

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 64 (1973)
Heft: 2

Artikel: Die Übertragung von Informationsflüssen des PCM-Sekundärmultiplex- und PCM-Tertiärmultiplex-Systems
Autor: Wellhausen, H.-W.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915506>

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: 31.03.2025

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

Die Übertragung von Informationsflüssen des PCM-Sekundärmultiplex- und PCM-Tertiärmultiplex-Systems

Von H.-W. Wellhausen

621.315.212: 621.395.43: 621.376.56

Die heute üblichen symmetrischen Kabel und Koaxialkabel sind nicht für eine wirtschaftliche Übertragung der Informationsflüsse 8 und 34 Mbit/s geeignet. Daher steht die Konzeption eines neuen Kabels zur Diskussion. Es kommen insbesondere Mikro-Koaxialkabel und bündelgeschirmte, symmetrische Kabel in Betracht. Mittels theoretischer Überlegungen wird versucht, grundsätzliche Parameter für diese beiden Lösungswege anzugeben und auf die Leistungsfähigkeit dieser neu zu entwickelnden Kabel zu schliessen, um dadurch die Wahl zwischen beiden erleichtern zu helfen. Als günstige Parameter für das Mikro-Koaxialpaar bieten sich die Durchmesser 0,6/2,8 mm an, wobei als Dielektrikum Zell-PE vorausgesetzt wird. Der Wellenwiderstand beträgt 75 Ω . Die durch diese Wahl in Kauf genommene Dämpfungserhöhung bewirkt gegenüber dem bei 62,5 Ω liegenden Dämpfungsminimum bezogen auf das pseudo-ternäre Leitungssignal nur einen relativen Feldlängenverlust von 2,4 %. Unter Berücksichtigung des Frequenzverhaltens der Dämpfung und des kanalinternen thermischen Rauschens können bei ausreichender Übertragungsqualität mit dem pseudo-ternären Leitungssignal folgende Feldlängen erzielt werden: Bei 2,048 Mbit/s 8 km, bei 8,448 Mbit/s 4 km und bei 34 Mbit/s 2 km. Diese Feldlängen lassen sich durch mehrstufige Kanal-Codierung entscheidend vergrössern. Um nicht den durch das thermische Rauschen hervorgerufenen Geräuschbeitrag durch äussere Störer zu erhöhen – was eine Verringerung der genannten Feldlängen bedeuten würde –, müssen die Nahnebensprechdämpfungen der Felder bei der Nyquistfrequenz der Systeme etwa 117 dB betragen. Dieser Wert ist für das PCM-Primärmultiplex-System nur durch Eisen-Schirmung jedes einzelnen Koaxialpaares zu erreichen. Die Nahnebensprechforderung kann beim symmetrischen Kabel bei im Vergleich zum Mikro-Koaxialkabel günstigerem Wellendämpfungsverhalten, d. h. grösserem Leiterdurchmesser, herabgesetzt werden. Vernünftige Werte liegen bei 1,2 bis 1,3 mm. Dadurch beträgt die erforderliche Nahnebensprechdämpfung bei gleicher Feldlänge nur noch 82 dB. Die erforderliche Fernnebensprechdämpfung bei den Nyquistfrequenzen der drei Systeme beträgt wie beim Mikro-Koaxialkabel ($a_f - a$) ≥ 38 dB.

Les câbles à paires symétriques ou coaxiales usuels ne conviennent pas pour une transmission économique des flux d'informations de 8 et 34 Mbits/s. C'est pourquoi la conception d'un nouveau câble est envisagée, notamment d'un micro-câble à paires coaxiales ou d'un câble à paires symétriques blindées. Par des considérations théoriques, on cherche à indiquer les paramètres essentiels pour ces deux genres de solutions et à déterminer la capacité de transmission de ces nouveaux câbles à mettre au point, de manière à faciliter le choix de l'un ou de l'autre. Un paramètre favorable de microcâbles à paires coaxiales sont les diamètres de 0,6/2,8 mm, le diélectrique étant du polyéthylène alvéolaire. L'impédance caractéristique est de 75 Ω . L'élévation de l'affaiblissement qui en résulte ne donne lieu qu'à une perte de 2,4 % par longueur de section, par rapport au minimum d'affaiblissement à 62,5 Ω , rapporté au signal de ligne pseudo-ternaire. Compte tenu du comportement de l'affaiblissement avec la fréquence et du bruit thermique dans le canal, il serait possible d'atteindre les longueurs de section suivantes, avec une qualité de transmission suffisante du signal de ligne pseudo-ternaire: 8 km pour 2,048 Mbits/s, 4 km pour 8,448 Mbits/s et 2 km pour 34 Mbits/s. Ces longueurs de section peuvent être nettement augmentées par un codage à plusieurs étages par canal. Afin de ne pas accroître le bruit thermique par des perturbateurs externes, – ce qui réduirait ces longueurs de section –, les affaiblissements paradiaphoniques des sections doivent être d'environ 117 dB à la fréquence de Nyquist des systèmes, valeur qui ne peut être atteinte, dans le cas du système primaire multiplex PCM que par un blindage en fer de chaque paire coaxiale. L'affaiblissement paradiaphonique peut être réduit, dans le cas du câble à paires symétriques, grâce au comportement plus favorable de l'affaiblissement caractéristique, comparativement au microcâble à paires coaxiales. Des valeurs raisonnables sont celles de 1,2 à 1,3 mm. Dans ces conditions, l'affaiblissement paradiaphonique requis n'est plus que de 82 dB, pour la même longueur de section. L'affaiblissement télédiaphonique requis, pour les fréquences de Nyquist des trois systèmes, ($a_f - a$) est plus grand ou égal à 38 dB, comme pour le microcâble à paires coaxiales.

