

Da Abgleichen von Nieder- und Hochfrequenzkoppelungen an Telephonkabeln

Autor(en): **Nüsseler, Franz**

Objektyp: **Article**

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**

Band (Jahr): **33 (1955)**

Heft 10

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874249>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Blinddämpfung, die in erster Linie bei Abgasleitungen Auspuffrohren usw. angewendet wird. Hierbei handelt es sich nicht um eine wirkliche Dämpfung, vielmehr wird der Schall mittels geeignet dimensionierter Querschnittserweiterungen und -verengungen oder auch Stichleitungen reflektiert und somit zum Ausgangspunkt zurückgeworfen. Diese Methode führt bei mangelnder Sorgfalt leicht zur Herabsetzung des Wirkungsgrades der den Schall erzeugenden Maschinen. Die zweite Möglichkeit ist die Anwendung poröser Schluckstoffe oder, wenn es sich um schmale Frequenzbereiche handelt, die Anwendung gedämpfter Resonatoren, mit denen die Kanäle oder Rohre innen ausgekleidet werden. Dabei kommen, je nach den gestellten Anforderungen, alle porösen Stoffe in Frage. In besonderen Fällen wird beispielsweise auch Metallwolle verwendet, deren Wirksamkeit wegen ihres kleinen Strömungswiderstandes jedoch im allgemeinen relativ gering ist. Die bei der Auskleidung massgebenden Gesichtspunkte sind etwa die gleichen wie bei der Auskleidung von Räumen, hinzu kommt jedoch, dass die Dämpfung im Kanal um so grösser ist, je schmaler die freien Querschnitte sind. Breite Kanäle müssen also in einer Richtung durch Schluckstoffschichten unterteilt werden, wobei es günstiger ist, dünne Schluckstoffschichten und schmale Kanäle zu verwenden, als dicke Schichten und breite Kanäle. Die Breite der einzelnen Kanäle sollte von der Grössenordnung der kürzesten noch zu dämpfenden Wellenlängen sein. Wenn das nicht möglich ist (10 cm bei 3000 Hz), sollten die Kanäle geknickt geführt werden. Auch hier ist auf mögliche Umwege des Schalles zu

achten; zum Beispiel ist es sinnlos, innerhalb eines Raumes einen Kanal mit einer Dämpfung von 50 dB zu errichten, wenn dessen Wand nur eine Schalldämmung von 30 dB aufweist.

Damit dürften nun alle im Rahmen des Schallschutzes wichtigen Grundfragen wenigstens Erwähnung gefunden haben. Es ist klar, dass die prinzipiellen Dinge, um die es sich fast ausschliesslich handelte, ganz allgemein Gültigkeit haben. So gilt natürlich das, was zum Beispiel über Doppelwände gesagt wurde, für eine Wohnungstrennwand ebenso wie für eine Doppeltür, ein Doppelfenster oder einen doppelwandigen Schutzkasten für eine lärmerzeugende Maschine. Auf Probleme der Körperschalldämmung wurde – vom Trittschall abgesehen – absichtlich nicht näher eingegangen, da dieses Gebiet zu kompliziert ist und daher nicht so kurz umrissen werden kann. Sinn dieser Veröffentlichung ist, wie schon eingangs gesagt wurde, nicht, eine erschöpfende Darstellung zu geben, die etwa einen unvorbelasteten Leser in die Lage setzen würde, Schallschutzmassnahmen selber zu treffen. Es soll lediglich ein Überblick über die Möglichkeiten gegeben und gezeigt werden, welches die Prinzipien der üblichen Massnahmen sind, damit nicht zum Beispiel bei der Ausführung schalldämmender Konstruktionen vermeintliche Nebensächlichkeiten unterlassen werden, die in Wirklichkeit von grösster Wichtigkeit sind. Ein einziger falsch eingeschlagener Nagel kann hinsichtlich der Schalldämmung sehr viel verderben.

Adresse des Verfassers: Dr. Günther Kurtze, Diplom-Physiker, Göttingen, Keplerstrasse 32.

Das Abgleichen von Nieder- und Hochfrequenzkopplungen an Telephonkabeln

Von Franz Nüsseler, Bern

621.315.213:621.395.82:621.317.3

Zusammenfassung. Die nebensprechfreie Übertragung von Nieder- und Hochfrequenzenergie stellt an die Qualität der Telephonkabel sehr hohe Anforderungen. Um diesen Anforderungen zu genügen, müssen während der Montage besondere Abgleichungen vorgenommen werden. Im ersten Teil der vorliegenden Arbeit werden die Verhältnisse für Niederfrequenz und besonders in Pupinkabeln untersucht. Der Zusammenhang zwischen den kapazitiven Kopplungen und dem Nebensprechen wird gezeigt sowie die erforderlichen Massnahmen zur Reduktion der Kopplungen werden erläutert. Die gleichzeitig vorgenommene Längshomogenisierung der Leitungen wird ebenfalls beschrieben. Im zweiten Teil behandelt der Verfasser die besonderen Verhältnisse bei der Übertragung von Trägerfrequenzströmen. Die Ursache des dabei auftretenden Nebensprechens wird erläutert und die Möglichkeiten zur Korrektur werden angegeben.

Résumé. La transmission sans diaphonie de l'énergie à basse et à haute fréquence impose à la qualité des câbles téléphoniques de très fortes exigences. Pour satisfaire à ces exigences, on doit faire pendant le montage des équilibrages spéciaux. Dans la première partie de cet article, l'auteur examine cette question pour les câbles à basse fréquence et spécialement les câbles pupinisés. Il explique le rapport existant entre les couplages par capacités et la diaphonie ainsi que les mesures à prendre pour réduire les couplages. Il décrit également l'homogénéité longitudinale des lignes établie en même temps. Dans la seconde partie, il parle plus spécialement de la transmission des courants porteurs, explique les causes de la diaphonie et indique les possibilités d'y remédier. – Une traduction française de cet article paraîtra prochainement.

A. Niederfrequenzabgleich von Telephonkabeln

1. Geschichtliches

Die Erfindung des Telephons stellte sogleich die Frage, wie die Apparate unter sich bzw. mit der Zentralstation verbunden werden müssen, um die Einrichtung dem Verkehr praktisch dienstbar zu machen. Es war naheliegend, dass man dabei auf die mit

dem Telegraphen gemachten Erfahrungen griff und sich diese für die Telephonie zunutze zu machen suchte. Es zeigte sich indessen bald, dass Telegraph und Telephon nicht die gleichen Anforderungen an ihre Bauelemente stellten. Der wesentliche Unterschied lag in der verschiedenen Betriebsweise, denn während der Telegraph mit Gleichstromimpulsen arbeitet, werden

durch das Telephon schwache Wechselströme übertragen. Bei der Telegraphenleitung war, abgesehen von der guten metallischen Verbindung, das Isolationsproblem die Hauptsorge.

Bei der Einführung des Telephons in der Schweiz durch die Zürcher Telephongesellschaft (1880) und den Bund (1881) wurden, wie anderwärts, durchweg eindrätige Leitungen verwendet, wobei, wie beim Telegraphen, die Erde als Rückleiter diente. Kabel verwendete man nur dort, wo dies unbedingt notwendig war, zum Beispiel in Tunneln, für die Durchquerung von Flüssen und Seen usw. Das erste eigentliche Telephonkabel wurde im Jahre 1886 in Genf ausgelegt. Erst anfang der neunziger Jahre ging man hierzulande zum doppeldrätigen, das heisst zum Schleifenbetrieb über. Die Gründe hierfür lagen in der lästigen Induktion, derentwegen die interurbanen Leitungen eindrätig auf eigens erstellten Gestängen über besondere Trassen geführt werden mussten. Zu der Induktion gesellten sich um diese Zeit noch die durch die immer zahlreicher werdenden Starkstromleitungen verursachten Störungen, denen nur durch den Schleifenbetrieb begegnet werden konnte.

Die Ansprüche an das Telephon waren, an den heutigen gemessen, bescheiden. Die Verwaltung bemühte sich, nach dem Stande der jeweiligen Technik ihr Bestes zu leisten. Die Qualität der Verbindungen wurde anhand von Sprechversuchen geprüft. Man kam zu der Erkenntnis, dass Telephonleitungen erdsymmetrisch und unter sich möglichst kopplungsfrei sein müssen. Diese Erfahrungen machte man sowohl mit Freileitungen als auch mit den Erdkabeln. Auch das Übersprechen wurde durch Sprechversuche untersucht, indem auf der einen Leitung gesprochen und auf der benachbarten, parallel laufenden Leitung abgehört wurde. War das Gespräch auf der letzteren nicht verständlich, so galt die erste Leitung in bezug auf das Nebensprechen noch als gut!

