelanlage wird ausser dem internationalen, ebenfalls den grössten Teil des nationalen Verkehrs zwischen dem Tessin und der übrigen Schweiz aufnehmen.

Das dritte in Auslegung begriffene Koaxialkabel geht von St. Gallen aus und führt über das Appenzellerland nach Feldkirch. Hier wird es an die österreichische Koaxialkabelanlage angeschlossen, die 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 in bezug auf Qualität und Verringerung der Wartezeiten eine weitere, wesentliche Verbesserung eintreten; 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 kann.

Der Einführung des Schnellverkehrs ohne Rückruf oder sogar dem Übergang zum teilweisen voll-

automatischen Betrieb stehen dann — wenigstens leitungsmässig — 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.

Bibliographie

- [1] *R. Croze* et *L. Simon*. Transmission Téléphonique. Théorie des Lignes. Paris 1952.
- [2] *H. Kaden*. Das Nebensprechen zwischen parallelen koaxialen Leitungen. Elektr. Nachr. Techn. **13** (1936), 389...397.
- [3] *W. Wild*. Die Beeinflussung von Breitbandkabeln durch Hochfrequenzsender. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik **48** (1936), 191...201.
- [4] *H. Kaden*. Die Dämpfung und Laufzeit von Breitbandkabeln. Arch. f. Elektrotechn. **30** (1936), 691...712.
- [5] *L. Espenschied* und *M. E. Strieby*. Wide Band Transmission over Coaxial Lines. Electrical Engineering **53** (1934), 1371...1380.
- [6] *S. A. Schelkunoff*. The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields. Bell Syst. Techn. J. **13** (1934), 532...579.
- [7] *K. Höpfner* und *H. F. Mayer*. Stand der Breitbandtechnik in Deutschland. Europ. Fernsprechdienst 1937, H. 46, S. 101...107.
- [8] *R. Sueur*. Les liaisons à grande distance par câble coaxial et leur évolution. Onde électrique **28** (1948), 186...199.
- [9] *R. Sueur*. L'amplificateur de ligne du câble coaxial Paris-Toulouse. Câbles et Transmission **2** (1948), 243...250.
- [10] *D. Thierbach* und *H. Jacoby*. Über die Verteilung der Sprechspannungen bei der Übertragung zahlreicher trägerfrequenter Gespräche. Z. f. techn. Physik **17** (1936), 553...557.
- [11] *H. F. Mayer* und *D. Thierbach*. Über den Einfluss von Nichtlinearität und Wärmerauschen auf die Reichweite von Trägerfrequenz-Vielfachsystemen. Europ. Fernsprechdienst 1938, H. 48, S. 6...12.
- [12] *B. D. Holbrook* and *J. T. Dixon*. Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. Bell Syst. Techn. J. **18** (1939), 624...644.
- [13] *R. A. Brockbank* and *C. A. A. Wass*. Non-Linear Distortion in Transmission Systems. J. Inst. Electr. Eng. Part III **92**, (1945), 45...56.
- [14] *H. Jacoby* und *G. Günther*. Über die Wahrscheinlichkeit der in Trägerfrequenz-Vielfachsystemen auftretenden linearen und nichtlinearen Spannungen. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik **52** (1938), 201...209.
- [15] Convention on the British contribution to Television. Proc. Inst. Electr. Eng. Part III A **99** (1952), Nr. 18.
- [16] *M. Didlaukis* und *H. Kaden*. Die inneren Ungleichmässigkeiten von koaxialen Breitbandkabeln. Elektr. Nachr. Techn. **14** (1937), 13...23.
- [17] *R. Béhus*, *P. Herreng* et *J. Ville*. Sur les conditions de régularité à imposer aux longueurs de fabrication de câbles pour assurer la régularité des sections d'amplification. Câble et Transmission **1** (1947), 3...12.
- [18] *G. Fuchs*. Les distorsions d'affaiblissement et de phase dues aux irrégularités internes des câbles coaxiaux et aux inadaptations des répéteurs. Câbles et Transmission **2** (1948), 233...241.
- [19] *H. Kaden*. Über das Verhalten von Kabeln mit Wellenwiderstandsschwankungen bei Fernseh- und Messimpulsen. Arch. elektr. Übertrag. **7** (1953), 157...162 und 191...198.
- [20] *P. Herreng* et *J. Ville*. Etude des irrégularités d'impédance des câbles coaxiaux par observation oscillographique

des échos d'une impulsion. Câbles et Transmission **2** (1948), 111...130.

G. Conanault et P. Herreng. Etude des irrégularités d'impédance des câbles coaxiaux par observation oscillographique des échos d'une impulsion. Câbles et Transmission **2** (1948), 219...232.

[21] E. Baguley and F. B. Cope. A Pulse Echo Test for the Quality Control and Maintenance of Impedance Uniformity of Coaxial Cables. Post Office Electr. Eng. J. **44** (1952), 164...168.

[22] J. J. Gilbert. A Submarine Telephone Cable with Submerged Repeaters. Electrical Engineering **70** (1951), 248...253.

[23] Tiny Transistor Repeater. Bell. Lab. Rec. **31** (1953), 135.

[24] S. P. Morgan. Mathematical Theory of Laminated Transmission Lines. Bell Syst. Techn. J. **31** (1952), Part I, 883...949, Part II, 1121...1206.

