

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: 43 (1965)

Heft: 2

Artikel: Stabilität bei Verwendung von Gabelendverstärkern = Stabilité en cas d'emploi d'amplificateurs terminaux

Autor: Nüsseler, F.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874970>

Nutzungsbedingungen

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

Conditions d'utilisation

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

Terms of use

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

Download PDF: 30.04.2026

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

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von den Schweizerischen Post-, Telephon- und Telegraphen-Betrieben - Publié par l'entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses - Pubblicato dall'azienda delle poste, dei telefoni et dei telegrafi svizzeri

F. Nüsseler, Bern

621.395.376.016.35: 621.395.64

Stabilität bei Verwendung von Gabelendverstärkern Stabilité en cas d'emploi d'amplificateurs terminaux

Zusammenfassung. Die Stabilität ist eine der wichtigsten Eigenschaften eines Telephonnetzes, und ihre Einhaltung legt der Planung Einschränkungen auf. Im vorliegenden Aufsatz werden die Stabilitätsprobleme im Blick auf die Verwendung der Gabelendverstärker zwischen Fern- und Bezirksnetz behandelt. Durch diesen Schritt erfährt die Niederfrequenzverstärkertechnik eine starke Aufwertung. Es soll deshalb ein breiter Kreis von Fernmeldetechnikern mit den damit verbundenen Problemen vertraut gemacht werden.

Résumé. La stabilité est une des plus importantes caractéristiques d'un réseau téléphonique et son observation impose des restrictions à la planification. Le présent article traite les problèmes de stabilité en rapport avec l'emploi des amplificateurs terminaux entre le réseau interurbain et le réseau rural. La technique des amplificateurs à deux fils est ainsi mise considérablement en valeur. C'est la raison pour laquelle on explique ici les problèmes y relatifs à l'intention d'un large cercle de techniciens de la transmission.

Riassunto. Stabilità in caso d'utilizzazione di amplificatori terminali a forchetta. La stabilità è una delle più importanti caratteristiche d'una rete telefonica e la sua osservanza implica certe restrizioni nella pianificazione. Il presente articolo tratta i problemi di stabilità in relazione all'uso di amplificatori terminali a forchetta tra la rete interurbana e la rete rurale. La tecnica degli amplificatori bassa frequenza a due fili ne risulta considerevolmente avvalorata. L'autore ha pertanto voluto esporre questi problemi a una larga cerchia di tecnici delle telecomunicazioni.

Einleitung

Das Fernleitungsnetz wurde in den letzten Jahren mehr und mehr durch Inbetriebnahme von Trägerfrequenzsystemen erweitert. Nun ist jede Trägerleitung im Grunde genommen eine Vierdrahtleitung, eine Leitungsart die sich besonders für die Überbrückung grösserer Distanzen eignet. Werden Vierdrahtleitungen mit Gabelschaltungen an Zweidrahtämter angeschlossen, so geht diese Eignung teilweise verloren, und ein solcher Leitungsabschnitt ist bei Stabilitätsuntersuchungen wie ein Zweidrahtverstärkerkreis zu behandeln. Diese Tatsache war mitbestimmend bei den Überlegungen, die dazu führten, in den Fernknotenämtern die Tandemverbindungen vierdrähtig durchzuschalten. Die verbleibenden niederfrequenten TA- und TE-2-Leitungen werden dann durch Gabelverstärker an das Vierdrahtamt angeschaltet.

Introduction

L'extension récente et actuelle du réseau interurbain se fait de plus en plus par la mise en service de systèmes à courants porteurs. Le circuit à courants porteurs étant en principe une ligne à quatre fils, il convient particulièrement pour des liaisons à grandes distances. Lorsque les circuits à quatre fils sont raccordés à un central à deux fils par l'intermédiaire d'un termineur, ils perdent en partie cette qualité et, lors d'analyses de stabilité, on doit considérer un tel tronçon comme un circuit amplifié à deux fils. Ce fait a été déterminant lors des études qui ont conduit à l'introduction de la commutation à quatre fils des communications tandems dans les centraux nodaux interurbains. Les circuits à basse fréquence TA et TE2 sont raccordés au central à quatre fils au moyen d'un amplificateur terminal.

Heute stehen wir vor einem weiteren, bedeutenden Schritt im Fernverkehr: Die vierdrähtige Durchschaltung soll schrittweise auch in den Fernendämtern Wirklichkeit werden. Damit will man die Restdämpfung für Fernverbindungen mit dem Bezirksnetz reduzieren, ohne dabei die Stabilität zu beeinträchtigen. Das Bezirksnetz besteht aber überwiegend aus metallischen Leitungen, die nun zur Erreichung der vorgesehenen Verbesserungen mit Endverstärkern auszurüsten sind.

Prinzip des Gabelndverstärkers

Der Gabelndverstärker dient zwei Zwecken: er soll eine Zweidrahtleitung entdämpfen und sie in eine Vierdrahtleitung verwandeln, das heisst die Sprechrichtungen trennen. Diese Forderungen passen nicht schlecht zueinander, sie sind in jedem klassischen Zweidrahtverstärker verwirklicht. Man braucht nur den Zweidrahtverstärker zu halbieren (Fig. 1)

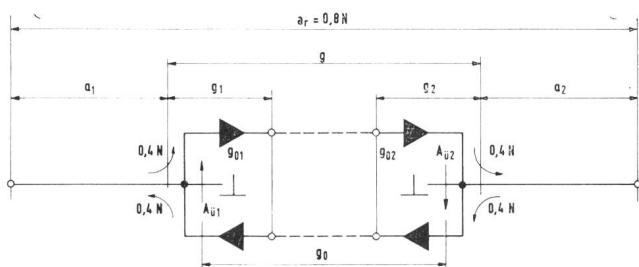


Fig. 1

und erhält im Prinzip den Endverstärker. Nach dem schweizerischen Dämpfungsplan entspricht dann die Restdämpfung von 0,4 N einer Verbindung von 2/4-Draht den Verlusten aus der Leistungsteilung in der Gabelschaltung; die Dämpfung der Zweidrahtleitung wird vom Verstärker kompensiert. Werden also zwei endverstärkte Leitungen durch den Vierdrahtautomaten miteinander verbunden, so soll die Restdämpfung der ganzen Verbindung 0,8 N betragen. Da die Dämpfung der angeschlossenen Leitung frequenzabhängig ist, muss der Verstärker entdämpfen und entzerren. Ein Hochpassfilter soll die unerwünschten 50-Hz-Signale vom Verstärker fernhalten, und ein Tiefpassfilter verhindert ein Schwingen oberhalb der Bandgrenze. Um die Signalisierung zu gewährleisten, ist der Endverstärker mit einem Signalsatz ausgerüstet, der die Gleichstromsignale des Automaten und die 50-Hz-Wechselstromsignale der Leitung umsetzt.

Die Stabilität

Eine endverstärkte Leitung allein kann nicht schwingen, solange die Vierdrahtseite offen ist. Im Betriebsfall stellt jedoch ein solcher Stromkreis nur einen Abschnitt einer Telefonverbindung dar. Wahlweise kann am Vierdrahtende eine weitere endverstärkte Leitung oder eine echte Vierdrahtleitung an-

Actuallement, nous nous trouvons au seuil d'un nouveau développement du trafic interurbain. La commutation à quatre fils sera réalisée par étapes aussi dans les centraux terminus interurbains. Le but fixé est la réduction de l'équivalent des communications passant du réseau rural au réseau interurbain, sans affecter la stabilité. Le réseau rural se composant pour la plus grande part de circuits métalliques, il faut donc les équiper d'amplificateurs terminaux pour obtenir les améliorations prévues.

Principe de l'amplificateur terminal

L'amplificateur terminal sert à deux fins: il doit amplifier un circuit à deux fils et le transformer en quatre fils, en séparant aussi les sens de transmission. Ces deux exigences s'accordent; elles sont satisfaites dans chaque amplificateur à deux fils classique. Il suffit de partager le répéteur à deux fils (fig. 1) et on obtient en principe l'amplificateur terminal. D'après le plan d'affaiblissement suisse, l'équivalent de 0,4 N d'une liaison 2/4 fils correspond alors à la division par deux de la puissance au termineur, l'affaiblissement de la ligne à deux fils étant compensé par le gain de l'amplificateur. Une liaison composée de deux circuits avec amplificateur terminal et commutée par un central quatre fils devrait donc avoir un équivalent de 0,8 N. Comme l'affaiblissement des lignes est une fonction de la fréquence, l'amplificateur doit compenser les pertes et égaliser la courbe de réponse. Un filtre passe-haut empêche les signaux à 50 Hz d'agir sur l'amplificateur et un filtre passe-bas évite un sifflement en dessus de la bande transmise. Pour assurer la signalisation, le répéteur est muni d'un signaleur convertissant les signaux à courant continu de l'automate et les signaux à courant alternatif de la ligne.

La stabilité

Un circuit muni d'un amplificateur terminal ne peut pas s'amorcer aussi longtemps que le côté quatre fils est ouvert. En fonctionnement, un tel circuit représente seulement un tronçon d'une liaison téléphonique. Côté quatre fils, l'automate peut connecter au choix un autre circuit avec amplificateur terminal, ou un circuit à quatre fils véritable, au bout duquel se trouve un termineur, ou bien encore un amplificateur terminal au prochain central (fig. 2).

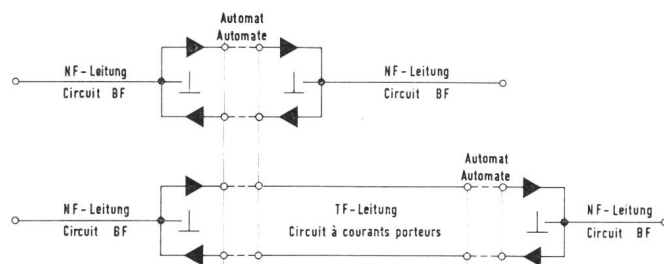


Fig. 2

geschaltet werden, auf die dann aber in einem folgenden Amt entweder eine Gabel oder ein Endverstärker als Vierdrahtabschluss folgt (Fig. 2). Solche Verbindungen nehmen die Eigenschaften einer zwei-drahtverstärkten Leitung an, und die Stabilität ist zu beachten. Es muss unbedingt vermieden werden, dass sich über die beteiligten Gabelschaltungen eine Rückkopplung bilden kann und die Verbindung zum Pfeifen bringt.