In den Kabeln wurde eine besonders starke gegenseitige Beeinflussung zwischen den Stromkreisen festgestellt. Dieser Schwierigkeit suchte man durch die Abschirmung der mit imprägniertem Hanf umspinnenden Adern zu begegnen. Abschirmungen aus Blei oder Stanniol vermochten aber die Ausbreitung des magnetischen Feldes nicht zu verhindern, weshalb ihr Nutzen gering war. Je länger die Kabel wurden, um so mehr zeigten sich ihre Tücken.

Einen bedeutenden Fortschritt in der Kabelfabrikation, bzw. in der Telephonie bildeten die paarverseilten Kabel und die Möglichkeit, diese mit der von François Borel schon im Jahr 1879 erfundenen Bleipresse durch einen Bleimantel vor Feuchtigkeit und anderen äusseren Einflüssen zu schützen. Als dann im Jahre 1892 die Firma Felten und Guilleaume die Papierlufttraumisolierung auf den Markt brachte, war das Wesentliche für die Entwicklung der heute noch gültigen Fabrikationsprinzipien von Telephonkabeln geschaffen.

Der Paarverseilung folgte der sogenannte Sternvierer, bei dem vier Adern zu einem symmetrischen Stern verseilt werden. Die zwei sich diametral gegenüberliegenden Adern bilden je ein Paar, deren Feldachsen, entsprechend der geometrischen Anordnung, senkrecht aufeinander stehen. Dadurch wird die Kopplung zwischen den beiden Paaren des gleichen Vierers wenigstens theoretisch verunmöglicht. Die Verseilung der Paare und Vierer verfolgt nicht nur den Zweck, diese auf engstem Raume zusammenzuhalten. Durch die Anwendung von verschiedenen Verseilschritten lassen sich sowohl bei paar- als auch viererverseilten Kabeln zwischen benachbarten Leitungen der gleichen Lage die aus dem Parallellauf resultierenden Kopplungen weitgehend reduzieren. Als weitere Verseilart wurde seit dem Jahre 1903 Viererverseilung nach Dieselhorst-Martin (DM-Vierer genannt) angewendet.

Die Ausnützung der Phantomstromkreise, die aus zwei Stammleitungen mit Hilfe der bekannten Spulenschaltungen gebildet werden können, gestattet bei den viererverseilten Kabeln mit demselben Aufwand an Kupfer die Zahl der Leitungen um 50 % zu erhöhen.

Der Dieselhorst-Martin- (DM-)Vierer eignete sich für diese Zwecke besonders gut, da bei dieser Verseilungsart, trotz der Parallelschaltung der Teilkapazitäten, die Phantomkapazität nur ungefähr 1,5...1,6-mal grösser als die dazugehörige Stammkapazität ist. Wegen des gedrängten Aufbaus beträgt dieses Verhältnis für Sternvierer nur 2,6. Beim DM-Vierer sind die zwei Paare mit je einem besonderen Schritt verseilt und die beiden Paare wiederum mit einer dritten Schrittlänge zu einem Vierer verseilt. Dadurch erreicht man einerseits eine weitgehende Entkopplung der Paare unter sich und andererseits auch des Phantomstromkreises gegen die beiden Paare. Die Entkopplung zwischen den Nachbarvierern und Stämmen wird wiederum durch die Wahl verschiedener Verseilschritte der Vierer gelöst.

Damit entwickelte sich die Verseiltechnik im Laufe der Jahre zu einer eigenen Wissenschaft. Die Qualität der Kabel hängt zum grossen Teil von der Beherrschung der Verseiltechnik ab, werden doch durch sie – ausser den Nebensprechverhältnissen – auch die übrigen Übertragungseigenschaften massgebend beeinflusst. Über die Fabrikation der Telephonkabel wurde an dieser Stelle schon 1948 ausführlich berichtet¹, weshalb nicht näher darauf eingegangen wird.

Trotz aller Sorgfalt bei der Verseilung der Leiter und des Aderbündels ist die Entkopplung praktisch nur bis zu einem gewissen Grade möglich. Die Kenntnis dieser Grenzen führte dazu, Mittel und Wege zu suchen, um diese Restkopplungen der einzelnen Fabrikationslängen auf andere Art unwirksam zu machen. Schon 1912 finden wir in alten Akten unserer Verwaltung einen Hinweis auf das Wesen der Kopp-

¹ *Gertsch, Rudolf*. Über die Fabrikation von Telephonkabeln. Techn. Mitt. PTT 1948, Nr. 4, S. 172 ... 182 und Nr. 5, S. 209 bis 221.

lungen zwischen zwei Paaren. Dieses Problem war bereits damals aktuell und zum Teil schon theoretisch erfaßt. Die für die Fabrikationslängen zulässigen Kopplungen wurden in Pflichtenheften festgelegt. Weiter wurden Methoden entwickelt, die es gestatteten, während der Montage die unvermeidlichen Restkopplungen weiter zu reduzieren und so das Nebensprechen der fertigen Anlagen wesentlich zu verbessern.

Bevor wir die eigentlichen Abgleichsmethoden behandeln, sollen Wesen und Art der Kopplungen und deren Beziehungen zum Nebensprechen kurz erläutert und aufgefrischt werden.

2. Die Ursache des Nebensprechens in Telephonkabeln

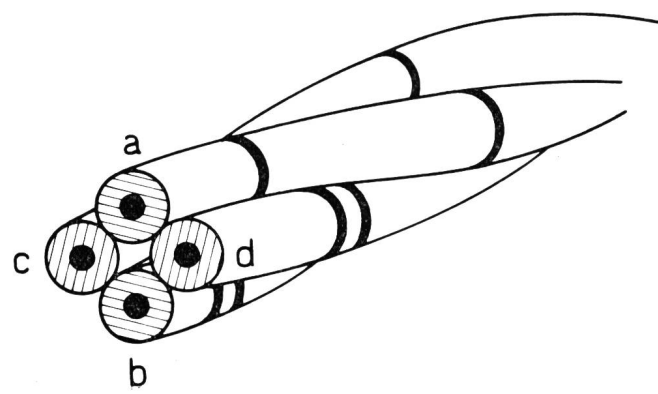
Zum bessern Verständnis wollen wir zunächst einmal die Ursachen des Nebensprechens im Papierbleikabel untersuchen. Beim heutigen Stand der Technik kann das Nebensprechen bis zu einem gewissen Grade noch auftreten:

- a) im gleichen Vierer zwischen den Stammleitungen unter sich und zwischen dem Phantomstromkreis;
- b) bei paarverseilten Kabeln zwischen benachbarten Paaren.

Solange die Aderisolation je Kilometer mehr als 10 000 Megohm beträgt und die Widerstandsdifferenzen zwischen den Drähten des gleichen Vierers weniger als 1 Ohm betragen, wird das Nebensprechen durch die sogenannten kapazitiven Kopplungen verursacht. Die magnetischen Kopplungen sind infolge der geringen Aderabstände normalerweise klein und wirken sich bei der Niederfrequenzübertragung nicht aus. Am einfachsten sind die Verhältnisse am Sternvierer zu überblicken; es ergeben sich für eine Fabrikationslänge die in Figur 1 dargestellten Verhältnisse.

Das Nebensprechen Stamm/Stamm

Zwischen den einzelnen Adern bestehen wegen des geringen Abstandes beträchtliche Kapazitäten. Uns interessieren in diesem Zusammenhang nur die wirksamen Kapazitäten zwischen den direkt benachbarten Drähten. Die Kapazitäten $C_1 \dots C_4$ können als Zweige einer Wheatstonebrücke angesehen werden. Wir nehmen das erste Paar (a+b) als den Störer an, an welchem eine Spannung U_{ab} herrscht. Diese Spannung



bewirkt nun folgende Querströme in den beiden Brückenzweigen:

$$i_1 = \frac{U_{ab}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_3}} = \frac{U_{ab} \cdot j\omega C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3}$$

$$i_2 = \frac{U_{ab}}{\frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_4}} = \frac{U_{ab} \cdot j\omega C_2 \cdot C_4}{C_2 + C_4}$$

Durch Multiplikation dieser Ströme mit den kapazitiven Widerständen von C_1 und C_2 erhält man das Potential an den Adern c und d.

$$e_{ac} = i_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = U_{ab} \cdot \frac{j\omega C_1 \cdot C_3}{(C_1 + C_3) \cdot j\omega C_1} = U_{ab} \cdot \frac{C_3}{C_1 + C_3}$$

$$e_{ad} = i_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = U_{ab} \cdot \frac{j\omega C_2 \cdot C_4}{(C_2 + C_4) \cdot j\omega C_2} = U_{ab} \cdot \frac{C_4}{C_2 + C_4}$$