[25] E. F. Vaage. Transmission Properties of Laminated Clogston Type Conductors. Bell Syst. Techn. J. **32** (1953), 695...713.

[26] H. Kaden. Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen. Arch. elektr. Übertrag. **5** (1951), 399...414.

[27] A. Wettstein. Gegenwärtiger Stand der Kabeltelephonie mit Mehrfachausnutzung. Bull. SEV **43** (1952), 804...811.

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

Par Charles Lancoud, Berne

621.315.2.029.5

Résumé. Les caractéristiques de la paire coaxiale en font le circuit idéal pour la transmission de courants à hautes fréquences. Sa fabrication est toutefois délicate; elle requiert l'utilisation de matières premières de haute qualité et une grande précision. La pose du câble et le choix des tracés posent aussi des problèmes auxquels on trouve en général des solutions satisfaisantes. Pour terminer, on explique les mesures envisagées pour la maintenance du câble.

1. Introduction

La paire coaxiale est un circuit idéal pour la transmission de courants de hautes fréquences. Comme toute ligne homogène, elle laisse théoriquement passer une bande de fréquences illimitée. En pratique toutefois, avec les répéteurs dont on dispose actuellement, placés à une distance maximum de 9 km, la bande passante s'étend de 60 à 4100 kHz. La technique des courants porteurs permet ainsi d'acheminer sur une paire coaxiale 960 communications téléphoniques simultanées. La liaison s'effectuant en 4 fils, une paire coaxiale est nécessaire pour chaque sens de transmission. On envisage aussi, sous certaines conditions, de transmettre des programmes de télévision, parallèlement par câbles coaxiaux et par câbles hertziens. Dans ce cas, la distance entre les répéteurs doit être réduite et, pour les installations existantes, il devient nécessaire d'intercaler des répéteurs supplémentaires.

La paire coaxiale sert encore au transport de l'énergie nécessaire aux stations de répéteurs en ligne. Ces dernières sont alimentées en série depuis les stations principales surveillées avec un courant constant de 1,25 A. Une tension de 140 V est nécessaire par répéteur, y compris la chute de tension dans le câble; la tension totale d'alimentation peut atteindre 700 à 800 V, suivant le nombre des stations téléalimentées. On économise de la sorte la construction de lignes d'énergie spéciales et l'installation de dispositifs d'alimentation non surveillés, toujours délicats et coûteux. Les avantages de la paire coaxiale apparaissent donc clairement, tant au point de vue financier qu'au point de vue de l'économie de matières premières qu'elle

Zusammenfassung. Die Eigenschaften des Koaxialpaares bestimmen dieses zur idealen Übertragung von hochfrequenten Strömen. Die Fabrikation ist allerdings heikel, erfordert hochwertige Rohmaterialien und höchste Präzision. Die Auslegung des Kabels sowie die Trassewahl stellen ebenfalls Probleme, die jedoch im allgemeinen in befriedigender Weise gelöst werden können. Abschliessend werden die zur Überwachung des Kabels vorgesehenen Massnahmen erläutert.

permet de réaliser. Ce dernier fait est surtout intéressant pour notre pays qui dépend entièrement de l'étranger pour son approvisionnement.

Le câble à paires coaxiales suisse se compose de 4 paires coaxiales, de 12 quartes téléphoniques ordinaires de 0,6 mm de diamètre destinées à la télé-surveillance, la télésignalisation et la télécommande des répéteurs intermédiaires et aux lignes de service ainsi qu'une paire de mesure de 0,9 mm de diamètre, isolée au polythène, qui sert à la commande des dispositifs de contrôle de l'isolement et à la localisation des défauts (fig. 1).

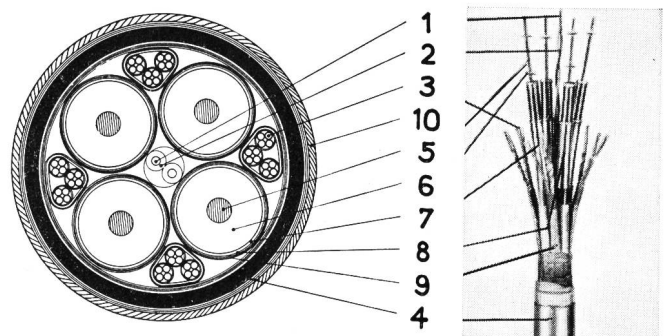


Fig. 1. Câble à paires coaxiales, coupe et vue

- 1 Fil de cuivre \varnothing 0,9 mm
 - 2 Isolation en polythène, épaisseur 0,7 mm
 - 3 Fil de cuivre \varnothing 0,6 mm
 - 4 Gaine de plomb, épaisseur 2,2 mm, \varnothing 33,9 mm
 - 5 Conducteur de cuivre central \varnothing 2,645 mm (0,104")
 - 6 Disque de polythène
 - 7 Tube de cuivre (conducteur extérieur) \varnothing 9,52 mm (0,375")
 - 8 Deux rubans d'acier 12,16 \times 0,13 mm
 - 9 Deux rubans de papier
 - 10 Enveloppe de jute
- Poids du cuivre 608 kg/km
Poids du plomb 2498 kg/km

*) Conférence présentée à la 12^e journée suisse de la technique des télécommunications, le 18 juin 1953, à Berne.