Dieser unerwünschte Zustand tritt solange nicht ein, als für jeden Verstärkerkreis die Bedingung

$$A_{\bar{u}1} + A_{\bar{u}2} > 2g_0 \quad (1)$$

erfüllt ist.

Darin bedeutet $A_{\bar{u}}$ die Gabelübergangsdämpfung, die sich zusammensetzt aus $A_{\bar{u}} = A_F + 0,8 N$. g_0 ist der Verstärkungsgrad. Die 0,8 N sind die Gabeldämpfung, und A_F ist die resultierende Fehlerdämpfung entsprechend

$$A_F = \ln \left| \frac{Z_1 + Z_N}{Z_1 - Z_N} \right| \quad (2)$$

(Z_1 = Eingangsscheinwiderstand der Leitung, Z_N = Impedanz der Nachbildung). Ersetzt man hierin Z_1 durch

$$Z_W \cdot \frac{1 + r \cdot e^{-2\Gamma}}{1 - r \cdot e^{-2\Gamma}}$$

(Z_W = Wellenwiderstand, r = Reflexionsfaktor am Leitungsende und Γ = Übertragungsmass der Leitung), so erhält man nach Umformungen

$$A_F = \ln \left| \frac{1 + e^{-A_{F0}} \cdot e^{-A_{RF}}}{e^{-A_{F0}} + e^{-A_{RF}}} \right| \quad (3)$$

wenn man $e^{-A_{F0}}$ für $\frac{Z_W - Z_N}{Z_W + Z_N}$ und $e^{-A_{RF}}$ für $r \cdot e^{-2\Gamma}$ setzt.

Die Stabilitätsbedingung (1) schreibt sich nun

$$A_{F1} + 0,8 + A_{F2} + 0,8 > 2g_0$$

oder

$$A_{F1} + A_{F2} > 2g \quad (4)$$

wobei g dem Betriebsverstärkungsgrad entspricht. In erster Annäherung scheint die Erfüllung dieser Forderung kein Problem zu sein, denn die Werte bekannter Fehlerdämpfungen sind immer grösser als die Verstärkungsgrade. Da aber ein Abschluss der Zweidrahtende nicht für alle Schaltzustände garantiert werden kann, muss die Schaltung leerlauf- und kurzschlussstabil sein.

Für diese beiden Extremfälle, deren Reflexionsfaktoren sich nur im Vorzeichen unterscheiden, wird das Minimum der Fehlerdämpfung

$$A_F = \ln \left| \frac{1 \pm e^{-A_{F0}} \cdot e^{-2\Gamma}}{e^{-A_{F0}} \pm e^{-2\Gamma}} \right| \quad (5)$$

($e^{-A_{RF}} = e^{-2\Gamma}$)

A_{F0} entspricht $\ln \frac{Z_W + Z_N}{Z_W - Z_N}$ und ist gegeben durch die

Ces liaisons ont les mêmes caractéristiques qu'une ligne amplifiée à deux fils et on doit observer la stabilité. Il faut éviter à tout prix qu'il se produise à travers les termineurs en jeu une réaction et que la liaison commence à siffler.

Cette situation indésirable est évitée aussi longtemps que, pour chaque circuit amplificateur, la condition

$$A_{\bar{u}1} + A_{\bar{u}2} > 2g_0 \quad (1)$$

est remplie.

$A_{\bar{u}}$ signifie l'affaiblissement composite du transformateur différentiel, qui se compose de $A_{\bar{u}} = A_F + 0,8 N$. G_0 est le coefficient d'amplification. La valeur de 0,8 N correspond à l'affaiblissement du différentiel et A_F représente l'affaiblissement d'équilibrage selon

$$A_F = \ln \left| \frac{Z_1 + Z_N}{Z_1 - Z_N} \right| \quad (2)$$

(Z_1 = impédance d'entrée de la ligne, Z_N = impédance de l'équilibreur.) En remplaçant Z_1 par

$$Z_W \cdot \frac{1 + r \cdot e^{-2\Gamma}}{1 - r \cdot e^{-2\Gamma}}$$

(Z_W = impédance caractéristique, r = coefficient de réflexion à l'extrémité, et Γ = exposant de propagation de la ligne), on obtient après des transformations

$$A_F = \ln \left| \frac{1 + e^{-A_{F0}} \cdot e^{-A_{RF}}}{e^{-A_{F0}} + e^{-A_{RF}}} \right| \quad (3)$$

après avoir remplacé $\frac{Z_W - Z_N}{Z_W + Z_N}$ par $e^{-A_{F0}}$ et $r \cdot e^{-2\Gamma}$ par $e^{-A_{RF}}$

La condition de stabilité (1) peut donc s'écrire

$$A_{F1} + 0,8 + A_{F2} + 0,8 > 2g_0$$

ou

$$A_{F1} + A_{F2} > 2g \quad (4)$$

si g correspond au gain composite mesuré entre les bornes deux fils et quatre fils. En première approximation, cette condition ne pose pas de problème, les valeurs d'affaiblissement d'équilibrage étant toujours supérieures aux coefficients d'amplification. Mais une terminaison des extrémités deux fils n'étant pas assurée pour toutes les phases de commutation, le dispositif doit être stable à circuit ouvert et à circuit fermé.

Pour ces deux cas extrêmes, dont les coefficients de réflexion ne se distinguent que par leur signe, le minimum de l'affaiblissement d'équilibrage devient

$$A_F = \ln \left| \frac{1 \pm e^{-A_{F0}} \cdot e^{-2\Gamma}}{e^{-A_{F0}} \pm e^{-2\Gamma}} \right| \quad (5)$$

($e^{-A_{RF}} = e^{-2\Gamma}$)

A_{F0} correspond à $\ln \frac{Z_W + Z_N}{Z_W - Z_N}$ et est donné par

Genauigkeit, mit der es gelingt, die Wellenimpedanz Z_W der Leitung durch die Nachbildung Z_N darzustellen; die Homogenität des Kabels selbst sei genügend. Die Formel (5) zeigt, dass für Leerlauf oder Kurzschluss dann mit der doppelten Leitungsdämpfung als Fehlerdämpfung zu rechnen ist (Fig. 3), wenn die Nachbildung der Wellenimpedanz entspricht: also für

$$\left| e^{-A_{F0}} \right| \ll \left| e^{-2\Gamma} \right| \quad \text{wird}$$

$$A_F = \ln \left| \frac{1}{e^{-2\Gamma}} \right| = \ln \frac{1}{e^{-2a}} = 2a \quad (6)$$

$$(\Gamma = a + jb)$$

In diesem Betriebsfall wird die Stabilitätsgleichung (4)

$$A_{F1} + A_{F2} = 2g + 2S \quad (7)$$

$$(S = \text{Stabilität})$$

oder nach (6)

$$2a_1 + 2a_2 = 2g + 2S \quad (8)$$

und somit

$$S = a_1 + a_2 - g \quad (9)$$

Die gesamte Leitungsdämpfung, vermindert um die Betriebsverstärkung, ergibt die Restdämpfung

l'exactitude atteinte pour représenter l'impédance caractéristique de la ligne par un équilibreur, si l'homogénéité du câble est suffisante. La formule (5) démontre qu'on peut considérer comme affaiblissement d'équilibrage pour circuit ouvert et circuit fermé l'affaiblissement double du circuit (fig. 3), à condition que l'impédance de l'équilibreur corresponde à l'impédance caractéristique de la ligne.

Pour $\left| e^{-A_{F0}} \right| \ll \left| e^{-2\Gamma} \right|$, on a donc

$$A_F = \ln \left| \frac{1}{e^{-2\Gamma}} \right| = \ln \frac{1}{e^{-2a}} = 2a \quad (6)$$

$$(\Gamma = a + jb)$$

Dans cette condition d'exploitation, l'équation de stabilité (4) peut s'écrire

$$A_{F1} + A_{F2} = 2g + 2S \quad (7)$$

$$(S = \text{stabilité})$$

ou selon (6)

$$2a_1 + 2a_2 = 2g + 2S \quad (8)$$

et on obtient

$$S = a_1 + a_2 - g \quad (9)$$

L'affaiblissement de liaison total diminué du gain composite donne l'équivalent:

$$a_r = a_1 + a_2 - g \quad (10)$$

c'est-à-dire que

$$S = a_r \quad (11)$$

La stabilité effective d'un circuit à deux fils amplifié sera en général plus petite que son équivalent¹. On ne peut guère éviter tout à fait un défaut d'équilibrage, le transformateur différentiel n'est pas idéal et le câble possède encore quelques points de réflexion plus ou moins forte. Les valeurs indiquées sur la figure 4 montrent la réalité.

Le cas idéal serait celui d'un seul amplificateur à deux fils ou de deux amplificateurs terminaux dans toute une chaîne. S'il y a plusieurs répéteurs à deux fils, la stabilité est encore réduite. Aux réflexions des extrémités de la ligne s'ajoutent les réflexions des autres amplificateurs à deux fils, en tant que leurs affaiblissements d'équilibrage ne sont pas très élevés, ainsi que les réflexions se produisant entre ligne et entrée deux fils du répéteur. C'est la raison pour laquelle le nombre d'amplificateurs à deux fils par liaison est limité et que les efforts pour obtenir un bon affaiblissement d'équilibrage sont justifiés. En introduisant la commutation à quatre fils et en formant les lignes interurbaines de circuits à quatre fils, on cherche à éviter des circuits amplifiés à deux fils inutiles. L'idéal serait un amplificateur terminal à chaque extrémité de la liaison interurbaine à quatre fils.

¹ G. Rahmig: Die Genauigkeit der Näherungsformeln für Fehlerdämpfung und Gabelübergangsdämpfung in Gabelschaltungen. AEÜ 15 (1961), Heft 5, S. 245 ff.