Uns interessiert der Spannungsunterschied zwischen den Punkten c und d.

$$\begin{aligned} E_{cd} &= e_{ad} - e_{ac} = U_{ab} \cdot \frac{C_4}{C_2 + C_4} - U_{ab} \cdot \frac{C_3}{C_1 + C_3} \\ &= U_{ab} \cdot \left[\frac{C_4}{C_2 + C_4} - \frac{C_3}{C_1 + C_3} \right] \\ &= U_{ab} \cdot \frac{C_4(C_1 + C_3) - C_3(C_2 + C_4)}{(C_2 + C_4)(C_1 + C_3)} \\ &= U_{ab} \cdot \frac{C_1 \cdot C_4 - C_2 \cdot C_3}{(C_2 + C_4)(C_1 + C_3)} \end{aligned}$$

Aus diesem Ausdruck ist nun ersichtlich, dass die Punkte c und d spannungslos sind, wenn der Ausdruck

$$C_1 \cdot C_4 = C_2 \cdot C_3 \quad \text{ist.}$$

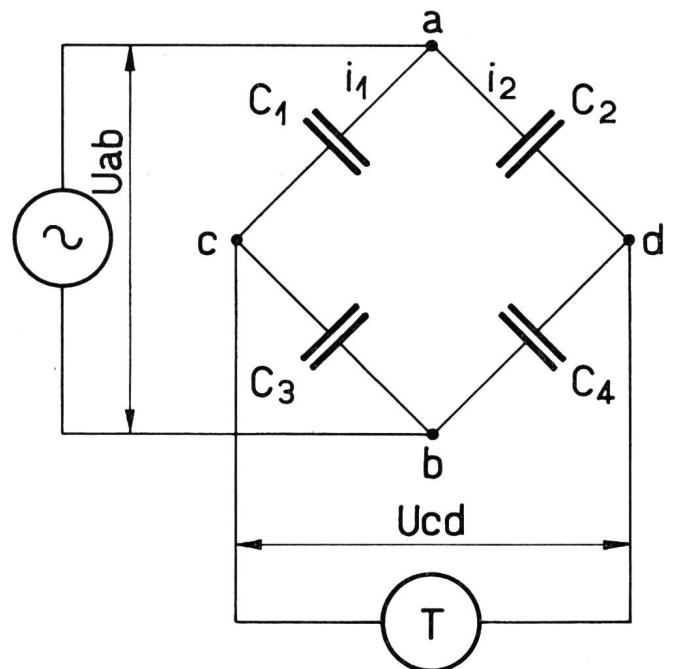


Fig. 1. Sternvierer und dessen Ersatzschaltung

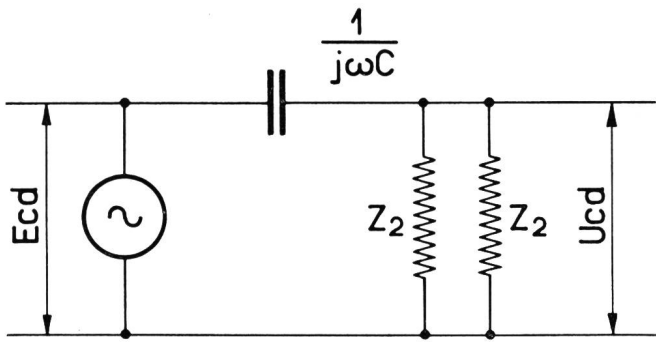


Fig. 2. Beziehung zwischen induzierter EMK, Ecd und Störspannung Ucd

Die obige Beziehung wird weiter umgeformt:

$$E_{cd} = U_{ab} \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{(C_2 + C_4) \cdot (C_1 + C_3)} \cdot \left[\frac{C_4 - C_2}{C_2} - \frac{C_3 - C_1}{C_1} \right]$$

oder, was gleichwertig ist:

$$E_{cd} = U_{ab} \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{(C_2 + C_4) \cdot (C_1 + C_3)} \cdot \left[\frac{C_4 - C_2}{C_2} - \frac{C_3 - C_1}{C_1} \right]$$

Die Kapazitätsunterschiede sind klein im Verhältnis zu den Kapazitäten. Also kann in den Summen und Produkten $C_1 \dots C_4$ ersetzt werden durch den Mittelwert C. Es bleibt somit

$$E_{cd} = U_{ab} \cdot \frac{C_4 - C_2 - C_3 + C_1}{4C}$$

Die Differenz der Kapazitäten $C_1 - C_2 - C_3 + C_4$ wird nun als kapazitive Kopplung k_1 bezeichnet.

$$E_{cd} = U_{ab} \cdot \frac{k_1}{4C}$$

Ist die kapazitive Kopplung k_1 gleich Null oder sehr klein, so tritt kein Nebensprechen Stamm/Stamm auf. Für den andern Fall berechnet man die Nebensprechspannung nach (vgl. Figur 2):

$$U_{cd} = \frac{E_{cd}}{R_i + R_a} \cdot R_a$$

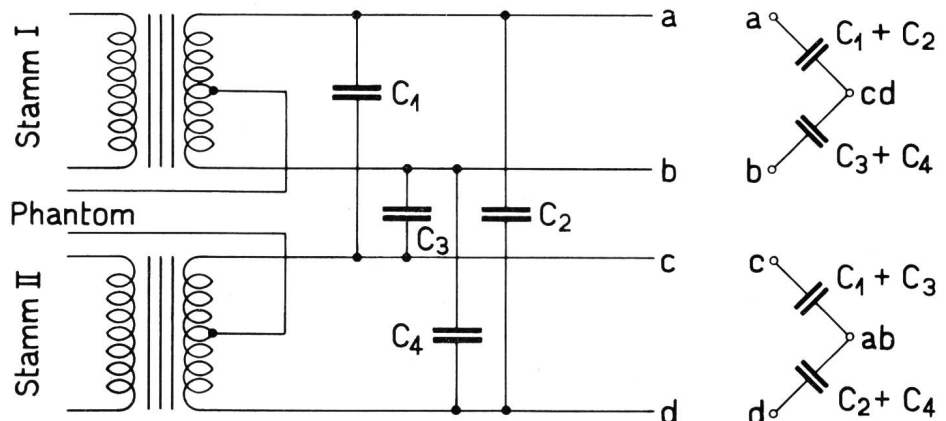
$$U_{cd} = U_{ab} \cdot \frac{k_1}{4 \cdot C} \cdot \frac{\frac{Z_2}{2}}{\frac{1}{j\omega C} + \frac{Z_2}{2}}$$

wobei

$$R_i = \frac{1}{j\omega C} = \text{Innenwiderstand}$$

$$R_a = \frac{Z_2}{2} = \text{Aussenwiderstand}$$

Fig. 3. Beziehung zwischen Teilkapazitäten und Kopplungen Stamm/Phantom



Nun ist aber $\frac{Z_2}{2} < \frac{1}{j\omega C}$ und die Formel vereinfacht sich zu

$$|U_{cd}| = U_{ab} \cdot \frac{\omega k_1 \cdot Z_2}{8}$$

Die Nebensprechdämpfung ist jedoch folgendermassen definiert:

$$A_d = \ln \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} \quad \begin{matrix} P_1 = \text{Leistung auf dem störenden Paar} \\ P_2 = \text{» » » gestörten »} \end{matrix}$$

oder, wenn die Leistung durch Spannung und Belastung ausgedrückt wird,

$$A_d = \ln \frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

Das Verhältnis $\frac{U_1}{U_2}$ entspricht $\frac{U_{ab}}{U_{cd}} = \frac{8}{\omega \cdot k_1 \cdot Z_2}$

Damit wird die Nebensprechdämpfung Stamm/Stamm

$$A_d = \ln \frac{8}{\omega \cdot k_1 \cdot Z_2} \cdot \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$A_d = \ln \frac{8}{\omega \cdot k_1 \cdot Z_2} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{Neper}$$

Wenn die fraglichen Leitungen gleiche Impedanz (gleiche Pupinisierung und Kapazität) besitzen, so fällt das Korrekturglied weg, denn dann ist $\frac{Z_1}{Z_2} = 1$,

und der Logarithmus aus 1 ist gleich 0. Die Beziehung zwischen kapazitiver Kopplung und Nebensprechdämpfung ist gültig für elektrisch kurze Leitungen. Die Kopplung k_1 muss einem Leitungsstück behaftet sein, das weder eine merkbare Dämpfung noch eine Phasendrehung aufweist.