1. Einleitung

Aufbauend auf dem PCM-Primärmultiplex-System mit 30 Fernsprechanälen und einem Informationsfluss von 2,048 Mbit/s sind für die zukünftige Entwicklung eines digitalen Nachrichtenübertragungsnetzes weitere, sinnvoll aufeinander abgestimmte Systemstufen einer Hierarchie notwendig, um noch grössere Bündel von Fernsprechanälen oder andere Fernmeldedienste, die eine grössere Informationskapazität als 2,048 Mbit/s verlangen, digital zu übermitteln. Ein Vervielfachungsfaktor von etwa 4 für die einzelnen Systemstufen hat sich als günstig erwiesen. Dadurch ergeben sich Informationsflüsse von 8,448 Mbit/s für das PCM-Sekundärmultiplex- und etwa 34 Mbit/s für das PCM-Tertiärmultiplex-System. Das zuerst genannte System kann 120 Fernsprech- oder zwei Bildfernprechkanäle, das zuletzt genannte 480 Fernsprechkanäle oder 8 Bildfernprechkanäle oder einen Farbfernsehkanal in codierter Form übermitteln.

In diesem Zusammenhang wird die Frage diskutiert, wie die in binärer Form von den verschiedenen End- und Multiplexergeräten angelieferten Informationsflüsse mit wenig zusätzlichem Aufwand zweckmässig übertragen werden können. Aus wirtschaftlichen Erwägungen sollte nicht auf Klein- oder Normal-Koaxialkabel, sondern, wenn irgend möglich, auf die vorhandenen symmetrischen Kabel zurückgegriffen werden. Jedoch ergeben sich auf Grund der Bedingung, dass Hin- und Rückrichtungen der «vierdrätigen» Übertragungssysteme in

ein und demselben Kabel untergebracht werden müssen («Ein-kabel-Betrieb»), nur geringe Regeneratorfeldlängen. Letztere werden bei dieser Betriebsart im wesentlichen durch das störende Nahnebensprechen bestimmt, das z. B. bei der Nyquistfrequenz des Sekundärmultiplex-Systems von 4,224 MHz Minimalwerte von etwa 40 dB besitzt. Dies würde jedoch zu Feldlängen um 1 km und damit zu sehr unwirtschaftlichen Lösungen führen. Demnach sollte der Entwurf eines neuen, möglichst einfachen Kabeltyps überdacht werden, der nicht nur die Informationsflüsse von 8,448 Mbit/s und etwa 34 Mbit/s bei wirtschaftlich vertretbaren Feldlängen übertragen kann, sondern auch den Informationsfluss von 2,048 Mbit/s des Primärmultiplex-Systems. Da es in erster Linie auf grosse Nahnebensprechdämpfung ankommt, stehen sowohl Mikro-Koaxialkabel [2; 3]¹⁾ mit im Vergleich zu den Klein-Koaxialkabeln (1,2/4,4) geringeren Abmessungen der Koaxialpaare als auch bündelgeschirmte, symmetrische Kabel [7] zur Diskussion. Koaxialkabel sind naturgemäss besser für hohe, symmetrische Kabel besser für tiefe Frequenzbereiche geeignet. Auf Grund dieser Tatsache soll als Ausgangspunkt der folgenden Untersuchungen das Mikro-Koaxialkabel dienen. Nach Auswahl zweckmässiger Radien für die Koaxialpaare soll die Leistungsfähigkeit derselben analysiert werden. Besondere Aufmerksamkeit gilt der Übertragung von 2,048 Mbit/s, da sich in dem zugehörigen Frequenzbereich bereits eine Abnahme der Nah-

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

nebensprechdämpfung bemerkbar macht. Aus den Ergebnissen dieser Betrachtungen soll auf die Anforderungen eines bündelgeschirmten, symmetrischen Kabels mit etwa gleichartiger Leistungsfähigkeit geschlossen werden.

2. Mikro-Koaxialkabel

2.1 Dimensionierung des Koaxialpaares

Die elektrischen Eigenschaften eines Koaxialpaares werden neben den Materialkonstanten ϵ , μ , κ und $\tan \delta$ wesentlich durch das Radienverhältnis r_a/r_i bestimmt, wobei r_a der Radius der inneren zylindrischen Begrenzungsfläche des Aussenleiters und r_i der Radius der äusseren zylindrischen Begrenzungsfläche des Innenleiters bedeuten. Unter der Annahme einer verlustarmen Leitung ($R' \ll \omega L'$ und $G' \ll \omega C'$) gilt für die Wellendämpfung

$$\alpha = 8,6858 \left\{ \sqrt{\frac{\pi \epsilon f}{\kappa}} \cdot \frac{1 + r_a/r_i}{2r_a \cdot \ln(r_a/r_i)} + \pi \tan \delta \cdot f \sqrt{\mu \epsilon} \right\} \frac{\text{dB}}{\text{km}} \quad (1)$$

und für den Wellenwiderstand

$$Z = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_i} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2)$$

Für die Materialkonstanten sollen folgende Werte zugrunde gelegt werden:

$$\epsilon_r = 1,5 \quad (\text{Dielektrikum: Zell-PE}) \quad \mu_r = 1,0$$

$$\kappa = 57 \frac{\text{m}}{\Omega \text{mm}^2} \quad \tan \delta = 4 \cdot 10^{-4}$$

Vom Standpunkt der Nachrichtenübertragung sollte die Wellendämpfung α bei einem bestimmten, angenommenen

Aussenradius r_a möglichst gering sein. Wie die für die Nyquistfrequenz des PCM-Sekundärmultiplex-Systems von 4,224 MHz mit Gl. (1) und (2) ermittelten und in Fig. 1 dargestellten Kurven zeigen, befindet sich ein Dämpfungsminimum bei $r_a/r_i = 3,6$. Der zugehörige Wellenwiderstand beträgt $Z = 62,5 \Omega$. Ferner lässt sich bei konstantem r_a/r_i durch Vergrößerung des Durchmessers der inneren zylindrischen Begrenzungsfläche des Aussenleiters des Koaxialpaares $2r_a$ die Dämpfung reduzieren.