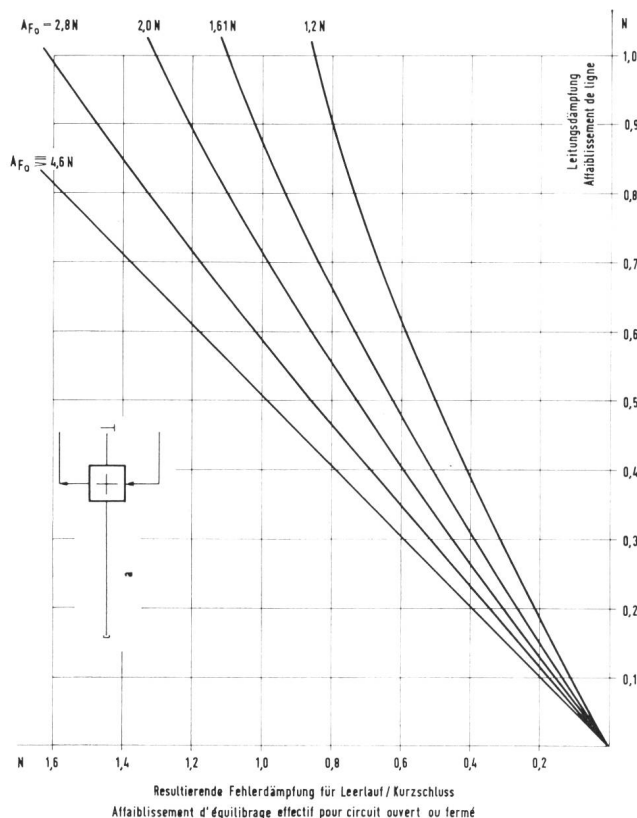


Fig. 3

Zusammenhang zwischen Nachbildungsfehler, Leitungsdämpfung und resultierender Fehlerdämpfung bei Leerlauf oder Kurzschluss

Relation entre déséquilibre d'impédance, affaiblissement de ligne et affaiblissement d'équilibrage effectif pour circuit ouvert ou fermé

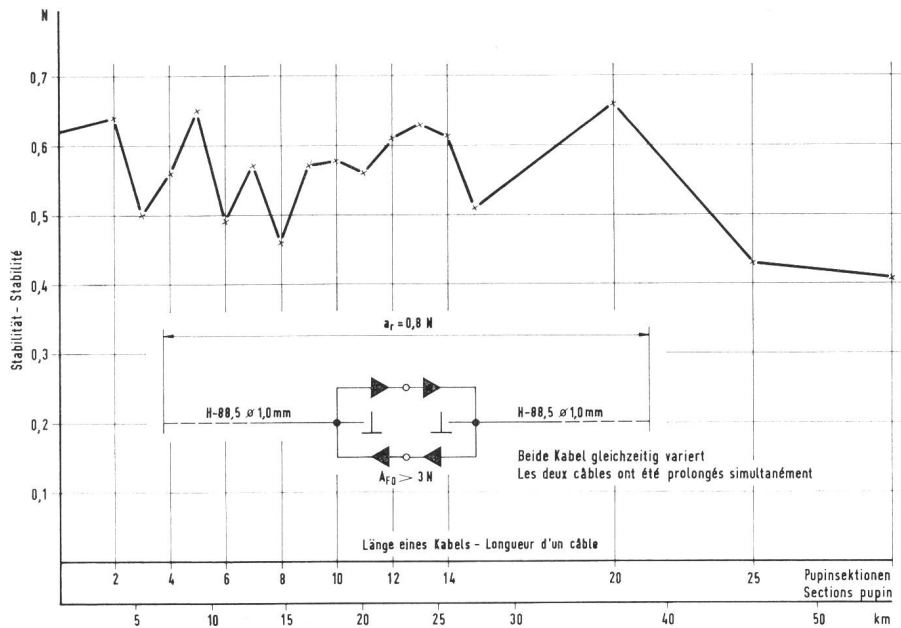


Fig. 4

Effektiv gemessene Stabilität in Abhängigkeit der Kabellänge – Stabilité effective mesurée en fonction des longueurs de câbles

$$a_r = a_1 + a_2 - g \quad (10)$$

also entspricht nach obigem:

$$S = a_r \quad (11)$$

Die Stabilität einer verstärkten Zweidrahtleitung wird meistens geringer ausfallen als ihre Restdämpfung¹. Ein Nachbildungsfehler wird nie ganz zu vermeiden sein, die Gabelschaltung ist nicht ideal, und das Kabel hat noch kleinere und grössere Stossstellen. Die Tatsache sei mit den Messwerten in *Figur 4* dokumentiert.

Nur ein Zweidrahtverstärker oder zwei Endverstärker in einer ganzen Kette können als Idealfall angesehen werden. Bei weiteren Zweidrahtverstärkerkreisen wird die Stabilität zusätzlich vermindert. Zu den Reflexionen von den Leitungsenden kommen noch die Rückflüsse über die andern Zweidrahtverstärker, solange deren Fehlerdämpfung nicht sehr hoch ist, sowie die Reflexionen zwischen Leitung und Verstärkereingang hinzu. Aus diesem Grunde ist die Zahl der Zweidrahtverstärker je Verbindung beschränkt, und es sind gute Fehlerdämpfungen anzustreben. Mit der Vierdrahtdurchschaltung und der Bildung der Fernleitungen aus Vierdrahtstromkreisen sucht man unnötige Zweidrahtverstärkerkreise zu vermeiden. Der Idealfall wäre ein Gabelendverstärker nur an beiden Enden des vierdrähtigen Fernleitungsabschnittes.

Minimale Fehlerdämpfung

Die Beziehungen zwischen der Fehlerdämpfung A_{F0} und dem Übertragungsmass Γ bei Totalreflexion zur resultierenden Fehlerdämpfung A_F sind in Formel (5)

¹ G. Rahmig: Die Genauigkeit der Näherungsformeln für Fehlerdämpfung und Gabelübergangsdämpfung in Gabelschaltungen. AEÜ 15 (1961), Heft 5, S. 245ff.

L'affaiblissement d'équilibrage minimal

Les rapports entre l'affaiblissement d'équilibrage A_{F0} , l'exposant de propagation Γ et l'affaiblissement d'équilibrage composite A_F en cas de réflexion totale sont exprimés dans la formule (5). En supposant que $e^{-A_{F0}} \cdot e^{-2\Gamma} \ll 1$, on peut poser avec une exactitude suffisante:

$$A_F \cong \ln \frac{1}{e^{-A_{F0}} + e^{-2\Gamma}} \quad (12)$$

Un amplificateur terminal est en principe un demi-amplificateur à deux fils, on peut donc lui appliquer l'équation (7):

$$A_F = g + S = 2a - a_r + S = 2a - 0,8 + S \quad (13)$$

Les deux dernières formules (12+13) expriment la même grandeur:

$$\begin{aligned} e^{-A_{F0}} + e^{-2\Gamma} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} \\ e^{-A_{F0}} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} - e^{-2\Gamma} \end{aligned} \quad (14)$$

En négligeant dans l'expression $\Gamma = a + jb$ le déphasage caractéristique, on ne considère que le cas le plus défavorable; c'est-à-dire une addition directe du déséquilibre d'impédance et de la réflexion.

$$\begin{aligned} e^{-A_{F0}} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} - e^{-2a} \\ &= e^{-2a} (e^{0,8 - S} - 1) \\ A_{F0} &= 2a - \ln \frac{1}{e^{0,8 - S} - 1} \end{aligned} \quad (15)$$

Si l'on exige une stabilité S minimale de 0,4 N, il devient

$$A_{F0} = 2a - \ln \frac{1}{e^{0,4} - 1} = 2a + 0,71 \text{ N} \quad (16)$$

ausgedrückt. Setzt man voraus, dass $e^{-A_{F_0}} \cdot e^{-2\Gamma} \ll 1$, so darf ohne grossen Fehler geschrieben werden:

$$A_F \cong \ln \frac{1}{e^{-A_{F_0}} + e^{-2\Gamma}} \quad (12)$$

Weiter muss für einen Gabelendverstärker als halber Zweidrahtverstärker gemäss Gleichung (7) gelten:

$$A_F = g + S = 2a - a_r + S = 2a - 0,8 + S \quad (13)$$

Die beiden letzten Gleichungen (12+13) werden einander gleichgesetzt.

$$\begin{aligned} e^{-A_{F_0}} + e^{-2\Gamma} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} \\ e^{-A_{F_0}} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} - e^{-2\Gamma} \end{aligned} \quad (14)$$

Wenn man in $\Gamma = a + jb$ das Phasenmass vernachlässigt, berücksichtigt man den ungünstigsten Fall, das heisst eine spannungsmässige Addition von Nachbildungsfehler und Rückfluss:

$$\begin{aligned} e^{-A_{F_0}} &= e^{-(2a - 0,8 + S)} - e^{-2a} \\ &= e^{-2a} (e^{0,8 - S} - 1) \\ A_{F_0} &= 2a - \ln \frac{1}{e^{0,8 - S} - 1} \end{aligned} \quad (15)$$

Verlangt man nun eine minimale Stabilität S von 0,4 N, so wird

$$A_{F_0} = 2a - \ln \frac{1}{e^{0,4} - 1} = 2a + 0,71 \text{ N} \quad (16)$$

Auf Grund dieser einfachen Formel lässt sich nun die erforderliche Nachbildungsgüte bestimmen oder umgekehrt die höchstzulässige Leitungsdämpfung berechnen. Für den Fall, dass $A_{F_0} = 3,2 \text{ N}$, wird

$$a_{\max} = \frac{1}{2} (3,2 - 0,7) = 1,25 \text{ N}$$

Zu den vorgängigen Annahmen und dem Resultat drängen sich einige Bemerkungen auf:

- Die spannungsmässige Addition der Rückflüsse kann nicht über das ganze Frequenzband erfolgen. Da der Rückfluss vom Leitungsende mit dem doppelten Phasenmass dreht, wird die Addition nur für einen schmalen Frequenzbereich, der sich in Abständen von $2 \triangle b = 2 \pi$ wiederholt, zutreffen.
- Die Leitungsdämpfung a_{\max} gilt für die höchste effektiv übertragene Frequenz. Die Grunddämpfung bei 800 Hz wird also kleiner ausfallen.
- Die Rechnung gilt nur für einen Zweidrahtverstärker in der Verbindung. Wie sollen aber Verbindungen mit zwei und drei Zweidrahtverstärkerkreisen stabil sein, wenn die Fehlerdämpfung A_{F_0} im günstigsten Fall 3,2 N beträgt? Dank weiterer unberücksichtigter Faktoren, wie Dämpfungsverzerrung bei tiefen (Zentralen) und hohen Frequenzen (Filtern), ist auch in diesen Fällen normalerweise die Stabilität noch gewährleistet.