Das Nebensprechen Stamm/Phantom

Die wirksamen Kapazitäten zwischen den vier Adern des gleichen Vierers können in gleicher Weise auch zwischen dem Stamm- und Phantomstromkreis Nebensprechen verursachen. In der Figur 3 sind die Teilkapazitäten eingezeichnet. Für den Phantom-

stromkreis können immer zwei dieser Kapazitäten als parallel geschaltet angenommen werden. Dadurch lassen sich die Symmetrieverhältnisse zwischen einem Stamm- und dem Phantomstromkreis sehr einfach überblicken.

Die kapazitive Kopplung ergibt sich analog aus den kleinen Differenzen der Teilkapazitäten $C_1 \dots C_4$.

$k_2 = C_3 + C_4 - C_1 - C_2$ Kopplung Stamm I/Phantom
 $k_3 = C_2 + C_4 - C_1 - C_3$ Kopplung Stamm II/Phantom

Zwischen diesen kapazitiven Kopplungen und der entsprechenden Nebensprechdämpfung besteht wieder ein einfacher Zusammenhang. Die entsprechende Ableitung führt zu folgender Formel:

$$A_d = \ln \frac{4}{\omega k_2 \cdot Z_2} \cdot \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad \text{Neper}$$

oder auch

$$A_d = \ln \frac{4}{\omega k_2 \cdot Z_2} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{Neper}$$

Die beiden Formeln für die Berechnung der Nebensprechdämpfung können in einen allgemeinen Ausdruck zusammengezogen werden. Es wird dann

$$A_d = \ln \frac{2}{\omega k \cdot Z_2} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{Neper,}$$

dabei entspricht $k = \frac{k_1}{4}$ oder $k = \frac{k_2}{2}$ bzw. $\frac{k_3}{2}$

Diese Formel gilt nun auch für Kopplungen zwischen beliebigen Paaren und Vierern eines Kabels.

Bedeutung der Formel:

Das Nebensprechen wird mit zunehmender Kopplung stärker. Dieses ist frequenzabhängig; mit steigender Frequenz wird die Nebensprechdämpfung geringer. Das resultierende Nebensprechen hängt weiter von der Leitungsimpedanz ab. Je höher die Impedanz, desto stärker das Nebensprechen bei gleicher Kopplung.

Die Formeln zeigen im übrigen auch, dass sich Stamm und Phantom stärker beeinflussen als die Stammleitungen unter sich.

Die Beziehungen zwischen Kopplungen und Nebensprechen sind im Nomogramm Figur 4 anschaulich dargestellt.

Da die kapazitiven Kopplungen ihren Ursprung in kleinen Kapazitätsdifferenzen haben, liegt der Wunsch nahe, diese bereits bei der Fabrikation so gering als möglich zu halten. Eine solche Forderung würde aber die Kabelpreise in sehr ungünstigem Sinn beeinflussen und wäre nicht zu verantworten. Den Fabrikanten werden deshalb gewisse kapazitive Kopplungen zugestanden. Für eine Fabrikationslänge von 230 m dürfen beispielsweise

k_1 im Mittel 30 pF, Maximum 100 pF
 $k_2; k_3$ im Mittel 75 pF, Maximum 400 pF

betragen.

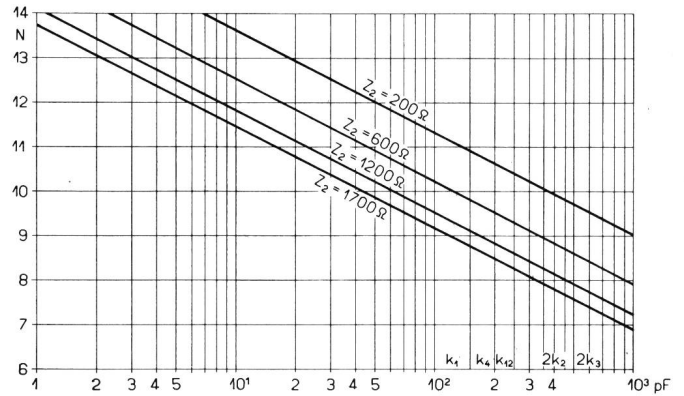


Fig. 4. Beziehung zwischen kapazitiver Kopplung und Nebensprechdämpfung bei 800 Hertz

Korrekturen: Für $Z_1 \neq Z_2$: $-\frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2}$

Die Aufgabe des Niederfrequenzabgleiches bei der Montage ist es nun, den Einfluss der Restkopplungen so gut als möglich zu eliminieren. Es wäre hier einzuwenden, weshalb an Fern- und Bezirkskabeln ein Abgleich vorgenommen wird, an Teilnehmeranlagen jedoch unterbleibt, obwohl die Teilnehmerkabel in jeder Telephonverbindung ein sehr wichtiges Glied bilden.

Bei der Diskussion der Formel zur Berechnung der Nebensprechdämpfung haben wir bereits gesehen, dass die Leitungsimpedanz einen grossen Einfluss auf die Stärke des Nebensprechens hat. Die Impedanz einer pupinisierten Fern- oder Bezirkskabelader ist nun aber 2...3 mal grösser als die einer Teilnehmerleitung. Somit wirkt sich eine allfällige Kopplung im pupinisierten Kabel entsprechend stärker aus.

Fern- und Bezirkskabel sind bedeutend länger als die unpupinisierten Teilnehmerkabel. Wenn sich auch die einzelnen, über das Kabel verteilten Nebensprecherde nicht unbedingt summieren, so nimmt trotzdem das Nebensprechen nach der Wahrscheinlichkeitsrechnung mit zunehmender Länge zu. Die Abnahme der Nebensprechdämpfung erfolgt ungefähr im Verhältnis von

$$\ln \sqrt{\frac{L}{L_0}} \quad \begin{matrix} L_0 = \text{Bezugslänge} \\ L = \text{Gesamtlänge} \end{matrix}$$

In einem Fern- oder Bezirkskabel sind benachbarte oder Leitungen des gleichen Vierers viel häufiger gleichzeitig besetzt, als dies bei einem Teilnehmerkabel der Fall ist. Somit macht sich ein allfälliges Nebensprechen auch eher bemerkbar.

Von Fernkabelanlagen werden auch deshalb höhere Nebensprechdämpfungen verlangt, weil sich, je nach den Pegelverhältnissen, das Nebensprechen störend auswirken kann, zum Beispiel, wenn eine Verbindung, die bereits eine gewisse Dämpfung aufweist, durch ein ungedämpftes Gespräch gestört wird.

3. Die Messung der kapazitiven Kopplungen

Zur Bestimmung der kapazitiven Kopplungen werden selbstverständlich nicht die Teilkapazitäten ge-

messen. Dies wäre zu umständlich und zu zeitraubend. Man bedient sich besonderer Kopplungsmessbrücken². Das Prinzip der Messanordnung geht bereits aus der Figur 1 hervor. Für die Bestimmung der Stamm/Stamm-Kopplung wird am einen Paar eine tonfrequente Spannung angelegt, entsprechend dem Störer. Am andern Paar liegt ein Telefon. Somit bilden die vier Teilkapazitäten direkt die Zweige einer Wheatstonebrücke (Fig. 5). Der Brückenabgleich erfolgt nun mit Hilfe eines Differentialkondensators, der an drei Punkten liegt. Dieser wird so eingedreht, bis im Telefon ein Tonminimum herrscht. Die Kapazitätsdifferenz des Differentialkondensators entspricht nun der wirksamen kapazitiven Kopplung.

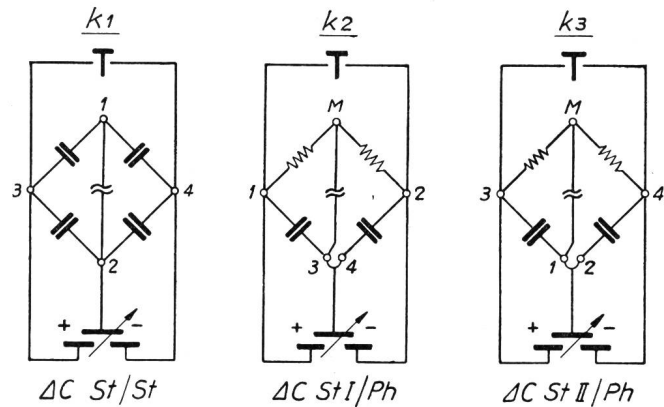


Fig. 5. Meßschaltungen zur Bestimmung der kapazitiven Kopplungen

Da bei der Bestimmung der Stamm/Phantom-Kopplung je ein Paar kurzgeschlossen ist, wird in der Brücke mit Hilfe von zwei Widerständen oder einem Differentialtransformator eine symmetrische Brückenschaltung gebildet. Auch bei dieser Messung gibt der Differentialkondensator im abgeglichenen Zustand direkt den Kopplungswert an.