Hinsichtlich einer Einführung von Mikro-Koaxialkabeln in öffentliche Fernsprechnetze wäre es wünschenswert, wie schon bei Normal- und Klein-Koaxialkabeln den Wellenwiderstand auf 75Ω festzulegen. Dann könnte die bisher übliche auf 75Ω abgestimmte Messtechnik auch für diesen Anwendungsfall weiter verwendet werden. Eine derartige Entscheidung würde bei konstantem r_a sowohl eine Erhöhung der Wellendämpfung als auch eine Verringerung des Durchmessers des Innenleiters mit sich bringen, da das Verhältnis von r_a/r_i grösser wird. Ein vernünftiger Kompromiss führt zur Wahl eines Aussendurchmessers von $2r_a = 2,8 \text{ mm}$. Dafür ergibt sich mit Fig. 1 unter Berücksichtigung von $Z = 75 \Omega$ ein Radienverhältnis von $r_a/r_i = 4,65$. Das entspricht einem Durchmesser des Innenleiters von $0,60 \text{ mm}$. Für dieses Mikro-Koaxialpaar $0,6/2,8$ kann mit Gl. (1) folgende bezogene Grössengleichung für die Wellendämpfung angegeben werden:

$$\alpha = 9,7663 \sqrt{(f/\text{MHz})} + 0,0446 (f/\text{MHz}) \frac{\text{dB}}{\text{km}} \quad (3)$$

2.2 Feldlängen-Verlust durch die Wahl des 75- Ω -Koaxialpaares

Im Zusammenhang mit der Festlegung des Wellenwiderstandes auf $Z = 75 \Omega$ ist es interessant zu wissen, wie gross die Verringerung der Regeneratorfeldlänge auf Grund der Dämpfungszunahme ist bzw. welche Feldlängen-Vergrößerung ein $62,5\text{-}\Omega$ -Kabel bringen würde. Unter den Bedingungen, dass

- die Wellendämpfung mit der Wurzel aus der Frequenz ansteigt,
- die Gruppenlaufzeit im interessierenden Frequenzbereich konstant ist,
- die Übertragungsgüte nur durch die Überschreitungswahrscheinlichkeit der Spitzenamplituden des kanalinternen Grundgeräuschs und
- die Kanalbandbreite gleich der doppelten Nyquistfrequenz ist, lässt sich die Regeneratorfeldlänge l näherungsweise für Pseudo-Signale mit Hilfe einer transzendenten Funktion nach [5] lösen.

Die Bezeichnung Pseudo-Signale ist als Oberbegriff für eine ganze Gruppe von Signalen anzusehen, die mit einer in 2 Schritten durchgeführten Kanalcodierung realisiert werden können. Zunächst wird eine bestimmte Anzahl z von Bits zusammengefasst und zu einem 2^z -stufigen Signal ohne Redundanz umcodiert. Anschliessend kann nun - abgesehen von der Stufe Null - das Gesetz der alternierenden Zeichenumkehr getrennt nach der Wertigkeit der Amplitudenstufen angewendet werden. Es entsteht ein mehrstufiges Signal mit $(2^{z+1} - 1)$ Stufen, das wegen seiner Redundanz keine Gleichstromkomponente besitzt. Das einfachste Signal dieser Gruppe ist das bekannte pseudo-ternäre Signal ($z = 1$).

Die Näherungsbeziehungen für die Regeneratorfeldlänge l bei Verwendung von Pseudo-Signalen lautet nach [5]:

$$\frac{e^x}{x} = \frac{P_z}{2 k T_0 F_1 Q \Phi} \quad (4)$$

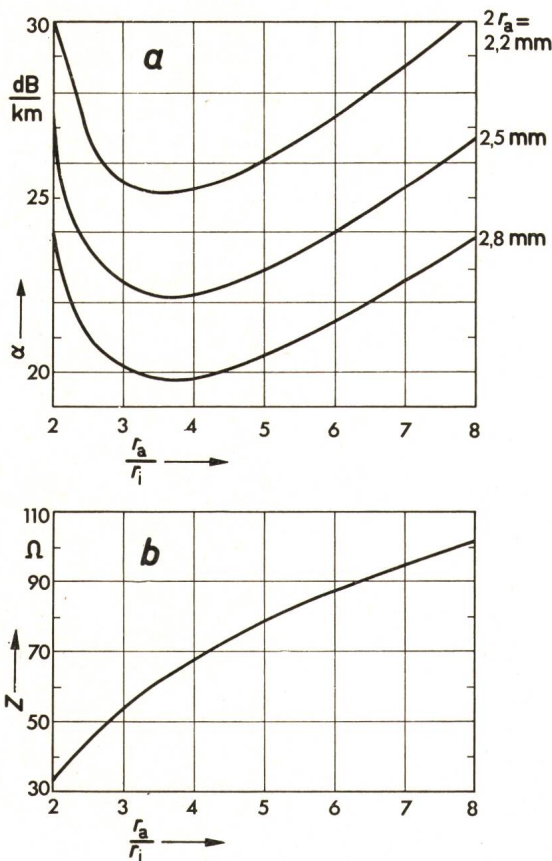


Fig. 1

Wellendämpfung α (a) und Wellenwiderstand Z (b) bei Koaxialpaaren in Abhängigkeit vom Verhältnis der Radien r_a/r_i für 4,224 MHz

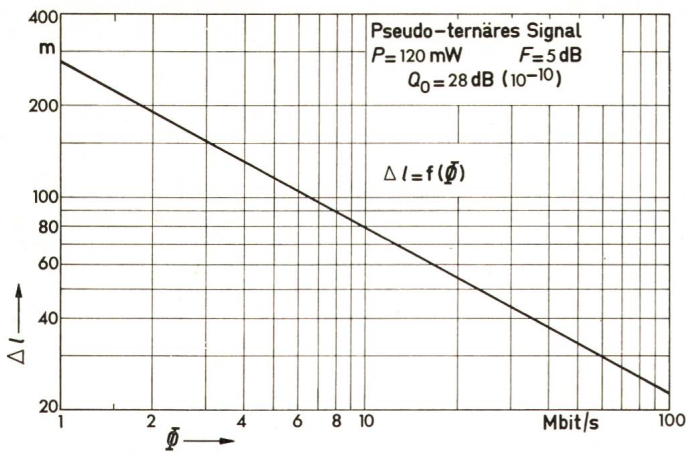


Fig. 2

Absolute Feldlängen-Differenz Δl zwischen den Mikro-Koaxialpaaren 0,78/2,80 (62,5 Ω) und 0,60/2,80 (75,0 Ω) bei Verwendung des pseudoternären Leitungssignals

$$l = \frac{x}{2 \cdot \alpha_s} \sqrt{\frac{z}{\Phi}} \quad (5)$$

Die Berechnung soll für das pseudo-ternäre Signal ($z = 1$) unter folgenden Annahmen durchgeführt werden:

Signal-Spitzenleistung	$P = 120 \text{ mW}$	} für Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-10} pro Feld
Rauschbezugstemperatur	$T_0 = 290 \text{ }^\circ\text{K}$	
Rauschzahl	$F_1 = 3,162$	
Geräuschabstand	$Q_0 = 28 \text{ dB}$	
Leistungsverhältnis	$Q = 6,374 \cdot 10^2$	

Zur Ermittlung der Feldlängen-Differenz muss noch die kilometrische Dämpfung α_s in Np/km bei 1 MHz für die beiden zu vergleichenden Koaxialpaare angegeben werden. Sie kann mit Gl. (1) bzw. (3) berechnet werden:

$$\alpha_s (62,5 \Omega) = 1,1030 \text{ Np/km}$$

$$\alpha_s (75 \Omega) = 1,1295 \text{ Np/km}$$

Mit Gl. (5) kann nun folgende Beziehung für die relative Feldlängen-Vergrößerung $\Delta l / l$ (75 Ω) abgeleitet werden:

$$\frac{\Delta l}{l(75)} = \frac{l(62,5) - l(75)}{l(75)} \cdot 100 = 2,39\% \quad (6)$$

Die relative Feldlängen-Vergrößerung ist unabhängig von x und vom Informationsfluss Φ konstant und beträgt 2,39%. In Fig. 2 sind die absoluten Werte für die Feldlängen-Vergrößerung Δl bzw. die Werte für die Feldlängen-Differenz zwischen dem 62,5- Ω -Koaxialpaar 0,78/2,80 und dem 75- Ω -Koaxialpaar 0,6/2,8 in Abhängigkeit vom Informationsfluss Φ aufgetragen. Die Berechnung zeigt, dass es bei dieser nur geringen Feldlängen-Differenz vom nachrichtentechnischen Standpunkt aus gerechtfertigt ist, ein Koaxialpaar mit den Abmessungen 0,6/2,8 und einem Wellenwiderstand von 75 Ω zu wählen.

2.3 Leistungsfähigkeit des Mikro-Koaxialpaares 0,6/2,8

Das oberste Ziel jeder Signalübertragung sollte sein, über ein Medium bestimmter Länge einen möglichst grossen Informationsfluss Φ mit vertretbarem Aufwand und hinreichender Übertragungsgüte zu übermitteln. Diese Forderung führt wie bei der Trägerfrequenztechnik zu dem Bestreben, mit möglichst grossen Verstärkerabständen zu arbeiten. Sinnvoll abgestufte Feldlängen für die Informationsflüsse des Primär-, Sekundär- und Tertiärmultiplex-Systems scheinen 8, 4 und 2 km zu sein [5]. Welche Informationsflüsse ein Koaxialpaar 0,6/2,8 der

Länge 4 bzw. 2 km bei mehrstufiger Kanalcodierung übertragen kann, zeigen die Fig. 3 bzw. 4. Diese Kurvenverläufe lassen sich aus den Näherungsformeln für Pseudo-Signale Gl. (4) und (5) bzw. für gewöhnliche, b -stufige Signale mit Hilfe des Newtonschen Iterationsverfahrens ermitteln [5]:

$$\frac{e^x}{x} = \frac{P l d b}{2 k T_0 F_1 Q \Phi} \quad (7)$$

$$l = \frac{x}{2 \cdot \alpha_s} \sqrt{\frac{l d b}{\Phi}} \quad (8)$$

Der Berechnung lagen dabei folgende Bedingungen zugrunde:

Signal-Spitzenleistung	$P = 120 \text{ mW}$
Rauschbezugstemperatur	$T_0 = 290 \text{ }^\circ\text{K}$
Rauschzahl	$F_1 = 3,162$
Schritt-Fehlerwahrscheinlichkeit pro Feld	$p = 10^{-9}$ für $l = 4 \text{ km}$
Schritt-Fehlerwahrscheinlichkeit pro Feld	$p = 10^{-10}$ für $l = 2 \text{ km}$
Dämpfung bei 1 MHz	$\alpha_s = 1,124 \text{ Np/km}$ [mit Gl. (3)]

Die Schritt-Fehlerwahrscheinlichkeit würde bei einem Bezugskreis von 2500 km Länge in beiden Fällen immer besser als 10^{-6} sein.

Aus den Kurvenverläufen geht hervor, dass weder die binäre noch die analoge Übertragung für ein Koaxialpaar zweckmässig sind [1; 5]. Die optimalen Werte für die Anzahl der Amplitudenstufen b liegen beim b -stufigen Signal bei 64, beim Pseudo-Signal bei 127/6. Der Informationsfluss Φ kann bei der Wahl derartiger mehrstufiger Signale bei gleichbleibender Feldlänge um über das Zweifache gesteigert werden.

Auf Grund der bei der Ableitung der Näherungsformeln (4), (5), (7) und (8) gemachten Voraussetzungen sind die Werte für den Informationsfluss Φ Mindestwerte.

2.4 Feldlängen-Gewinn durch Leistungserhöhung und mehrstufige Kanalcodierung

Gemäss der Forderung, möglichst grosse Feldlängen zu überbrücken, sollen nun zwei wichtige Einflussgrössen erörtert werden: die Signal-Spitzenleistung P und die Anzahl der Amplitudenstufen b . Als Signalart sollen Pseudo-Signale zugrunde gelegt werden, da sie sich einfach aus einem binären Informationsfluss ableiten lassen und keine Gleichstromkomponente besitzen, damit also wesentlichen betrieblichen Forderungen als Leitungssignal entsprechen. Es gelten demnach die Näherungsbeziehungen (4) und (5). Für den Bezugspunkt werden die bereits im Abschnitt 2.2 zur Berechnung der Feldlängen-Differenz angenommenen Werte herangezogen. Sie gelten für das pseudo-ternäre Signal, welches mit einer Signal-Spitzenleistung von 120 mW gesendet wird. Aus diesen Angaben resultiert eine Bezugslänge l_B , die unter Berücksichtigung von Gl. (4) und (5) folgendermassen beschrieben werden kann:

$$l_B = \frac{x(\Phi)}{2 \alpha_s \sqrt{\Phi}} \quad (9)$$

Dabei ist $x(\Phi)$ der aus Gl. (4) resultierende von Φ abhängige x -Wert. Entsprechend gilt für beliebige Feldlängen bei beliebigen Signal-Spitzenleistungen und beliebigen Kanalcodierungen

$$l = \frac{x(P, z, Q, \Phi) \cdot \sqrt{z}}{2 \alpha_s \sqrt{\Phi}} \quad (10)$$

wobei $x(P, z, Q, \Phi)$ wiederum aus Gl. (4) zu ermitteln ist. Gesucht ist der relative Feldlängen-Gewinn:

$$\Delta y = \frac{l - l_B}{l_B} \cdot 100 \% \quad (11)$$

Mit Gl. (9) und (10) ergibt sich schliesslich:

$$\Delta y = \left(\sqrt{z} \cdot \frac{x(P, z, Q, \Phi)}{x(\Phi)} - 1 \right) 100 \% \quad (12)$$

Da es sich um relative Werte handelt, spielt der Informationsfluss keine Rolle. Er muss für die Berechnung nur konstant sein. Die Auswertung von Gl. (12) führt zu den in Fig. 5 für das pseudo-ternäre, pseudo-septenäre und pseudo-quinidenäre Signal skizzierten Geraden. Sowohl die Erhöhung der Signal-Spitzenleistung als auch die Vergrößerung der Anzahl der Amplitudenstufen führen zu einem, allerdings sehr unterschiedlichen Feldlängen-Gewinn. Eine Leistungsverdoppelung erbringt beim pseudo-ternären Signal nur 2,9%, beim pseudo-septenären wegen der nach Gl. (12) mit \sqrt{z} zunehmenden Steigung der Geraden auch nur $\sqrt{z} \cdot 2,9\% = 4,1\%$ Gewinn. Das ist sehr wenig, wenn man berücksichtigt, dass die Erhöhung der Leistung mit erheblichen Schwierigkeiten bei der Fernspeisung erkauft werden muss.

Entscheidende Feldlängen-Gewinne sind nur durch mehrstufige Kanalcodierungen zu erreichen.

2.5 Beeinflussung der Übertragung durch äussere Störgeräusche

Alle bisher dargelegten Untersuchungen berücksichtigen die zwei hauptsächlichsten Einflussgrössen der Übertragung: das Frequenzverhalten der Wellendämpfung und das kanalinterne Grundgeräusch. Das kanalinterne Reflexionsgeräusch wurde vernachlässigt. Werden jedoch mehrere Koaxialpaare zu einem Koaxialkabel verseilt, wobei die Anzahl der Paare n wesentlich von verkehrstechnischen Gesichtspunkten abhängt, müssen nun auch äussere Störeinflüsse in die Berechnungen einbezogen werden.

Fig. 6 soll die Verhältnisse der Nah- und Fernnebensprechkopplung in einfacher Weise wiedergeben. Über beide Kopplungen gelangt im allgemeinen von $(n - 1)$ störenden, parallel laufenden Koaxialpaaren ein Geräuschbeitrag an den Eingang des Regenerators der gestörten Leitung, der den Betrag des kanalinternen Grundgeräusches erhöht. Aus der zulässigen Erhöhung dieses Beitrages kann mit Hilfe zweier sich aus Fig. 6 ergebender Grenzbedingungen eine grobe Abschätzung der

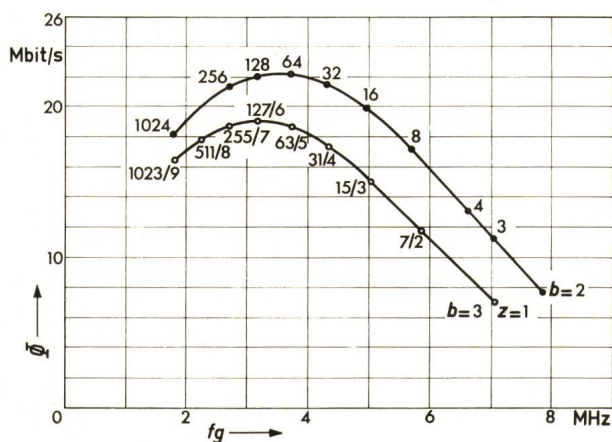


Fig. 3

Mindestwerte des übertragbaren Informationsflusses Φ bei einem 4 km langen Mikro-Koaxialpaar 0,6/2,8 in Abhängigkeit von Kanalbandbreite fg und Kanalcodierung ($P = 120$ mW, $p = 10^{-9}$)

- Gewöhnliche, b -stufige Signale $fg = \Phi/ld$
- Pseudo-Signale $fg = \Phi/z$ $z = ld(b+1)-1$

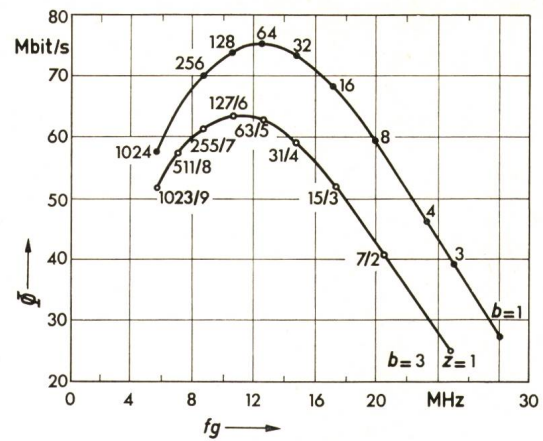


Fig. 4

Mindestwerte des übertragbaren Informationsflusses bei einem 2 km langen Mikro-Koaxialpaar 0,6/2,8 in Abhängigkeit von Kanalbandbreite und Kanalcodierung ($P = 120$ mW, $p = 10^{-10}$)

- Gewöhnliche, b -stufige Signale $fg = \Phi/ld$
- Pseudo-Signale $fg = \Phi/z$ $z = ld(b+1)-1$

erforderlichen Werte von Nah- und Fernnebensprechdämpfung vorgenommen werden.