Sur la base de cette formule simple, on peut calculer l'affaiblissement d'adaptation A_{F_0} nécessaire ou déterminer inversement l'affaiblissement maximal admissible de la ligne. Dans le cas où $A_{F_0} = 3,2 \text{ N}$, on obtient

$$a_{\max} = \frac{1}{2} (3,2 - 0,7) = 1,25 \text{ N}$$

A ces hypothèses et au résultat obtenu, il convient d'ajouter quelques remarques:

- L'addition directe des réflexions n'est pas possible pour toute la bande de fréquences. Comme le vecteur de réflexion de l'extrémité de la ligne tourne avec le double déphasage, une addition arithmétique ne se réalise que pour une étroite bande de fréquences qui se répète à des intervalles $2 \cdot \triangle b = 2 \pi$.
- L'affaiblissement a_{\max} est valable pour la plus haute fréquence effectivement transmise. L'affaiblissement de base à 800 Hz sera donc plus bas.
- Le calcul n'est valable que pour un répéteur à deux fils dans la liaison. Comment peut-on alors garantir la stabilité de communications ayant deux ou trois répéteurs à deux fils, si l'affaiblissement d'adaptation A_{F_0} se monte à 3,2 N au cas le plus favorable? C'est grâce à d'autres facteurs non considérés, comme la distorsion d'affaiblissement aux basses fréquences (centraux) et aux hautes fréquences (filtres), que la stabilité est encore assurée.

Stabilité et emplacement du répéteur

Les expériences faites dans la technique des amplificateurs à deux fils enseignent qu'on a avantage à amplifier une ligne si possible à mi-chemin. Là encore, il faut en chercher la raison dans les rapports entre l'affaiblissement d'équilibrage et la stabilité. En équipant les circuits ruraux et interurbains d'amplificateurs terminaux que l'automate va commuter au choix, il ne faut pas négliger cet aspect. On va donc calculer l'affaiblissement maximum de ligne pour un déséquilibre d'impédance $e^{-A_{F_0}}$ de $e^{-2,8}$, une stabilité S requise de 0,4 N et un équivalent de 0,8 N. On est intéressé aux deux cas, l'amplificateur au milieu et à l'extrémité de la ligne.

Pour la première disposition (fig. 5a), la condition de stabilité est donnée par (7):

$$2S = A_{F_1} + A_{F_2} - 2g = 2 \cdot 0,4 \text{ N}$$

En mettant

$$A_{F_1} = A_{F_2} = A_F$$

on obtient

$$A_F - g = 0,4 \text{ N}$$

et en remplaçant g par $2a - a_r$

$$A_F - 2a + a_r = 0,4 \text{ N}$$

et comme

$$a_r = 0,8 \text{ N}$$

il reste

$$2a - A_F = 0,4 \text{ N}$$

ou

$$2a - \ln \frac{1 + e^{-2,8} \cdot e^{-2a}}{e^{-2,8} + e^{-2a}} = 0,4 \text{ N} \quad (17)$$

Stabilität und Lage des Verstärkers

Die Erfahrungen der Zweidrahtverstärkertechnik lehren, dass es am günstigsten ist, eine Leitung möglichst in der Mitte zu verstärken. Auch hier liegt der Grund in den Zusammenhängen zwischen Fehlerdämpfung und Stabilität. Indem nun Bezirks- und Fernkabel mit Endverstärkern ausgerüstet werden, die der Automat beliebig zusammenschaltet, darf dieser Aspekt nicht vernachlässigt werden. Es sei deshalb für Nachbildungsfehler von $e^{-A_{F0}} = e^{-2,8}$ und eine geforderte Stabilität S von 0,4 N untersucht, wie gross die Leitungsdämpfung bei einer Restdämpfung von 0,8 N werden darf. Es interessieren die beiden Fälle, bei denen der Verstärker entweder in der Mitte oder am Ende der Leitung eingesetzt wird.

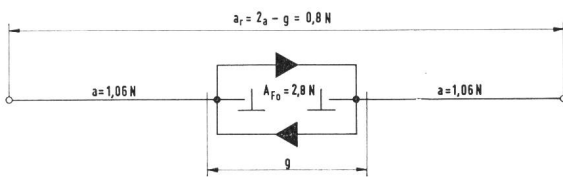


Fig. 5a

Für den ersten Fall (Fig. 5a) lautet die Stabilitätsbedingung (7)

$$2S = A_{F1} + A_{F2} - 2g = 2 \cdot 0,4 \text{ N}$$

Setzt man

$$A_{F1} = A_{F2} = A_F$$

so wird

$$A_F - g = 0,4 \text{ N}$$

wobei

$$g = 2a - a_r; \text{ folglich } A_F - 2a + a_r = 0,4 \text{ N}$$

und mit

$$a_r = 0,8 \text{ N}$$

bleibt dann

$$2a - A_F = 0,4 \text{ N}$$

oder

$$2a - \ln \frac{1 + e^{-2,8} \cdot e^{-2a}}{e^{-2,8} + e^{-2a}} = 0,4 \text{ N} \quad (17)$$

Die Auflösung führt zu einer quadratischen Gleichung, wovon die reelle Variante $a = 1,06 \text{ N}$ ergibt ($2a = 2,12 \text{ N}$).

Dem zweiten Fall (Fig. 5b) entspricht folgende Stabilitätsgleichung:

$$2S = A_{F1} + A_{F2} - 2g = 2 \cdot 0,4 \text{ N}$$

$$0 + A_{F2} - 2g = 0,8 \text{ N}$$

$$A_{F2} - 2a + 2a_r = 0,8 \text{ N}$$

$$2a - A_{F2} = 0,8 \text{ N}$$

$$2a - \ln \frac{1 + e^{-2,8} \cdot e^{-2a}}{e^{-2,8} + e^{-2a}} = 0,8 \text{ N} \quad (18)$$

und nach Auflösung wird

$$a = 1,5 \text{ N}$$

La solution se présente comme une équation quadratique, dont la variante réelle donne $a = 1,06 \text{ N}$ ($2a = 2,12 \text{ N}$) comme résultat.

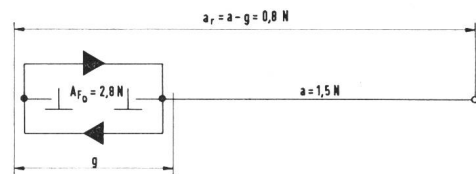


Fig. 5b

Au second cas (fig. 5b) correspond l'équation de stabilité suivante:

$$2S = A_{F1} + A_{F2} - 2g = 2 \cdot 0,4 \text{ N}$$

$$0 + A_{F2} - 2g = 0,8 \text{ N}$$

$$A_{F2} - 2a + 2a_r = 0,8 \text{ N}$$

$$2a - A_{F2} = 0,8 \text{ N}$$

$$2a - \ln \frac{1 + e^{-2,8} \cdot e^{-2a}}{e^{-2,8} + e^{-2a}} = 0,8 \text{ N} \quad (18)$$

et le calcul fournit

$$a = 1,5 \text{ N}$$

Cette variante se présente lorsqu'un circuit avec amplificateur terminal est prolongé directement dans le réseau local par l'intermédiaire d'un termineur. Il faut comparer la valeur de 1,5 N aux $2 \times 1,06 = 2,12 \text{ N}$ d'affaiblissement de ligne avec amplification au milieu. Ce résultat montre clairement que la première solution est plus intéressante.

Les problèmes de la mise au point de l'équilibreur²

Comme on l'a déjà relevé, l'affaiblissement d'équilibrage A_{F0} provenant d'un désaccord entre l'impédance caractéristique de la ligne et l'équilibreur doit être aussi élevé que possible. Pour mieux répondre à cette condition, il faut régler individuellement certains éléments de l'équilibreur. La figure 6 montre les conséquences.

L'impédance d'entrée d'une ligne ne correspond qu'à l'impédance caractéristique, si la ligne est homogène et qu'elle est terminée sans réflexion à l'autre extrémité. En état de service, il se produit toujours à l'extrémité deux fils une réflexion plus ou moins forte et on désirerait compenser la réflexion avec l'équilibreur. A condition que l'impédance caractéristique corresponde à l'impédance de l'équilibreur, une réflexion r de l'extrémité de la ligne se présente au différentiel comme il suit:

$$r_o = r \cdot e^{-2\Gamma} = r \cdot e^{-2a} \cdot e^{-j2b} \quad (19)$$

ce qui donne un affaiblissement d'équilibrage de

$$A_F = \ln \left| \frac{1}{r_o} \right| = \ln \left| \frac{1}{r} \right| + 2a \quad (20)$$

²J. Bugdahn. Ermitteln und Prüfen von Nachbildungen für beliebige Leitungen nach dem Kurzschluss-Leerlauf-Verfahren. Fernmeldepraxis 41 (1964), Heft 20, S. 763 ff.

Diese Variante liegt vor, wenn eine endverstärkte Leitung direkt mit einer Gabel zweidrahtig ins Ortsamt verlängert wird. Die 1,5 N sind den $2 \times 1,06 = 2,12$ N Leitungsdämpfung gegenüberzustellen. Damit ist deutlich bewiesen, dass die Verstärkung in der Mitte vorteilhafter ist.

Probleme beim Nachbildungsabgleich²

Wie bereits erwähnt, soll die Fehlerdämpfung A_{F0} , herrührend aus der Unstimmigkeit zwischen Wellenwiderstand der Leitung und Nachbildung, möglichst hoch sein. Um dieser Forderung besser zu entsprechen, müssen einzelne Elemente der Nachbildung innerhalb gewisser Grenzen individuell eingestellt werden. Über die Auswirkung gibt *Figur 6* Aufschluss.