Für die Messung der Kopplungen werden die Kabeladern mit einem Messkabel mit der Brücke verbunden. Da Kapazitätsdifferenzen gemessen werden, müssen die Adern am andern Kabelende gut isoliert sein. Berührungen mit andern Adern fälschen oder verunmöglichen die Messung.

Als Stromquelle wird ein Magnet- oder Batterieröhrensummer verwendet. Zur Verbesserung der Empfindlichkeit wird zwischen Brückenausgang und Kopfhörer ein Batterieverstärker geschaltet. Die Umschaltung der Brücke für die Messung der verschiedenen Kopplungen erfolgt durch die Betätigung von entsprechenden Schlüsseln oder Druckknopfkontakten.

4. Möglichkeiten für die Reduktion kapazitiver Kopplungen

Beim Bau einer Anlage ist der Kopplungsausgleich nur deshalb möglich, weil sich die Kopplungen von einer Fabrikationslänge zur andern direkt summieren,

² Kallen Robert. Neuentwicklung von Kabelmessgeräten durch die PTT-Verwaltung. Techn. Mitt. PTT 1951, Nr. 7, S. 271...277.

entsprechend ihren Vorzeichen. Da jedoch Spannung und Strom auf einer Leitung sich nicht unendlich schnell fortpflanzen und zudem Verluste erleiden, sind dem Ausgleich Grenzen gesetzt. Der Ausgleich kann nur innerhalb von Abschnitten erfolgen, in

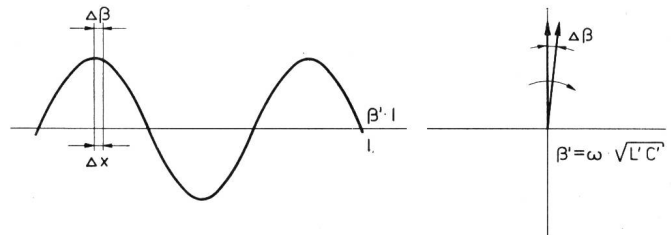


Fig. 6. Lineare und vektorielle Darstellung der Phasendrehung längs der Leitung

denen praktisch die gleichen Momentanwerte herrschen (Fig. 6). Als Mass für die Änderung der Momentanwerte gilt die Phasendrehung im Vektordiagramm, die proportional zur Länge anwächst. Sie wird berechnet aus

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{LC} \text{ Bogenmass. } \begin{matrix} L = \text{Leitungsinduktivität} \\ C = \text{Leitungskapazität} \end{matrix}$$

Diese beträgt beispielsweise für eine Pupinsektion von 1830 m Länge, bei der Frequenz von 800 Hertz, ungefähr 0,045 Bogen oder 2,6°. Derart geringe Phasendrehungen machen sich beim Abgleich nicht bemerkbar. Die Pupinisierung ist dagegen nichts anderes als eine punktförmige Einschaltung von Induktivität. Die Spuleninduktivität ist bedeutend höher als die Leitungsinduktivität. Es tritt an den Pupinpunkten eine merkbare frequenzabhängige Phasendrehung auf (Fig. 7). Deshalb können die Kopplungen nur innerhalb der Pupinsektionen abgeglichen werden.

Der Kopplungsabgleich kann nun prinzipiell nach zwei Methoden erfolgen.

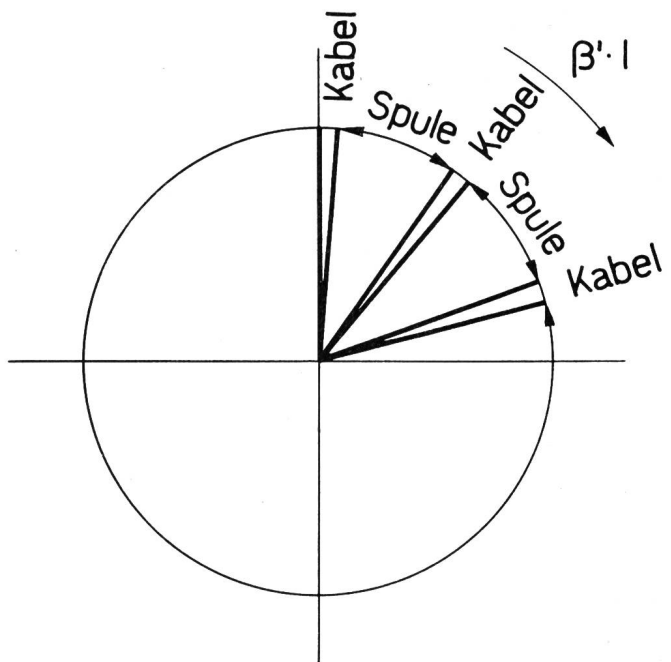


Fig. 7. Verteilung der Phasendrehung bei einem Pupinkabel

Der Kopplungsabgleich mit Kondensatoren

Bei dieser Methode werden nach Zusammenschaltung der Baulängen zu einer Pupinsektion die Kopplungen gemessen. Da bekanntlich die kapazitiven Kopplungen auf Differenzen in den Teilkapazitäten beruhen, kann durch entsprechende Zuschaltung von Kapazitäten zwischen die Adern eine Kopplungsreduktion erzielt werden. Prinzipiell kann eine Kopplung durch einen Kondensator korrigiert werden. Der Einbau eines Kondensators beeinflusst aber sofort die übrigen Kopplungen im gleichen Vierer. Diesem Umstand begegnet man durch Aufteilung des Korrekturwertes auf die beiden zu schwachen Teilkapazitäten. Sind sämtliche Kopplungswerte k_1 , k_2 und k_3 auf die entsprechenden Arme symmetrisch verteilt, so soll der Vierer abgeglichen sein. Es brauchen aber nicht vier Kondensatoren auf einen Vierer geschaltet zu werden. Durch Subtraktion des kleinsten Wertes von allen wird ein Wert null, und der Einbau reduziert sich maximal auf drei Glieder. Zur Berechnung des Einbaues wird ein Schema nach Figur 8 verwendet.

	Vorzeichen	Betrag		Zwischen die Adern			
				a - c	a - d	b - c	b - d
k_1	+	80	$\frac{1}{2}$		40	40	
	-		$\frac{1}{2}$				
k_2	+	220	$\frac{1}{2}$	110	110		
	-		$\frac{1}{2}$				
k_3	+		$\frac{1}{2}$				
	-	300	$\frac{1}{2}$		150		150
Summe				110	300	40	150
- kleinster Wert				40	40	40	40
Einzubauen				70	260	0	110

Fig. 8. Berechnungsschema zum Kopplungs-Ausgleich mit Kondensatoren

Die Kondensatormethode wurde in der Schweiz in den zwanziger Jahren angewendet. Ihr Vorteil liegt darin, dass, wegen des geraden Durchspießens der Vierer, diese in den Zwischenspleissungen leicht zu finden sind. Die Ausgleichskondensatoren wurden in einer besonderen Kondensatorenmuffe untergebracht. Die damals verwendeten Kondensatoren ertrugen aber die durch Starkstrombeeinflussung erzeugten hohen Spannungen nicht immer, ohne Schaden zu nehmen. Heute wird der Kondensatorabgleich nur in Einzelfällen wieder angewendet, so bei der Auswechslung von Baulängen in bestehenden Anlagen.