Zur Erleichterung der Rechnung soll eine vereinfachende Annahme über den Geräuschabstand getroffen werden, die im Hinblick auf die Abschätzung durchaus erlaubt erscheint. Die bisherigen Berechnungen in den Abschnitten 2.2, 2.3 und 2.4 bezogen sich auf ein für den Entscheider-Punkt definiertes Leistungsverhältnis Q mit der Signal-Spannung Spitze Null U_{s0} und mit der effektiven Geräuschspannung U_R . Demnach gelten folgende Beziehungen bei gleichem Lastwiderstand:

$$Q = \frac{U_{s0}^2}{U_R^2} \quad (13)$$

wobei der 10fache Logarithmus Q_0 mit Geräuschabstand bezeichnet wird:

$$Q_0 = 10 \log Q = 20 \log \frac{U_{s0}}{U_R} \text{ dB} \quad (14)$$

Für die Näherungsrechnung soll nun angenommen werden, dass dieser für den Entscheider-Punkt definierte Geräuschabstand gleich dem am Regenerator-Eingang ist.

Für die Abschätzung werden folgende Pegel- und Dämpfungswerte eingeführt, die alle für die Nyquistfrequenz des sinusförmigen, pseudo-ternären Signals gelten sollen:

- Pegel der Signal-Spitzenleistung $p_0 = 10 \log \frac{U_{s0}^2}{R}$
- Pegel der mittleren Signalleistung $p_s = 10 \log \frac{U_{s0}^2}{4R}$
- Pegel der Empfangsspitzenleistung p_E
- Störleistungspegel p_{St}
(hervorgerufen entweder durch Nah- oder Fernnebensprechen)
- Nahnebensprechdämpfung a_n
- Fernebensprechdämpfung a_t
- Dämpfung der Regeneratorfeldlänge $a = \alpha l$

Die Summe der Signalleistungen der störenden Systeme, die um den jeweiligen Wert der Nebensprechdämpfung bei der Nyquistfrequenz vermindert am Regenerator-Eingang der beeinflussten Leitung einwirkt, wird entsprechend Gl. (13) bzw. (14) als Geräusch aufgefasst, weshalb im folgenden mit mittleren Leistungen gerechnet werden soll. Es wird dabei angenommen, dass die Nah- und Fernnebensprechdämpfungen zwischen den einzelnen Paaren gleich sein soll.

Die Grenzbedingung für die Nahnebensprechdämpfung ist durch Subtraktion der folgenden beiden Gleichungen zu erhalten:

$$p_E = p_0 - a \quad (15)$$

$$p_{St} = \left(p_s + 10 \log \frac{n}{2} \right) - a_n \quad (16)$$

$$p_E - p_{St} = a_n - a - 10 \log \frac{n}{2} + 6 \text{ dB} \quad (17)$$

Hierbei wird angenommen, dass sich die Störbeiträge von den $n/2$ Koaxialpaaren leistungsmässig addieren. Die Differenz $p_E - p_{St}$ ist der für ein ordnungsgemässes Arbeiten des Regenerators erforderliche Geräuschabstand A , wenn nur die Nahnebensprechgeräusche die Regeneratorfeldlänge bestimmen. Aus Gl. (17) ergibt sich die Grenzbedingung für die Nahnebensprechdämpfung

$$a_n \geq A + a + 10 \log n - 9 \text{ dB} \quad (18)$$

Diese Bedingung ist unabhängig vom Sendepiegel.

Ähnlich lässt sich die Beziehung für die Fernnebensprechdämpfung ermitteln:

$$p_E = p_0 - a \quad (19)$$

$$p_{St} = p_s + 10 \log \left(\frac{n}{2} - 1 \right) - a_f \quad (20)$$

$$p_E - p_{St} = (a_f - a) - 10 \log \left(\frac{n}{2} - 1 \right) + 6 \text{ dB} \quad (21)$$

Auch hier wird Leistungsaddition angenommen. Die Differenz $p_E - p_{St}$ ist der erforderliche Geräuschabstand A , wenn nur die Fernnebensprechgeräusche die Regeneratorfeldlänge bestimmen. Die Grenzbeziehung für die Fernnebensprechdämpfung lautet:

$$(a_f - a) \geq A + 10 \log (n - 2) - 9 \text{ dB} \quad (22)$$

Die Übertragung von 2,048 Mbit/s stellt an das Mikro-Koaxialkabel die schärfste Bedingung hinsichtlich der Nebensprechdämpfungen, da das zugehörige Leistungsspektrum bereits in den unteren Frequenzbereich fällt. Die in [5] mit 8 km angegebene Regeneratorfeldlänge resultiert aus dem kanal-internen Grundgeräusch. Wegen der mit abnehmender Frequenz fallenden Werte der Nebensprechdämpfungen muss in

diesem Fall mit einer Addition aller drei Geräusche gerechnet werden: Dem Grund-, Nahnebensprech- und Fernnebensprechgeräusch. Es kommt jetzt darauf an, die erforderlichen Werte für a_n und a_f unter der Bedingung zu berechnen, dass das Grundgeräusch nur unmerklich von aussen beeinflusst wird.

Bei einem Bezugskreis von z. B. 2500 km müsste für eine Strecken-Fehlerwahrscheinlichkeit von besser als 10^{-6} pro Feld eine Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-9} verlangt werden. Das würde einen Geräuschabstand im Entscheider-Punkt Q_0 für das pseudo-ternäre Signal von 24,53 dB erfordern, wobei 3 dB Reserve für beliebige Toleranzen berücksichtigt worden sind. Dieser auf das Grundgeräusch bezogene Abstand gilt voraussetzungsgemäss auch für den Regenerator-Eingang. Die Grenzbeziehungen (18) bzw. (22) beschreiben jede für sich die Nah- bzw. Fernnebensprechbedingungen. Der in ihnen enthaltene Geräuschabstand $A = p_E - p_{St}$, der entsprechend zu Q_0 ebenfalls das Verhältnis der Spitzenleistung zur effektiven Geräuschleistung beinhaltet, muss jetzt allerdings grösser als 24,53 dB angenommen werden, damit nicht die Feldlänge von 8 km durch das zusätzlich über das Nah- und Fernnebensprechen eingekoppelte Geräusch verringert wird. Unter der Annahme, dass jeder der beiden zusätzlichen Geräuschanteile so gross ist wie das vorhandene Grundgeräusch und für das bandbreiteabhängige Grundgeräusch für alle 3 in Frage kommenden Informationsflüsse zusätzlich 6 dB in Rechnung gesetzt werden, ergeben sich folgende Verhältnisse:

$$\begin{aligned} A &= (24,53 + 9) \text{ dB} = 33,53 \text{ dB} \\ a &= 9,8 \text{ dB/km} \cdot 8 \text{ km} = 78,4 \text{ dB} \\ n &= 24 \text{ Koaxialpaare} \end{aligned}$$