Der Eingangsscheinwiderstand einer Leitung entspricht aber nur dem Wellenwiderstand, wenn die Leitung homogen und am andern Ende reflexionsfrei abgeschlossen ist. Im Betriebsfall entsteht jedoch am Zweidrahtende eine mehr oder weniger starke Reflexion, und der Wunsch liegt nahe, deren Rückfluss mit der Nachbildung zu kompensieren. Unter der Voraussetzung, dass der Wellenwiderstand der Nachbildungsimpedanz entspricht, erscheint die Reflexion r vom Leitungsende in der Gabelschaltung als

$$r_o = r \cdot e^{-2\Gamma} = r \cdot e^{-2a} \cdot e^{-j2b} \quad (19)$$

und es ergibt sich daraus die resultierende Fehlerdämpfung

$$A_F = \ln \left| \frac{1}{r_o} \right| = \ln \left| \frac{1}{r} \right| + 2a \quad (20)$$

Die Wirkung der Phasendrehung $j2b$ ist nur scheinbar verlorengegangen: die Phasenlage des Rückflusses ist weiterhin gegeben durch das Argument $2b$. Zudem ist b eine frequenzabhängige Grösse, und es wird bei pupinisierten Leitungen praktisch unmöglich, eine Reflexion an einem andern Ort zu korrigieren. Die *Figur 7* zeigt die Zusammenhänge zwischen Reflexions- und Fehlerdämpfung für die Fälle $Z_N = Z_W$ und $Z_N \neq Z_W$. Wenn die Nachbildung nicht mit der Wellenimpedanz übereinstimmt, so wird die resultierende Fehlerdämpfungskurve stark wellig, und die Minimalwerte fallen niedriger aus.

Die Tatsache, dass die Fehlerdämpfung weitgehend durch den Leitungsabschluss bestimmt wird, wirkt sich besonders unangenehm beim Einstellen der Nachbildung an kurzen Leitungen aus. Für den Praktiker gilt eine Leitung als abgeschlossen, wenn der Linienübertrager auf 600 Ohm endet. Diese Anpassung ist jedoch unbefriedigend, weil der Übertrager nicht ideal übersetzt, auf die eher kapazitive Leitung ein induktiver Abschluss folgt und der Wellenwiderstand der Leitung selber frequenzabhängig ist. Der Eingangsscheinwiderstand der Leitung weist eine ent-

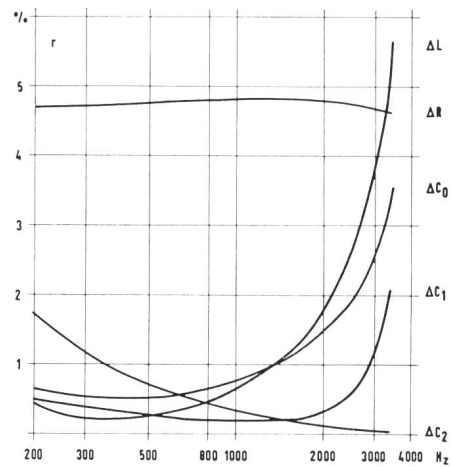
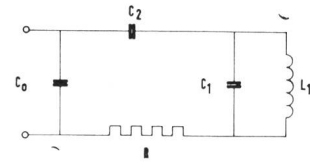


Fig. 6

Hoyt-Nachbildung: eine Abweichung von 10% eines der Elemente ergibt die obigen Reflexionskurven
 Equilibreur Hoyt: un écart de 10% d'un élément donne les coefficients de réflexion ci-dessus

L'effet du déphasage $j2b$ n'a disparu qu'apparemment: l'angle de phase de la réflexion est toujours donné par l'argument $2b$. En plus, b varie en fonction de la fréquence et il est pratiquement impossible de corriger sur une ligne pupinisée une réflexion à un autre endroit qu'à l'origine. La *figure 7* montre les relations entre l'affaiblissement de réflexion et d'équilibrage pour les cas où $Z_N = Z_W$ et $Z_N \neq Z_W$. Si l'équilibreur ne correspond pas à l'impédance caractéristique, la courbe de l'affaiblissement d'équilibrage composite sera fortement ondulée et les valeurs minimums seront plus basses.

Le fait que l'affaiblissement d'équilibrage est largement influencé par la terminaison du circuit est particulièrement gênant lors de la mise au point des équilibreurs de lignes courtes. Du point de vue du praticien, un circuit est terminé lorsqu'on a 600 Ω côté primaire du translateur de ligne. Mais cette adaptation est peu satisfaisante, parce que le translateur n'est pas un élément idéal, que l'impédance capacitive de la ligne est suivie par une impédance inductive et que l'impédance caractéristique varie en fonction de la fréquence. De ce fait, l'impédance d'entrée de la ligne accuse une ondulation par rapport à la situation idéale. A 3400 Hz, l'affaiblissement de réflexion atteint un minimum de 1,1 N. Pour que l'affaiblissement d'équilibrage ne passe pas en dessous de 2,8 N, l'affaiblissement de la ligne devrait se monter au moins à $a = (2,8 - 1,1) : 2 = 0,85$ N à 3400 Hz. Cette valeur d'affaiblissement serait atteinte par exemple par $(0,85 - 0,08) : 0,25 = 30,8$ km de câble pupinisé H-88,5 avec des fils à 1,0 mm de diamètre et compte tenu de l'affaiblissement des

² J. Bugdahn. Ermitteln und Prüfen von Nachbildungen für bespulte Leitungen nach dem Kurzschluss-Leerlauf-Verfahren. Fernmeldepraxis 41 (1964), Heft 20, S. 763 ff.

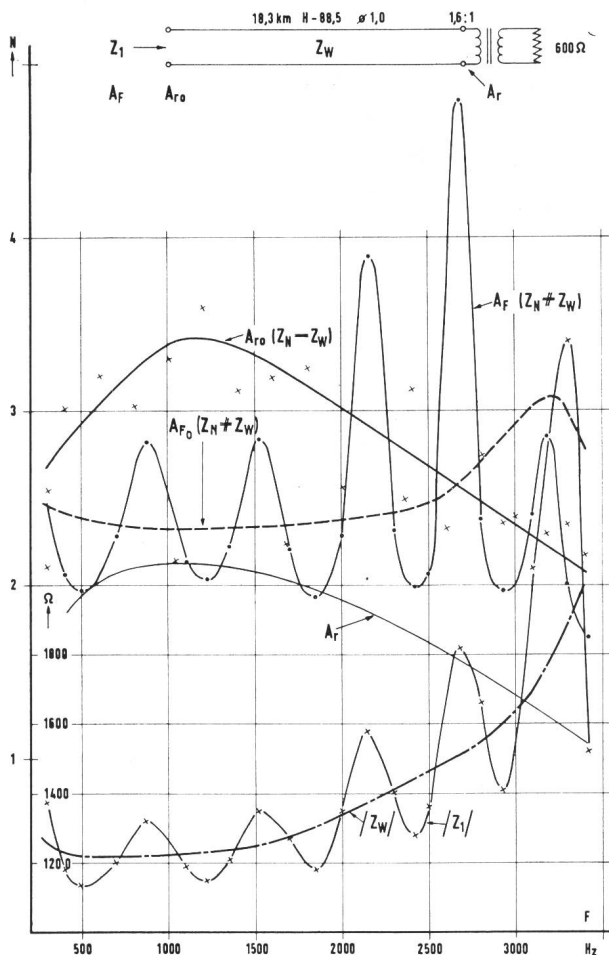


Fig. 7

sprechende Welligkeit gegenüber dem Idealzustand auf. Bei 3400 Hz erreicht die Reflexionsdämpfung ein Minimum von 1,1 N. Soll die daraus entstehende Rückflussdämpfung 2,8 N nicht unterschreiten, so müsste die Leitungsdämpfung $\alpha = (2,8 - 1,1) : 2 = 0,85$ N bei 3400 Hz betragen. Diese Leitungsdämpfung würde beispielsweise durch $(0,85 - 0,08) : 0,025 = 30,8$ km Pupinkabel H-88,5 mit 1,0-mm-Adern erreicht, wobei die Dämpfung der Übertrager mit $2 \times 0,04$ N berücksichtigt ist. Besonders im Bezirksnetz sind die Kabel in den meisten Fällen kürzer und die Dämpfungen niedriger. Die störende Reflexion des Leitungsendes beim Nachbildungsabgleich kann durch folgende Massnahmen gedämpft werden:

- Ersetzen des 600-Ohm-Widerstandes durch einen passenderen Wert, zum Beispiel für H-88,5 mit 800 Ohm.
- Verdoppelung der Leitungsdämpfung, indem man die Leitung ans nahe Ende zurückschleuft und dort abschliesst.
- Abschluss am fernen Ende mit einer Nachbildung.

Bei den beiden letzten Vorkehren ist die Pupineinteilung zu berücksichtigen: Die Endlänge vom letzten Pupinpunkt bis zum Kabelkopf muss einer halben Pupinsektion entsprechen. Wird die geschlaufte Pupinsektion zu kurz, so ist sie kapazitiv zu ergänzen.

translateurs de $2 \times 0,04$ N. Dans le réseau rural, les câbles sont dans la plupart des cas plus courts et les affaiblissements plus faibles. On peut atténuer la réflexion gênante de l'extrémité de la ligne lors des travaux d'équilibrage par les mesures suivantes:

- en remplaçant la résistance de 600 Ω par une valeur plus convenable, par exemple pour H-88,5, par 800 Ω ,
- en doublant l'affaiblissement de la ligne, en constituant un circuit en boucle et en terminant à l'extrémité voisine,
- en mettant un équilibreur à l'extrémité éloignée.

Les deux dernières mesures exigent l'observation des règles de la pupinisation: la longueur terminale à partir du dernier point Pupin jusqu'à la tête de câble doit correspondre à une demi-section Pupin. Si la section en boucle devient trop courte, il faut la compléter par des capacités. Si on obtient une section trop longue^{3 4}, il faut intercaler une bobine Pupin complétée par deux condensateurs. En branchant un équilibreur, on peut corriger l'écart par rapport à une demi-section Pupin avec la capacité transversale C_o :

Celle-ci se calcule:

$$C_o = C_s \cdot \left(0,81 - \frac{l_e}{1830} \right) \quad (21)$$

l_e = longueur initiale en m

C_s = capacité d'une section Pupin

$\cong 1,83 \cdot (34 \dots 39)$ nF pour des circuits de base suivant la composition du câble

En modifiant le réseau équilibreur, il serait possible d'améliorer quelque peu l'affaiblissement d'équilibrage pour une étroite bande de fréquences et pour une terminaison déterminée. L'angle de phase d'une réflexion incidente varie de 180° entre les cas extrêmes circuit ouvert et circuit fermé: la compensation d'une bosse se transforme ainsi en une faute et devient illusoire. Il s'ensuit que l'impédance de l'équilibreur devrait correspondre à l'impédance caractéristique. Si le câble a une certaine longueur, les ondulations de l'impédance d'entrée se suivent à intervalles rapprochés et elles sont symétriques par rapport à l'impédance caractéristique.