Der Kreuzungsabgleich

Die heute in der Schweiz angewendete Methode ist der Kreuzungsabgleich. Da die Kopplungen positiven

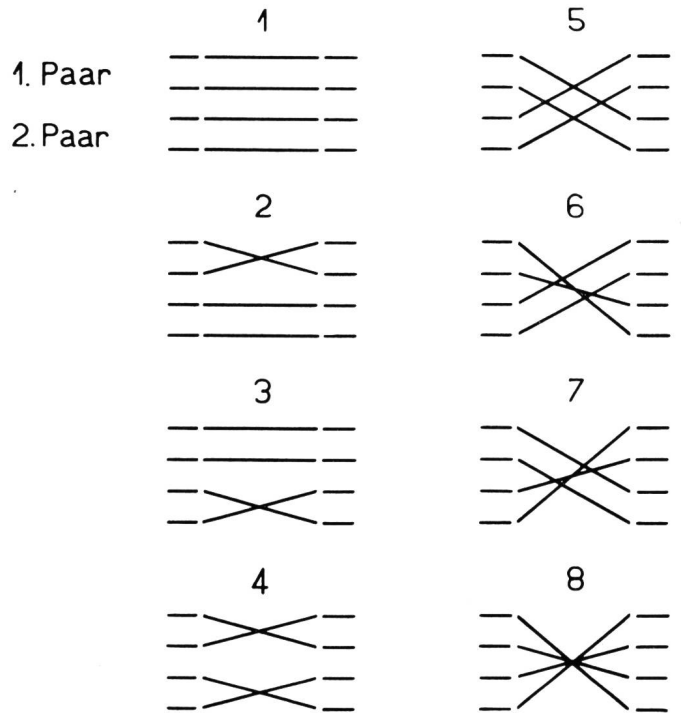


Fig. 9. Die acht möglichen Kreuzungen zwischen zwei Vierern zur Reduktion der Kopplungen

und negativen Charakter haben, kann durch Zusammenschaltung von Vierern oder Paaren mit passenden Werten ein Abgleich erzielt werden. Die resultierenden Kopplungen entsprechen dann der algebraischen Summe der Teilkopplungen, denn die Teilkapazitäten $C_1 \dots C_4$ sind nun parallel geschaltet, wodurch sich auch die Kopplungen summieren. Die Zusammenschaltung kann zudem nach acht verschiedenen Kreuzungen erfolgen. Durch die Kreuzung je eines Paares ändern für einen Vierer immer je zwei Kopplungswerte ihr Vorzeichen. Die möglichen Kreuzungen sind aus der Figur 9 ersichtlich. Durch eine Kreuzung nach 5 bis 8 wird eine k_2 - mit einer k_3 -Kopplung kombiniert und umgekehrt. Die Kreuzungsmethode vermischt die Vierer innerhalb der gleichen Lage des Kabels derart, dass die Vierernummern mit den Stromkreisnummern nicht mehr miteinander übereinstimmen. Der Vorteil des Kreuzungsabgleiches liegt jedoch darin, dass die Kopplungen ohne fremde Glieder korrigiert werden. Gleichzeitig werden unnötige Parallelläufe zwischen benachbarten Vierern vermieden.

Abgleich in bezug auf die Längshomogenität

Ausser der Reduktion des Nebensprechens wird beim Montageabgleich die Verbesserung der Längshomogenität angestrebt. Eine Pupinleitung setzt sich bekanntlich aus einer Kette von sogenannten π -Gliedern zusammen (Fig. 10). Ein π -Glieder besteht

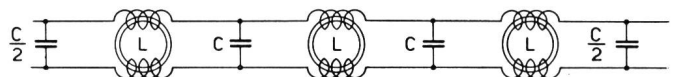


Fig. 10. Die Pupinleitung besteht aus einer Kette von Kapazitäten (C) und Induktivitäten (L)

aus einer Kapazität, die einer halben Pupinsektion entspricht, einer Pupinspuleninduktivität und wieder einer Kapazität. Soll eine Pupinleitung eine gute Längshomogenität besitzen, so muss jedes Kettenglied die gleiche Impedanz haben. Die Impedanz eines solchen π -Gliedes ist gegeben durch folgende Beziehung

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4}}} \text{ Ohm}$$

L = Spuleninduktivität
C = Spulenfeldkapazität

Für mittlere Tonfrequenzen gilt allgemein die Beziehung

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ Ohm}$$

Die Impedanz eines Kettengliedes entspricht aber zugleich dem Verhältnis

$$\text{Impedanz} = \frac{\text{Spannung}}{\text{Strom}}$$

Besitzen nun nicht alle Kettenglieder die gleiche Impedanz, so wird das Verhältnis zwischen Spannung und Strom von einem Pupinfeld zum andern gestört. Dem passt sich die übertragene Leistung an, indem entweder ein Teil der Spannung oder des Stromes an den Anfang der Leitung reflektiert wird. Da Pupinleitungen sehr geringe Dämpfungen besitzen, so wirken sich diese Reflexionen auf die Eingangsimpedanz der Leitung aus. Die Impedanzkurve einer Pupinleitung mit starker Reflexion sieht ungefähr nach Figur 11 aus. Die Maxima in der Kurve entstehen

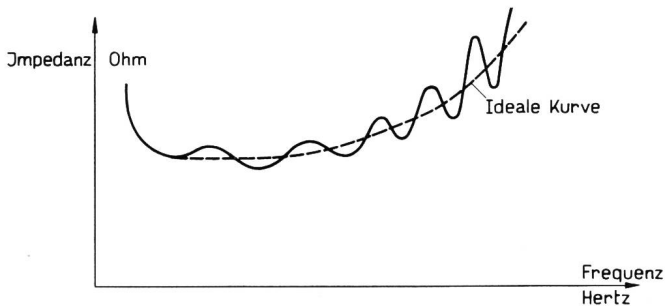


Fig. 11. Impedanzkurve eines pupinisierten Kabels mit Reflexionen

dann, wenn am Leitungsanfang eine reflektierte Spannungswelle gleichphasig mit der Eingangsspannung eintrifft. Gespräche auf Leitungen mit Reflexionen sind jedoch nur beschränkt verstärkbar.

Damit alle Kettenglieder die gleiche Impedanz haben, dürfen die einander folgenden Kapazitäten und Induktivitäten nur wenig voneinander abweichen. Zu diesem Zweck wird bei der Montage der

Fernkabel in der Mitte eines Pupinfeldes ein Ausgleich der Betriebskapazität vorgenommen. Durch Zusammenschalten von Leitungen mit hoher und Leitungen mit niedriger Betriebskapazität werden die maximalen Kapazitätsabweichungen der verschiedenen Leitungen bedeutend reduziert. Innerhalb der Pupinsektion ist dies erlaubt, denn die eigentliche Phasendrehung tritt an den Pupinpunkten auf. Damit nun in den Pupinpunkten möglichst Leitungen mit gleicher Betriebskapazität zusammengespleisst werden, wird eine Gruppierung vorgenommen. Nachdem die Betriebskapazitäten einer Pupinsektion gemessen sind, werden diese vom grössten zum kleinsten Wert fortlaufend numeriert. Auf die erste Spule wird nun die Leitung mit der höchsten Kapazität geschaltet und umgekehrt. Dadurch setzt sich der gleiche Stromkreis aus Spulenfeldern mit praktisch gleicher Kapazität zusammen. Hier zeigt es sich, dass nicht nur der elektrische Abgleich Sorgfalt erfordert, sondern auch beim Bau auf die genaue Einhaltung der Pupinlängen geachtet werden muss.

Die Induktivitäten der Pupinspulen weisen im Prinzip auch eine gewisse Streuung um den vorgeschriebenen Mittelwert auf. In der Fabrik werden jedoch diese nach fallenden Induktivitätswerten der Reihe nach in die Kästen oder Muffen eingebaut. So folgen sich in einer gut gruppierten Pupinleitung nicht nur Pupinsektionen mit gleicher Kapazität, sondern auch Pupinspulen mit praktisch gleicher Induktivität. Diese Ordnung hat auch den Vorteil, dass in den Pupinspleissungen die Numerierung der Spulenvierer der Numerierung der Kabelendverschlüsse entspricht.

5. Praktische Ausführung des Abgleiches

Die Organisation der Abgleichsarbeiten, die Hand in Hand mit den Spleissarbeiten gehen, richten sich nach dem Kabeltyp und der Bedeutung der Anlage. Da der Abgleich innerhalb der Pupinlängen vorgenommen wird, müssen zu diesem Zweck immer ganze Pupinlängen (oder auch Anlauf- und Endlängen) verlegt sein. Die Pupinsektionen setzen sich normalerweise aus acht Einzellängen zusammen. Eine Ausnahme hiervon machen die paarverseilten Bezirkskabel, die vielfach in Doppellängen von 456 m verlegt wurden. Bei acht Einzellängen werden die Spleisspunkte nach Figur 12 bezeichnet.

Der Abgleich der paarverseilten Bezirkskabel

Beim paarverseilten Kabel existieren normalerweise merkbare Kopplungen nur zwischen benachbarten Paaren der gleichen Lage, zudem sind die Werte nicht sehr hoch. Die Stamm/Stamm-Kopplungen werden im sogenannten C-Punkt, das heisst in

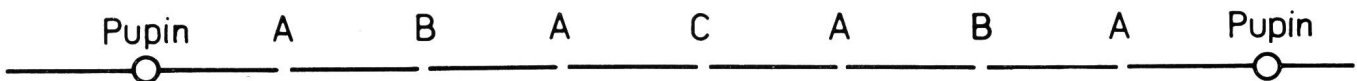


Fig. 12. Schematische Darstellung einer normalen Pupinsektion, bestehend aus acht Einzellängen mit den verschiedenen Spleisspunkten

der Mitte einer Pupinsektion, ausgekreuzt. Beidseitig werden die A- und B-Punkte vorgängig gespleisst und in den Pupinpunkten isoliert. Wurden Doppellängen verlegt, so erübrigt sich das Spleissen der A-Punkte.