Mit Gl. (18) und (22) werden folgende für 1,024 MHz gültige Grenzwerte ermittelt:

$$\begin{aligned} a_n &\geq 117 \text{ dB} \\ (a_f - a) &\geq 38 \text{ dB} \end{aligned}$$

Die Berechnungen für 8,448 Mbit/s, entsprechend einer Feldlänge von 4 km, führen zu den gleichen Grenzwerten. Unter Berücksichtigung des Leistungsspektrums des pseudo-ternären Signals erhält man die in Fig. 7 aufgezeichneten Grenzkurven für die Nah- und Fernnebensprechdämpfung. Der Dämpfungsabfall im oberen Frequenzbereich beträgt 30 dB/Oktave, dagegen im unteren nur 6 dB/Oktave. Diese aus einer Abschätzung gewonnenen Werte sollten als Richtwerte angesehen werden. Aus ihnen ist die Notwendigkeit für einen Eisen-schirm pro Koaxialpaar erkennbar, wenn man die bisherigen Messwerte an Mikro-Koaxialkabeln zugrunde legt [2; 3]. Dieser Zwang resultiert insbesondere aus der Forderung, den Informationsfluss von 2,048 Mbit/s über eine Feldlänge von 8 km zu übertragen.

3. Bündelgeschirmtes, symmetrisches Kabel

3.1 Aufgabenstellung

Für die Übertragung der drei genannten Informationsflüsse bieten sich auch symmetrische Kabel an, die im Gegensatz zu den Koaxialkabeln gewisse betriebliche Vorteile besitzen. Für die Übertragung des vom T 2-Systems abgegebenen Informationsflusses von 6,312 Mbit/s wird zum Beispiel ein neu entwickeltes, 50paariges, symmetrisches Kabel von niedriger Kapazität verwendet [6]. Allerdings wird es im Zweikabel-Betrieb eingesetzt, um die harten Nahnebensprechbedingungen von vornherein zu umgehen. Ein Einkabel-Betrieb ist mit dem in

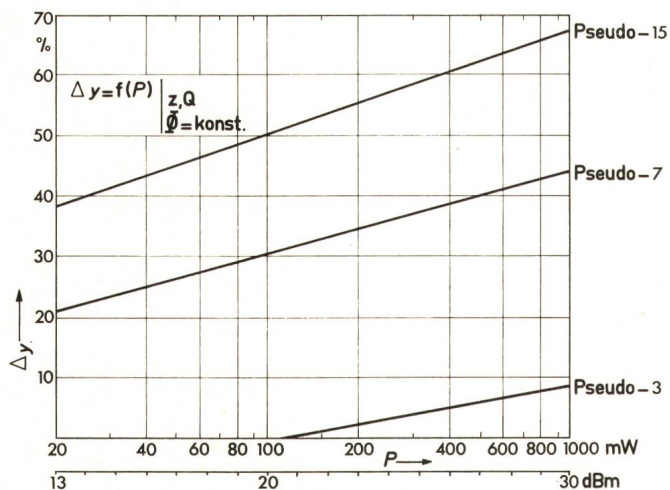


Fig. 5

Relativer Feldlängen-Gewinn Δy in Abhängigkeit von der Signal-Spitzenleistung P und Kanalcodierung

[7] vorgeschlagenen bündelgeschirmten, symmetrischen Kabel möglich. Eine bestimmte Anzahl von Paaren wird zu einem Bündel zusammengefasst und unter einem Kupferschirm vereinigt. Im Kabel selbst befinden sich mehrere derartige Bündel, die gegeneinander eine geringe Nahnebensprechkopplung besitzen. Es stellt sich die Frage nach einem optimalen Leiterdurchmesser und den damit im Zusammenhang stehenden erforderlichen Werten der Nah- und Fernnebensprechdämpfungen. Die Untersuchungen sollen unter der Bedingung durchgeführt werden, dass für die drei verschiedenen Informationsflüsse unter Verwendung des pseudo-ternären Signals ebenfalls die Feldlängen 2,4 und 8 km erreicht werden. Im übrigen sollen alle im Abschnitt 2.5 gemachten Annahmen auch hier gültig sein.

3.2 Leiterdurchmesser, Nah- und Fernnebensprechdämpfung

Bei der digitalen Signalübertragung auf symmetrischen Kabeln sind das kanalinterne Grundgeräusch, sowie das Nah- und das Fernnebensprechgeräusch, die für die Feldlänge massgebenden Einflussgrößen. Man kann aus den Untersuchungen im Abschnitt 2.5 relativ einfach auf die Anforderungen an das bündelgeschirmte Kabel schliessen.

Geht man von einem Leiterdurchmesser von 0,9 mm aus, der etwa zu den beim Koaxialpaar 0,6/2,8 erreichten Werten der Wellendämpfung in Gl. (3) führen würde, müssten die gleichen in Fig. 7 aufgezeigten Richtwerte für die Nah- und Fernnebensprechdämpfung verlangt werden, um die drei verschiedenen Informationsflüsse bei den angegebenen Feldlängen zu übermitteln. Ob diese strengen Forderungen für die Nebensprechdämpfungen erfüllbar sind, darf bezweifelt werden. Ein Ausweg bietet sich in der Form, dass man unter Beibehaltung der Feldlängen die Wellendämpfung soweit reduziert, dass man nach Gl. (18) zu realistischeren Nahnebensprechdämpfungen kommt. Geht man von der in [7] angegebenen bezogenen Grössengleichung für die Wellendämpfung eines 1,2 mm starken Leiterpaares aus

$$\alpha = 5,22 \sqrt{f} + 0,045 f / \text{MHz} \frac{\text{dB}}{\text{km}} \quad (23)$$

so ergibt sich unter den im Abschnitt 2.5 gemachten Bedingungen für A und n ein reduzierter Wert für die Nahnebensprechdämpfung von $a_n \geq 82$ dB. Es gilt die in Fig. 7 gestrichelt eingezeichnete Kurve.