En exécutant l'équilibrage du point de sifflement aussi bien que possible, on rend automatiquement la courbe de l'impédance de l'équilibreur symétrique à la courbe de l'impédance d'entrée.

L'influence du translateur de ligne

Entre la ligne et le termineur est intercalé un translateur de ligne, qui sert à adapter les impédances, comme séparation galvanique ou encore pour former des circuits fantômes et superfantômes. Pour pouvoir

³ F. Nüsseler, Homogénéité des câbles pupinisés. Bull. techn. PTT 41 (1963), n° 10, p. 353 ss.

⁴ E. Coëndet, Lignes de complément pour la prolongation artificielle des sections Pupin anormales. Bull. techn. PTT 39 (1961), n° 2, p. 45 ss.

Ergibt sich eine zu lange Sektion^{3,4}, so kann man mit einem Anpassungsnetzwerk, bestehend aus einer Pupinspule und beidseitig je einem Kondensator, eine gute Schlaufung erreichen. Bei Abschluss mit einer Nachbildung kann die Abweichung von einer halben Pupinsektion mit der Querkapazität C_0 ausgeglichen werden. Es muss sein

$$C_0 = C_s \cdot \left(0,81 - \frac{l_e}{1830} \right) \quad (21)$$

l_e = Endlänge in m

C_s = Kapazität eines Spulenfeldes

$$\cong 1,83 \cdot (34 \dots 39) \text{ nF}$$

für Stammleitung, je nach Kabelaufbau.

Wohl kann durch Verstimmen der Nachbildungselemente für ein schmales Frequenzband und einen bestimmten Abschluss eine begrenzte Verbesserung der resultierenden Fehlerdämpfung erzielt werden. Zwischen den Grenzfällen Leerlauf und Kurzschluss am Leitungsende ändert jedoch die Phasenlage der einfallenden Reflexion um 180° : dadurch wirkt sich eine Korrektur einer Halbwelle als Fehler aus und wird illusorisch. Die Nachbildung sollte also der Wellenimpedanz entsprechen. Sobald das Pupinkabel eine gewisse Länge aufweist, folgen sich die Welligkeiten des Eingangsscheinwiderstandes verhältnismässig rasch und zwar symmetrisch zum Wellenwiderstand. Indem man den Pfeifpunktgleich möglichst gut macht, legt man automatisch die Impedanzkurve der Nachbildung symmetrisch in die Kurve des Eingangsscheinwiderstandes.

Der Einfluss des Linienübertragers

Zwischen Leitung und Gabelschaltung wird ein Linienübertrager geschaltet, der zur Impedanzanpassung, galvanischer Trennung und Bildung allfälliger Phantom- und Superphantomstromkreise dient. Damit die Nachbildung als Ebenbild der Wellenimpedanz gebaut werden kann, wurde bisher ein zweiter, gleichwertiger Übertrager in den Nachbildungszweig geschaltet. Diesen Aufwand kann man umgehen, sofern es gelingt, die Ersatzschaltung für den Übertrager (Fig. 8) mit dem Nachbildungsnetzwerk zu kombinieren. Dabei handelt es sich um die Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses, die Querinduktivität bei tiefer Frequenz, den Wicklungswiderstand und die Streuinduktivität im oberen Frequenzbereich.

Die Querinduktivität L bewirkt eine Fehlerdämpfung von

$$A_{FL} = \ln \sqrt{1 + \left(\frac{2\omega L}{Z'_w} \right)^2} \quad (22)$$

³ F. Nüsseler, Homogenität der Pupinkabel. Techn. Mitt. PTT 41 (1963), Nr. 10, S. 353ff.

⁴ E. Coëndet, Künstliche Spulenfeldergänzung. Techn. Mitt. PTT 39 (1961), Nr. 2, S. 45ff.

constituer l'impédance de l'équilibreur en tant qu'image de l'impédance caractéristique, on a intercalé, jusqu'à présent, un deuxième translateur équivalent dans le circuit équilibreur. On peut éviter cette adjonction si on réussit à combiner les éléments du translateur avec le réseau équilibreur (fig. 8). Il

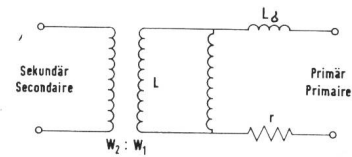


Fig. 8

s'agit du rapport de transformation, de l'inductivité à basses fréquences, de la résistance de l'enroulement, et de la self de fuite pour les fréquences élevées.

L'inductivité L provoque un affaiblissement d'équilibrage de

$$A_{FL} = \ln \sqrt{1 + \left(\frac{2\omega L}{Z'_w} \right)^2} \quad (22)$$

ou

$$A_{FL} \cong \ln \frac{2\omega L}{Z'_w} \quad (23)$$

Z'_w = impédance de la ligne transformée

Exemple: $L = 3 \text{ H}$, $Z'_w = 800 \Omega$ et $\omega = 1884$ donnent $A_{FL} = 2,65 \text{ N}$.

L'impédance de ligne transformée devient moins capacitive par le branchement en parallèle avec une inductivité et on peut compenser cet effet par le condensateur en série de l'équilibreur Hoyt. Le supplément de capacité se calcule comme il suit:

$$\Delta C_2 \cong \frac{C_2^2 \cdot R^2}{L - C_2 \cdot R^2} \quad (24)$$

Avec la fréquence croissante, l'influence de l'inductivité et de la capacité supplémentaire disparaît. Il est important que la compensation soit efficace pour la partie inférieure de la bande de fréquences effectivement transmise.

La résistance de l'enroulement du translateur est combinée avec la résistance R de l'équilibreur Hoyt. L'inductivité de fuite L_σ produit spécialement un déséquilibre supplémentaire aux fréquences élevées. L'affaiblissement d'équilibrage correspondant se calcule ainsi:

$$A_{FL\sigma} = \ln \frac{2Z'_w + j\omega L_\sigma}{j\omega L_\sigma} \quad (25)$$

Exemple: $L_\sigma = 6 \text{ mH}$, $Z'_w = 1250 \Omega$ et $\omega = 21\,400$ donnent $A_{FL\sigma} = 2,3 \text{ N}$

Les relations sont montrées à la figure 9. Dans les câbles pupinisés, la self de fuite du côté ligne peut être compensée par une réduction correspondante de

oder

$$A_{FL} \cong \ln \frac{2 \omega L}{Z'_w} \quad (23)$$

Z'_w = transformierte Leitungsimpedanz.

Beispiel: $L = 3 \text{ H}$, $Z'_w = 800 \text{ } \Omega$ und $\omega = 1884$; ergeben $A_{FL} = 2,65 \text{ N}$.

Die transformierte Leitungsimpedanz wird durch die Parallelschaltung mit einer Induktivität weniger kapazitiv, und dieser Effekt kann mit dem Seriendensator der Hoyt-Nachbildung kompensiert werden. Die Zusatzkapazität lässt sich berechnen nach

$$\Delta C_2 \cong \frac{C_2^2 \cdot R^2}{L - C_2 \cdot R^2} \quad (24)$$

Mit steigender Frequenz verschwindet sowohl der Einfluss der Querinduktivität als auch der kompensierenden Zusatzkapazität. Wichtig ist, dass die Kompensation für den untern Ast des effektiv übertragenen Frequenzbandes voll wirksam wird.

Der Wicklungswiderstand des Übertragers wird mit dem Widerstand R der Hoyt-Nachbildung kombiniert. Die Streuinduktivität L_σ ruft besonders bei den oberen Frequenzen einen zusätzlichen Fehler hervor. Die entsprechende Fehlerdämpfung wird

$$A_{FL\sigma} = \ln \frac{2Z'_w + j\omega L_\sigma}{j\omega L_\sigma} \quad (25)$$

Beispiel: $L_\sigma = 6 \text{ mH}$, $Z'_w = 1250 \text{ } \Omega$ und $\omega = 21\,400$ ergeben $A_{FL\sigma} = 2,3 \text{ N}$

Die Zusammenhänge sind in der *Figur 9* dargestellt. Bei pupinisierten Kabeln kann die Streuinduktivität der Linienseite durch eine entsprechende Reduktion der Querkapazität C_o auf der Nachbildungsseite aufgewogen werden, soweit sie nicht durch die Wicklungskapazität kompensiert ist:

$$-\Delta C_o = \frac{L_\sigma}{Z_w'^2} \quad (26)$$

Beispiel: Mit $L_\sigma = 6 \text{ mH}$ und $Z'_w = 1000 \text{ } \Omega$ wird $-\Delta C_o = 6 \text{ nF}$

Was nicht gelingt, ist das Nachbilden des Verhaltens des Übertragers bei verschiedenen Magnetisierungen. Je nach Phasenlage der 50-Hz-Signale bleibt nach einer Impulsserie eine gewisse Vormagnetisierung, was im ungünstigsten Fall die Induktivität etwas reduziert. Diese Streuung der Übertragereigenschaften wirkt sich nur bei tiefer Frequenz aus und ist von kurzer Dauer. Durch entsprechende Anforderungen an das Kernmaterial kann eine schädliche Auswirkung auf die Stabilität vermieden werden.

Welligkeit der Dämpfung

Die Restdämpfungskurve einer verstärkten Verbindung weist meistens eine leichte Welligkeit auf. Die Ursache schiebt man allgemein Reflexionen zu,

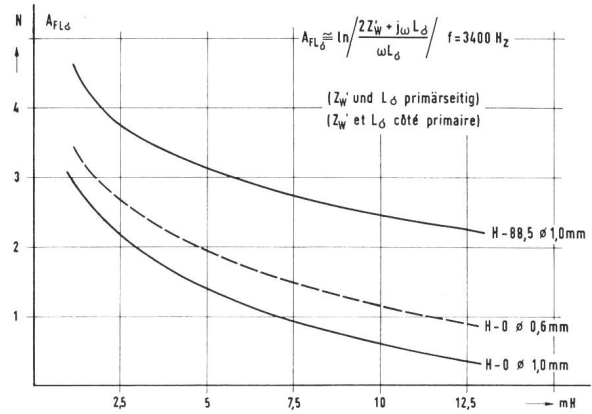


Fig. 9

Fehlerdämpfung durch nichtkompensierte Streuinduktivität des Linienübertragers

Affaiblissement d'équilibrage provoqué par l'inductance de fuite non compensée du translateur de ligne

la capacité transversale C_o du côté équilibreur, en tant qu'elle n'est pas compensée par la capacité de l'enroulement:

$$-\Delta C_o = \frac{L_\sigma}{Z_w'^2} \quad (26)$$

Exemple: Avec $L_\sigma = 6 \text{ mH}$ et $Z'_w = 1000 \text{ } \Omega$ on obtient $-\Delta C_o = 6 \text{ nF}$

Ce qu'on ne réussit pas, c'est à équilibrer le comportement du translateur à différentes inductions.