Bezirkskabel – sternverseilt

Die sternverseilten Kabel besitzen Kopplungen im Vierer, die reduziert werden müssen. Der Abgleich der Pupinsektion erfolgt in drei, das heisst in den B- und C-Punkten. In den A-Punkten werden die Vierer nicht der Lage nach, sondern gemäss einem gewissen Zyklus aufeinandergespleisst. Dieser Zyklus hat keinen Einfluss auf die Kopplungen im Vierer. Dagegen werden damit unnötig lange Parallelläufe von benachbarten Vierern vermieden. Die zyklische Vertauschung wirkt sich damit günstig auf das Nebenvierer-Nebensprechen aus. Zur Durchführung des Kreuzungsabgleiches stehen somit noch drei Spleissungen zur Verfügung. Nach Messung der Kopplungen in den B-Punkten werden die Vierer bestimmt, die durch Zusammenschaltung eine Kopplungsreduktion ermöglichen. Dies ist aber nicht immer ohne weiteres der Fall. Verbleibende Restkopplungen werden bei der Kontrolle im C-Punkt wieder erscheinen. Also müssen dort Vierer mit abnormalen Werten aufeinander passen. Dies wird nur durch eine sorgfältige Berechnung der Kreuzungstabelle für die B-Punkte möglich. Oft müssen gewisse Kopplungswerte künstlich gebildet werden, damit der völlige Abgleich im C-Punkt möglich wird. Bevor eine Spleissung verlötet wird, erfolgt eine Kontrollmessung. Diese zeigt, ob die richtigen Kreuzungen eingebaut wurden.

Fernkabel

Infolge ihrer Länge und der Bedeutung der Fernkabel wird bei diesen beim Abgleich besondere Sorgfalt angewendet. So beginnt man mit dem Kreuzungsabgleich schon in den A-Punkten. Beidseitig der A-Punkte misst man normalerweise für eine Fabrikationslänge niedrigere Kopplungen als in einem B-Punkt, wenn die A-Punkte nach einem festen Schema durchgespleisst werden. Im B-Punkt werden die Kopplungen weiterhin reduziert, damit im C-Punkt nur noch zulässige Kopplungswerte erscheinen. Im B-Punkt müssen nun die grösseren Kopplungswerte aufeinander passen, was nur durch das gleichzeitige Berechnen und Aufeinanderabstimmen der Restkopplungen der A-Punkte gelingt. Wenn schon normalerweise nur Vierer der gleichen Lage aufeinander gespleisst und gekreuzt werden, so kommt bei Fernkabeln unter Umständen noch eine weitere Einschränkung dazu. Für sehr lange Fernverbindungen werden, um besser verstärken zu können, die beiden Gesprächsrichtungen getrennt. Anstelle eines Aderpaares werden zwei verschiedene Paare verwendet, daher die Bezeichnung 4-Draht-Leitung. Zwischen zwei zusammengehörenden Leitungen bestehen jedoch an den beiden Enden beträchtliche Niveauunterschiede. Die beiden Richtungen werden deshalb zur

Erreichung der erforderlichen Nebensprechfreiheit im Kabel voneinander getrennt. Die Trennung innerhalb der gleichen Lage geschieht dann durch sogenannte Trennvierer. Die Auskreuzung der Vierer zum Kopplungsausgleich muss strikte innerhalb der entsprechenden Gruppen erfolgen. Im C-Punkt wird der Abgleich der Betriebskapazität vorgenommen. Die Ordnung der Vierer nach der Betriebskapazität ergibt dann automatisch, welche Vierer zusammengespleisst werden müssen. Deshalb ist es wichtig, dass beidseitig des C-Punktes die halben Pupinsektionen kopplungsmässig gut abgeglichen sind. Trotzdem werden die bestimmten Vierer so zusammengespleisst, dass sich die verbliebenen Kopplungen möglichst nicht addieren.

Übrige Messungen an der Anlage

Von jeder gespleisssten Pupinsektion werden Isolation, Widerstand, Kopplung und Kapazität gemessen. Der Isolationswiderstand soll je Ader und Kilometer über 10 000 Megohm liegen. Die Widerstandsmessung darf im gleichen Vierer keine grösseren Differenzen als 0,15 Ohm ergeben. Die Kopplungen, die unmittelbar nach dem Spleissen des C-Punktes gemessen werden, sollen folgende Werte nicht übersteigen:

$$\begin{aligned} k_1 & \text{ mittel } 15 \text{ pF, maximum } 30 \text{ pF} \\ k_2, k_3 & \text{ mittel } 20 \text{ pF, maximum } 45 \text{ pF} \end{aligned}$$

Die Gleichstrommessungen sind eine gute Kontrolle der ausgeführten Spleissarbeiten. Der Widerstandsmessung ist es zu verdanken, dass sehr selten schlechte Lötstellen gemacht werden. Nach der Einschaltung der Pupinspulen werden nochmals Isolation und Widerstand der ganzen Anlage gemessen. Eine einfache Nebensprechkontrolle mit Summer und Kopfhörer zeigt an, ob während des Pupinisierens keine Verspleissungen vorgekommen sind. Nach Abschluss dieser Messungen ist die Anlage bereit zur Vornahme der Abnahmemessungen.

B. Der Nebensprechabgleich an Trägerstromkabeln

Zur Mehrfachausnützung der Telefonleitungen benützt man heute die Trägerstromtelephonie. Die gleichzeitige Belegung einer Leitung mit mehreren Gesprächen wird durch eine frequenzmässige Versetzung ermöglicht. Die einzelnen Verbindungen werden gemäss ihrem Frequenzband als Kanäle behandelt und verschiedene Trägerfrequenzen damit moduliert. Entsprechend der Trägerfrequenz werden die Kanäle in der Frequenzlage verschoben. Je mehr Kanäle auf einer Leitung übertragen werden sollen, um so breiter wird auch das zu übertragende Frequenzband. Die Übertragungseigenschaften einer Leitung, wie Impedanz, Dämpfung, Laufzeit und Nebensprechen, sind mehr oder weniger frequenzabhängig. Somit sind der maximalen Kanalzahl und der unverstärkten Leitungslänge Grenzen gesetzt. Dem Stande der Technik entsprechend und dem Be-

darf an Fernleitungen Rechnung tragend, entwickelte sich die Trägerstromtelephonie schrittweise.

Die Qualität der Trägerleitungen wird zu einem grossen Teil von der Stärke des Nebensprechens bestimmt. Dieses wird in Kabeln durch kapazitive und magnetische Kopplungen zwischen den verschiedenen Aderpaaren und Vierern verursacht. Ihre Auswirkung ist direkt proportional zur übertragenen Frequenz. Da schon bei der niederfrequenten Übertragung der Sprache in bezug auf die Kopplungsfreiheit der Stromkreise hohe Anforderungen an die Kabel gestellt werden müssen, wird diese Forderung noch viel dringender bei Hochfrequenz.

1. Grundsätzliches

Als Folge der hohen Frequenzen im Trägerstrombetrieb und der entsprechenden Leitungsdämpfungen treten zwischen den beiden Gesprächsrichtungen sehr hohe Niveauunterschiede auf. Ohne besondere Vorkehren würde dies die Nebensprechverhältnisse sehr ungünstig beeinflussen und sogar den Trägerbetrieb verunmöglichen. Es gibt grundsätzlich zwei Lösungen dieses Problems. Bei längeren Fernverbindungen werden, wenn möglich, die beiden Gesprächsrichtungen in zwei verschiedenen Kabeln übertragen. Dies ist der Fall bei den Systemen mit 24, 36 und 48 Kanälen. Steht nur ein Kabel zur Verfügung, so werden die eine Verbindung bildenden Gesprächsrichtungen auf dem gleichen Aderpaar übertragen, jedoch in ganz verschiedener Frequenzlage, so beim sogenannten C-Träger-System, wo Frequenzbänder von 8...36 kHz und von 42...70 kHz für die beiden Richtungen benützt werden (C: courte distance).