4. Schlussfolgerungen

Über ein Mikro-Koaxialkabel, dessen mit einem Dielektrikum aus Zell-PE aufgebaute und eisengeschirmte Paare die

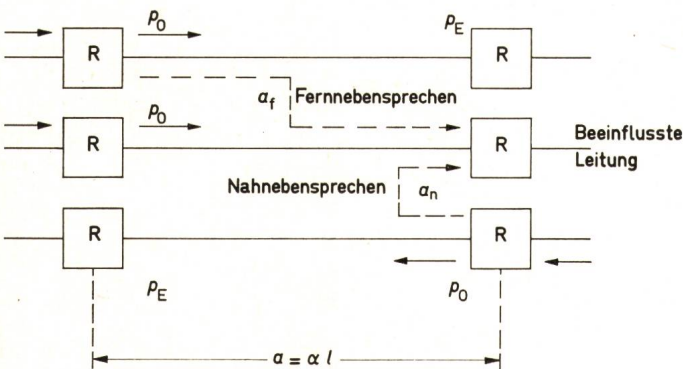


Fig. 6
Nebensprechkopplungen innerhalb eines Regeneratorfeldes

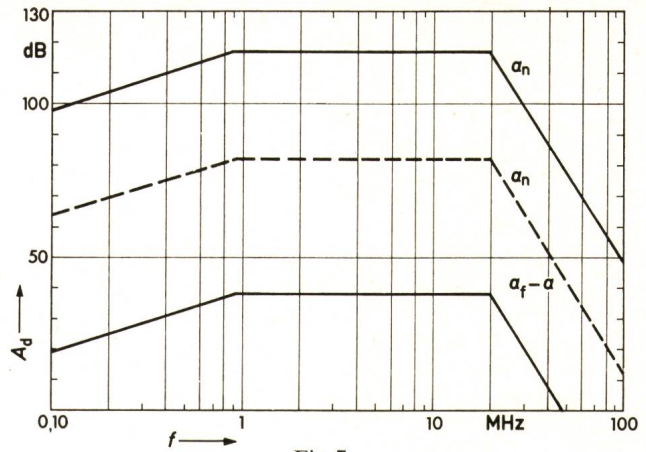


Fig. 7
Nebensprechforderungen beim Mikro-Koaxialkabel 0,6/2,8

A_d	Nebensprechdämpfung
f	Frequenz
$a_f - a$	Fernnebensprechdämpfung
a_n	Nahnebensprechdämpfung

Durchmesser 0,6/2,8 mm besitzen, können die Informationsflüsse 2,048, 8,448 bzw. 34 Mbit/s über die Feldlängen 8,4 bzw. 2 km mit ausreichender Übertragungsqualität übermittelt werden. Diese Feldlängen lassen sich durch aufwendigere, mehrstufige Kanalcodierungen erheblich vergrössern. Die vergleichsweise hohen Nahnebensprechforderungen beim Mikro-Koaxialkabel 0,6/2,8 lassen sich beim bündelgeschirmten, symmetrischen Kabel durch Verringerung der Wellendämpfung, d. h. durch Vergrösserung der Leiterstärken, reduzieren. Sinnvolle Durchmesser liegen bei 1,2 oder 1,3 mm. Sollten die angegebenen Richtwerte für die Nahnebensprechdämpfung a_n von etwa 82 dB und für die Fernnebensprechdämpfung ($a_f - a$) von etwa 38 dB bei den Nyquistfrequenzen der drei Systeme mit Sicherheit eingehalten werden, so existiert vom nachrichtentechnischen Standpunkt kein Unterschied zwischen den beiden Übertragungsmitteln. Für die endgültige Entscheidung zwischen den zwei Lösungswegen sind dann nur noch wirtschaftliche und betriebliche Gesichtspunkte massgebend. Für die symmetrische Lösung sprechen die einfache Fernspeisung, die längere Fernspeiseschleife, die einfachere Spleisstechnik und die günstigeren Nebensprechverhältnisse in den unteren Frequenzbereichen, für die koaxiale Lösung dagegen sprechen der gleichmässige Aufbau der Paare (ein Ausgleich ist nicht notwendig) und die günstigeren Nebensprechverhältnisse in den oberen Frequenzbereichen.

Literatur

- [1] J. R. Pierce: Information rate of coaxial cable with various modulation systems. Bell Syst. Techn. J. 45(1966)8, p. 1197...1207.
- [2] G. Paladin e A. Savino: Trasmissione di segnali PCM su cavi coassiali normali e speciali. Rendiconti della LXIX riunione annuale AEI 1968.
- [3] S. Longoni a. o.: New italian type of cables for PCM and FDM transmission. Proceedings of the 19th International Wire and Cable Symposium (1970), p. 136...143.
- [4] H. W. Wellhausen: Die Übertragung pseudoternärer Leitungssignale über Koaxialkabel. Technischer Bericht des Forschungs-Institutes des Fernmeldetechnischen Zentralamtes Nr. A 442 TBr. 28. Darmstadt, FTZ, 1970.
- [5] H. W. Wellhausen: Beitrag zur Übertragung digitaler Basisband-Signale über Koaxialkabel. Der Fernmelde-Ingenieur 26(1972)1.
- [6] D. E. Setzer and A. S. Windeler: A low capacitance cable for the T 2 digital transmission line. Proceedings of the 19th International Wire and Cable Symposium (1970), p. 167...174.
- [7] T. Aratani a. o.: Fundamental considerations on PCM-100 Mb/s system. Review of the Electrical Communication Laboratory 18(1970)5/6, p. 290...295.

Adresse des Autors:

Dipl.-Ing. H.-W. Wellhausen, Forschungsinstitut des Fernmeldetechnischen Zentralamtes, Am Kavalleriesand 3, (D-61) Darmstadt.