Suivant la phase du moment de coupure des signaux 50 Hz, il reste une certaine rémanence après une série d'impulsions, ce qui peut dans le cas le plus défavorable réduire l'inductivité.

En choisissant un matériel magnétique approprié, on peut éviter un effet nuisible sur la stabilité.

L'ondulation de l'affaiblissement

La courbe d'équivalent d'une communication amplifiée possède en général une certaine ondulation. On en attribue en première approximation la cause aux réflexions, sans examiner la chose davantage. L'équivalent correspond à l'affaiblissement de la communication après amplification, mesuré entre 600 Ω . Les parties active et passive se composent d'une base et de quelques produits accessoires. C'est ainsi que s'ajoutent à l'affaiblissement linéique les pertes dues aux réflexions et si la ligne n'est pas trop longue au point de vue électrique, on observe à la réception une onde doublement réfléchie. Ce vecteur est déphasé de $2b$ par rapport à la tension originale et

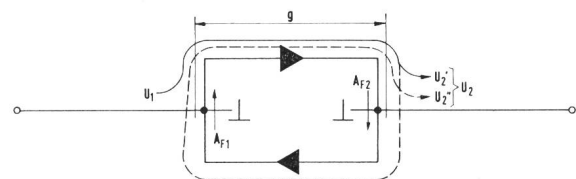


Fig. 10

ohne sich weiter darum zu sorgen. Wie der Name besagt, ist die Restdämpfung die Leitungsdämpfung nach Verstärkung, gemessen zwischen 600 Ohm. Der aktive und passive Anteil setzen sich aus einem Stamm und einigen Nebenprodukten zusammen. So kommen zur Wellendämpfung noch die beidseitigen Stossdämpfungen und, wenn die Leitung elektrisch nicht zu lang ist, macht sich am Ende eine zweifach reflektierte Welle bemerkbar. Dieser Vektor ist gegenüber der ursprünglich einfallenden Spannungswelle um $2b$ phasenverschoben, und weil die Phasendrehung stark frequenzabhängig ist, entsteht durch die vektorielle Addition eine Welligkeit.

Aber auch der Zweidrahtverstärker kann zur Welligkeit beitragen. Trotz genügender Stabilität tritt immer eine gewisse Rückkopplung auf (*Fig. 10*).

$$\text{Es ist } U'_2 = U_1 \cdot e^g \quad (27)$$

$$U''_2 = U'_2 \cdot e^{-A_{F2}} \cdot e^g \cdot e^{-A_{F1}} \cdot e^g \quad (28)$$

$$= U_1 \cdot e^g \cdot e^{-(A_{F1} + A_{F2} - 2g)} \quad (29)$$

$$U_2 = U'_2 + U''_2 = U_1 \cdot e^g (1 + e^{-(A_{F1} + A_{F2} - 2g)}) \quad (30)$$

$(A_{F1} + A_{F2} - 2g)$ entspricht der Stabilität $2 S'$ im Betriebsfall.

Damit wird

$$\frac{U_2}{U_1} = e^g (1 + e^{-2S'}) = e^G \quad (31)$$

oder der Betriebsverstärkungsgrad

$$G = g + \ln(1 + e^{-2S'}) \quad (32)$$

Wenn $e^{-2S'} \ll 1$ vereinfacht sich der Ausdruck zu

$$G \cong g \pm e^{-2S'} \quad \text{oder} \quad \Delta G = \pm e^{-2S'} \quad (33)$$

Die wechselnde Polarität trägt der Phase der Fehlerdämpfung Rechnung. Aus der Welligkeit ΔG kann somit auf die Betriebsstabilität oder die bestehenden Fehlerdämpfungen geschlossen werden. Da ein enger Zusammenhang mit dem Verstärkungsgrad besteht, muss dieser berücksichtigt werden. Die Zusammenhänge zeigt *Figure 11*.

Der Verstärkungsgrad zu einer Leitung ist bei den oberen Frequenzen wegen der Entzerrung etwas grösser. So steigt die Wellendämpfung eines Pupinkabels H-88,5 \varnothing 1,0 mm von 800 bis 3400 Hz um rund 30% an. Wird diese Dämpfungsverzerrung durch einen grösseren Verstärkungsgrad kompensiert, so wächst dafür die Welligkeit der Kurve, es sei denn, man erreiche für diese Frequenzen eine besonders gute Fehlerdämpfung. Diese Forderung ist jedoch ein schwer zu erfüllender Wunsch. Die Stossstellen in einem Kabel beruhen meist auf Kapazitätssprüngen, die sich mit steigender Frequenz verstärkt auswirken. Es hat keinen Sinn, bis zur Grenzfrequenz des Tiefpassfilters einen absolut linearen Frequenzgang erreichen zu wollen. Ein geringer Abfall an der Bandgrenze im Rahmen der zulässigen Toleranzen wird die Welligkeit beruhigen und zur Stabilität beitragen.

comme le déphasage est une fonction de la fréquence, il se produit une ondulation par l'addition vectorielle. Mais l'amplificateur à deux fils peut aussi contribuer à l'ondulation. Malgré une stabilité suffisante, il se produit toujours une faible contre-réaction (*fig. 10*).

$$\text{On a } U'_2 = U_1 \cdot e^g \quad (27)$$

$$U''_2 = U'_2 \cdot e^{-A_{F2}} \cdot e^g \cdot e^{-A_{F1}} \cdot e^g \quad (28)$$

$$= U_1 \cdot e^g \cdot e^{-(A_{F1} + A_{F2} - 2g)} \quad (29)$$

$$U_2 = U'_2 + U''_2 = U_1 \cdot e^g (1 + e^{-(A_{F1} + A_{F2} - 2g)}) \quad (30)$$

$(A_{F1} + A_{F2} - 2g)$ correspond à la stabilité $2 S'$ en service. On aura alors

$$\frac{U_2}{U_1} = e^g (1 + e^{-2S'}) = e^G \quad (31)$$

ou le coefficient d'amplification de service

$$G = g + \ln(1 + e^{-2S'}) \quad (32)$$

pour le cas où $e^{-2S'} \ll 1$, on peut simplifier l'expression

$$\text{en } G \cong g \pm e^{-2S'} \quad \text{ou} \quad \Delta G = \pm e^{-2S'} \quad (33)$$

L'alternance de la polarité tient compte de l'angle de phase de l'affaiblissement d'équilibrage. A l'aide de l'ondulation ΔG , on peut alors déterminer soit la stabilité de service, soit les affaiblissements d'équilibrage effectifs. Comme il existe un étroit rapport avec le gain, celui-ci doit être pris en considération. La *figure 11* montre les relations.

Le coefficient d'amplification d'une ligne est un peu plus grand aux fréquences élevées pour égaliser la courbe de fréquence. Ainsi l'affaiblissement linéique d'un câble pupinisé H-88,5 \varnothing 1,0 mm s'accroît, de 800 à 3400 Hz, d'environ 30%. En compensant cette distorsion d'affaiblissement par un gain plus élevé, on fait accroître l'ondulation de la courbe, à moins qu'on n'atteigne pour ces fréquences un affaiblissement d'équilibrage particulièrement bon. Cette exigence est difficile à réaliser. Les points de réflexion dans un câble proviennent en général d'écarts de capacité, qui se font remarquer plus fortement avec l'accroissement de la fréquence. Il est inutile de vouloir atteindre une courbe de réponse absolument linéaire jusqu'à la fréquence de coupure du filtre passe-bas.

Une légère inclinaison à la limite de la bande dans le cadre des tolérances admises calmera l'ondulation et contribuera à la stabilité.

Câbles non chargés

La pupinisation et la technique des amplificateurs augmentent toutes deux la portée pour un type de câble donné. La commutation de circuits à deux fils en tenant compte des niveaux prescrits ne peut se faire qu'à l'aide d'un amplificateur terminal. On peut se demander alors si les bobines Pupin sont nécessaires dans tous les cas en plus des amplificateurs.

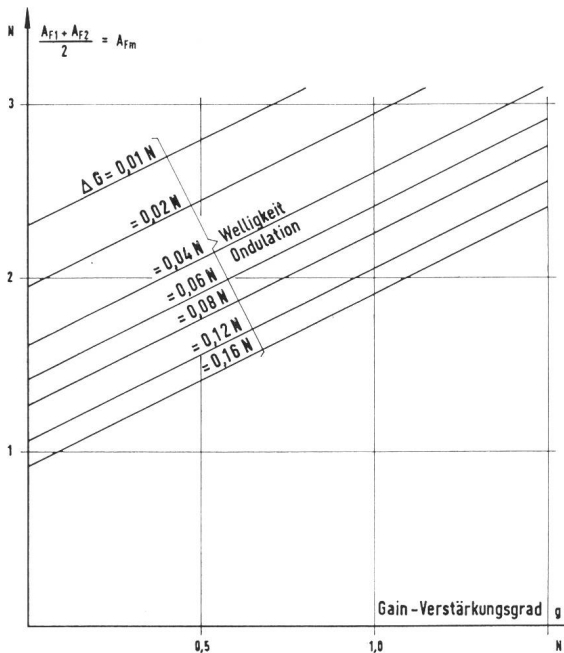


Fig. 11

Fehlerdämpfung, Verstärkungsgrad und resultierende Welligkeit der Restdämpfungskurve
Affaiblissement d'équilibrage, coefficient d'amplification et ondulation résultante de la courbe d'équivalent

Unbelastete Kabel

Pupinisierung und Verstärkertechnik erhöhen die Reichweite bei einem gegebenen Kabeltyp. Die Anschaltung von Zweidrahtleitungen an ein Vierdrahtamt, unter Einhaltung der notwendigen Pegel, kann nur mit einem Gabelverstärker erfolgen. Also kann man sich fragen, ob neben den Verstärkern die Pupinspulen in allen Fällen noch berechtigt sind. Nun hat aber ein belastetes Kabel, verglichen mit dem Pupinkabel, eine ganz andere Dämpfungsecharakteristik. Die Dämpfung wächst über den ganzen Frequenzbereich $\sim \sqrt{f}$ an (Fig. 12). Da der Verstärkungsgrad wegen der Stabilität und der maximalen Leistungsabgabe begrenzt ist, wird die Reichweite bei Weglassung der Pupinisierung sehr bescheiden. Immerhin wird es Fälle geben, in denen auf eine Pupinisierung verzichtet werden kann, und man sich mit den entsprechenden Problemen befassen muss. Ähnlich wie die Dämpfung ist auch der Wellenwiderstand stark frequenzabhängig. Trotzdem wird die Nachbildung verhältnismässig einfach. Sie kann aus einer Treppenschaltung von RC-Gliedern bestehen, die die Fehlerdämpfung gewährleistet.

Schwieriger wird die Anpassung zwischen Leitung und Verstärker. Ohne besondere Massnahmen, sei es vor oder nach der Gabelschaltung, erreicht man keine Anpassung, die diesen Namen verdient. Da die Dämpfung von 300...3400 Hz kräftig ansteigt, muss der Entzerrung besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. Eine weitere Besonderheit ist die niedrige Phasendrehung unbelasteter Kabel. Phasenlaufzeit und Phasenverzerrung sind für die kurzen Distanzen be-

Mais un câble non chargé a une courbe d'affaiblissement tout autre que le câble pupinisé. L'affaiblissement s'accroît, sur toute la bande de fréquences, à peu près en fonction de $\sim \sqrt{f}$ (fig. 12). Comme le gain est limité à cause de la stabilité et de la puissance maximale de sortie, la portée sera très modeste si l'on renonce à la pupinisation. Néanmoins, il y aura toujours des cas où l'on peut se passer de la pupinisation, et il faudra se familiariser avec les problèmes en résultant. Comme l'affaiblissement, l'impédance caractéristique varie fortement en fonction de la fréquence. Malgré cela, le réseau équilibreur devient très simple, il peut consister en une cascade d'éléments RC et l'affaiblissement d'équilibrage est ainsi assuré.

L'adaptation entre la ligne à deux fils et l'amplificateur devient par contre plus difficile. Sans mesures spéciales, soit avant ou après le transformateur différentiel, on n'obtient pas d'adaptation digne de ce nom. Comme l'affaiblissement monte très fortement de 300 à 3400 Hz, il faut vouer une attention particulière à son égalisation. Une autre particularité est le déphasage faible de câbles non chargés. Le temps de propagation de phase et la distorsion de phase sont négligeables pour les distances courtes.

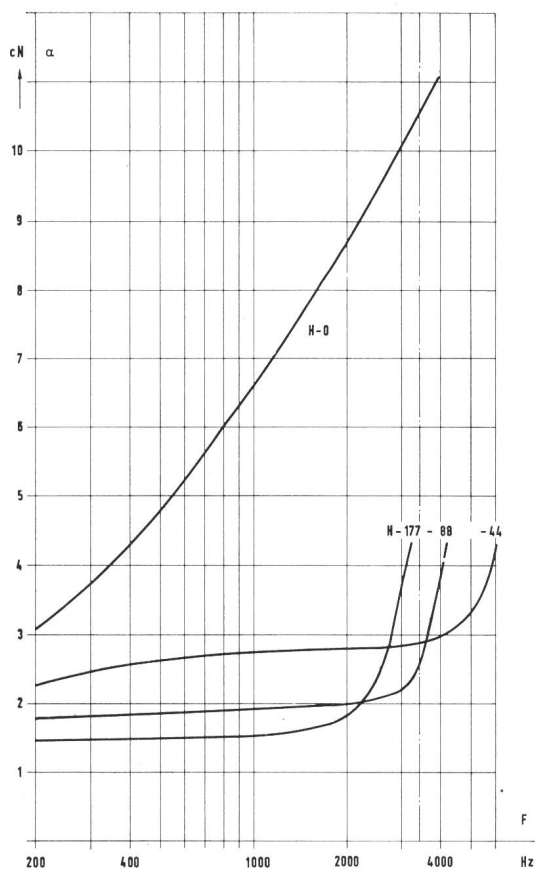


Fig. 12

Dämpfungsbeläge von Leitungen mit Aderdurchmesser 1,0 mm bei verschiedenen Belastungen
Constantes d'affaiblissement de lignes à 1,0 mm de diamètre pour différentes charges

deutungslos. Die maximale Phasendrehung lässt sich wie folgt bestimmen: Es ist der Phasenbelag

$$\beta = \sqrt{\frac{R' \omega C'}{2}} \cdot \left(1 + \frac{\omega L'}{2 R'}\right) \text{ Bogen/km} \quad (34)$$

und der Dämpfungsbelag

$$\alpha = \sqrt{\frac{R' \omega C'}{2}} \cdot \left(1 - \frac{\omega L'}{2 R'}\right) \text{ Neper/km} \quad (35)$$

(R' , L' und C' bedeuten die Leitungskonstanten).

Die Leitungsdämpfung soll aus Stabilitätsgründen bei 3400 Hz 1,2 N nicht überschreiten. Also wird die

$$\text{maximale Länge} = \frac{1,2}{\alpha_{3400}}$$

$$\beta \cdot l_{\max} = 1,2 \cdot \frac{\beta}{\alpha} = 1,2 \cdot \frac{1 + \frac{\omega L}{2 R}}{1 - \frac{\omega L}{2 R}} \quad (36)$$

$$\cong 1,2 \cdot \left(1 + \frac{\omega L}{R}\right) \quad (37)$$

Setzt man die Werte eines 1-mm-Kabels ein, so erhält man eine einfache Phasendrehung von $\beta l_{\max} = 1,65$ Bogen oder $94,5^\circ$. Eine Reflexion der oberen Frequenzen vom Leitungsende wird höchstens eine Phasendrehung von rund 180° ausführen. Die Welle ist dann aber schon sehr stark gedämpft. Eine zusätzliche Welligkeit der Dämpfungskurve wird also nicht entstehen, das heisst nicht als solche wahrgenommen. Auch eine Welligkeit des Verstärkungsgrades wird eher als unvollständige Entzerrung taxiert.

Wegen der in Funktion der Frequenz fallenden Leitungsimpedanz wirkt sich die Streuinduktivität des Linienübertragers sehr stark auf die Fehlerdämpfung aus. Dieser Effekt kann durch eine zusätzliche Induktivität in Serie zur Nachbildung aufgehoben werden.

Schlussfolgerung

Der Einsatz von Endverstärkern in den Fernendämtern hat verschiedene Auswirkungen. Einmal kann damit das Problem der Bezirksverstärkung befriedigend gelöst werden. Der Endverstärker ist jedoch ein Teil eines Zweidrahtverstärkers, und zur Gewährleistung einer befriedigenden Übertragungsqualität sind genügende Fehlerdämpfungen anzustreben. Dies bedeutet einerseits, dass man den Nachbildungsabgleich seriös vornimmt, andererseits stellen sich damit Forderungen an die Homogenität der Bezirkskabel. Die Eigenschaften der Bezirkskabel, die bis heute eine Vermittlerrolle zwischen Fern- und Teilnehmernetz spielten, gewinnen dadurch an Bedeutung.

On peut calculer le déphasage caractéristique maximal comme il suit: la constante de déphasage

$$\beta = \sqrt{\frac{R' \omega C'}{2}} \cdot \left(1 + \frac{\omega L'}{2 R'}\right) \text{ rad/km} \quad (34)$$

et la constante d'affaiblissement

$$\alpha = \sqrt{\frac{R' \omega C'}{2}} \cdot \left(1 - \frac{\omega L'}{2 R'}\right) \text{ N/km} \quad (35)$$

(R' , L' et C' sont les constantes de ligne par km).

Pour des raisons de stabilité, l'affaiblissement de la ligne ne devrait pas dépasser 1,2 néper à 3400 Hz.

$$\text{On a ainsi la longueur maximale} = \frac{1,2}{\alpha_{3400}}$$

$$\beta \cdot l_{\max} = 1,2 \cdot \frac{\beta}{\alpha} = 1,2 \cdot \frac{1 + \frac{\omega L}{2 R}}{1 - \frac{\omega L}{2 R}} \quad (36)$$

$$\cong 1,2 \cdot \left(1 + \frac{\omega L}{R}\right) \quad (37)$$

En insérant les valeurs relatives à un câble de 1 mm de diamètre, on obtient un déphasage caractéristique simple de $\beta l_{\max} = 1,65$ radian ou $94,5^\circ$. Une réflexion des fréquences supérieures de l'extrémité éloignée subira au maximum un déphasage d'environ 180° , mais l'onde sera déjà très fortement atténuée. Une ondulation supplémentaire de la courbe d'affaiblissement n'apparaîtra pas. Une ondulation du gain sera de même plutôt enregistrée comme une égalisation incomplète.

Par suite de l'impédance décroissante en fonction de la fréquence, l'inductivité de fuite du translateur de ligne influencera fortement l'affaiblissement d'équilibrage. Cet effet peut être compensé par une self supplémentaire en série avec l'équilibreur.

Conclusion

La mise en service d'amplificateurs terminaux dans les centraux terminus interurbains a différents effets. En premier lieu, on peut résoudre de cette façon le problème de l'amplification dans le réseau rural. L'amplificateur terminal n'est qu'une partie d'un amplificateur deux fils et, pour assurer une qualité de transmission satisfaisante, il faut tâcher d'obtenir des affaiblissements d'équilibrage suffisants. Cela signifie, d'une part, qu'il faut régler l'équilibreur très sérieusement, d'autre part, que des conditions sont nécessaires quant à l'homogénéité des câbles ruraux. Les qualités des câbles ruraux, lesquels jouent un rôle d'intermédiaires entre le réseau interurbain et le réseau des lignes d'abonnés, gagnent ainsi en importance.