Die Trennung der beiden Sprechrichtungen hat zur Folge, dass nur das Fernnebensprechen zwischen den Leitungen wirksam werden kann. Wird auf zwei parallellaufenden Fernkabeln ein Teil der Leitungen zur Übertragung von Hochfrequenz abgeglichen, so muss in den Zwischenverstärkerstationen die gleiche Gesprächsrichtung das Kabel wechseln. Dies aus dem Grunde, damit am gleichen Punkt des Kabels nicht Leitungen mit verschiedenem Pegel über dritte Stromkreise koppeln können (Fig. 13). Ist der Wechsel nicht möglich, weil die beiden Kabel einen ganz

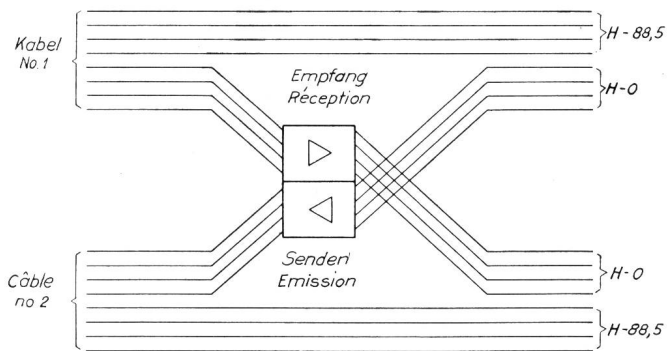


Fig. 13. Wechseln der Sprechrichtungen zum Ausgleich der Niveauunterschiede

verschiedenen Trasseverlauf haben, so müssen an den Verstärkerpunkten die Niederfrequenzleitungen durch Drosselspulen für Hochfrequenz gesperrt werden.

Das Problem des Nebensprechens im Kabel stellt sich nicht, wenn nur ein System betrieben wird. Mit der Zunahme der Systeme wachsen aber die Möglichkeiten gegenseitiger Beeinflussung. Zwischen n Systemen können folgende Möglichkeiten a von gegenseitigen Beeinflussungen wirksam sein:

$$a = \frac{n(n-1)}{2}$$

Dieser Zusammenhang zeigt, welchen Umfang die Bekämpfung des Nebensprechens auf Trägerfrequenzleitungen annehmen kann.

Kapazitive Kopplungen

Der geringe Aderabstand und somit die hohen Kapazitäten zwischen den einzelnen Adern von benachbarten Stromkreisen bringen es mit sich, dass sich die kleinsten Kapazitätsstreungen als kapazitive Kopplung auswirken. Zwischen den Stammleitungen des gleichen Vierers sowie Nachbarvierern ist mit kapazitiven Kopplungen zu rechnen. Über benachbarte Vierer hinaus sind die kapazitiven Kopplungen gering. Zwischen nicht direkt benachbarten Leitungen wirkt sich die Schirmwirkung der dazwischenliegenden Adern aus. Die kapazitiven Kopplungen sind im Trägerfrequenzgebiet praktisch frequenzunabhängig. Dies ist dem Umstand zuzuschreiben, dass die Dielektrizitätskonstante für Papierlufttraumisolation nur in geringem Masse mit der Frequenz variiert.

Einer kapazitiven Kopplung k_1 entspricht folgende Nebensprechdämpfung:

$$A_d = \ln \frac{8}{\omega k_1 \cdot Z_2} \text{ Neper} \quad \begin{matrix} \omega = 2\pi f \\ Z_2 = \text{Impedanz der gestörten} \\ \text{Leitung} \end{matrix}$$

Ein Vergleich der Auswirkungen bei Nieder- und Hochfrequenz ist insofern interessant, weil bei steigender Frequenz die Impedanz von unpupinisierten Leitungen abnimmt. Im Gegensatz zu pupinisierten Fernleitungen mit Impedanzen von 1200 bis 1700 Ohm beträgt die Impedanz von Trägerleitungen 120 bis 175 Ohm (Fig. 14). Die niedere Leitungsimpedanz

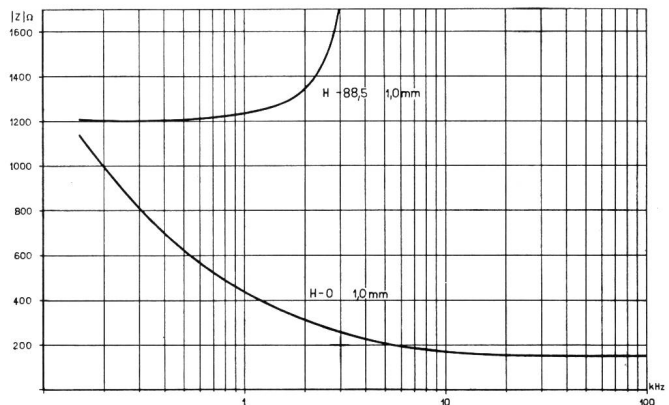


Fig. 14. Impedanz von Pupin- und Trägerleitung

wirkt sich also für das kapazitive Nebensprechen günstig aus und kompensiert zum Teil die Auswirkung der höheren Frequenzen.

2. Magnetische Kopplungen

Sobald die geometrische Symmetrie in den Aderabständen der verschiedenen Stromkreise nicht erfüllt ist, wirken unter letzteren magnetische Kopplungen. Zwischen einer kapazitiven (k_1) und einer magnetischen Kopplung (m_1) im gleichen Vierer besteht folgender Zusammenhang:

$$\frac{k_1}{C} = \frac{m_1}{L} \quad \begin{array}{l} C = \text{Betriebskapazität} \\ L = \text{Leitungsinduktivität} \end{array}$$

Diese Beziehung gilt für Kopplungen, die durch geometrische Unsymmetrien hervorgerufen werden, nicht aber von Unterschieden im Dielektrikum der Aderisolation. Magnetische Kopplungen können im ganzen Kabelquerschnitt bestehen, nehmen jedoch mit zunehmendem Abstand ab. Die Reduktion der magnetischen Kopplungen zwischen beliebigen Vierern des gleichen Kabels kann wirksam nur durch Anwendung von verschiedenen Verseilschritten erreicht werden. Die verbleibenden magnetischen Kopplungen im gleichen Vierer und zwischen Vierern mit ungleichem Verseilschritt sind praktisch frequenzunabhängig. Für die im Niederfrequenzbetrieb gebauten Sternkabel bestehen zwischen Vierern mit Parallellauf sehr beträchtliche Kopplungen, die zudem frequenzabhängig sind.³ Diese Abhängigkeit wird hervorgerufen durch die unmittelbare Nähe von geschlossenen Metallmassen, wie zum Beispiel dem Bleimantel. Gleichzeitig erfolgt die Kopplung über dritte Stromkreise nicht verlustlos. Zur imaginären magnetischen Komponente gesellt sich ein reeller Anteil, der mit zunehmender Frequenz stark ansteigt.

Einer magnetischen Kopplung m_1 entspricht folgende Nebensprechdämpfung:

$$A_d = \ln \frac{2 Z_2}{\omega m_1} \text{ Neper}$$

Aus dieser Beziehung geht hervor, dass die Nebensprechdämpfung geringer wird, je niedriger die Impedanz der fraglichen Leitungen ist. Die niedere Leitungsimpedanz von Kabeladerpaaren ist ein Grund dafür, weshalb die magnetischen Kopplungen bei Trägerfrequenz Nebensprechen verursachen können. Selbstverständlich muss schon bei der Fabrikation danach getrachtet werden, die Restkopplungen so klein als möglich zu halten. Beim Umbau von pupinisierten Fernkabelanlagen auf Trägerbetrieb muss man sich mit den gegebenen Kopplungen abfinden. Die Kabel mit DM-Verseilung sind in dieser Beziehung noch verhältnismässig günstig. Bei diesen war man zur Erreichung einer hinreichenden Freiheit von Nebensprechen bereits bei Niederfrequenz gezwungen,

³ *Wuckel, G.* Entstehen und Wesen der magnetischen Nebensprechkopplungen in Fernsprechkabeln. Europäischer Fernsprechdienst 1934, Heft 34, S. 18...26.

mehrere voneinander verschiedene Verseilschritte anzuwenden.

3. Messung der Kopplungen

Es ist von Interesse, die Grösse der Nebensprechdämpfung zwischen zwei Trägerleitungen zu kennen, doch sagt diese nichts aus über die Natur und das Wesen der das Nebensprechen verursachenden Kopplungen. Man bedient sich deshalb besonderer Kopplungsmessbrücken (Fig. 15), um die Kopplungsverhältnisse bei Trägerfrequenz zu erfassen.

Ähnlich wie bei der Kopplungsmessung bei Niederfrequenz, werden die eigentlichen Brückenarme durch die Teilkapazitäten bzw. Impedanzen zwischen den vier Adern der zwei zu messenden Paare gebildet. Die vom Störer auf das gestörte Paar induzierte Energie wird durch Differentialkondensatoren und -widerstände in der Brücke kompensiert. Der imaginäre Anteil der Kopplung wird als ΔC in Piccofarad (pF), der reelle Anteil als ΔG in Mikro Siemens (μS) gemessen. Die Messanordnung geht aus der Figur 16 hervor. Entsprechend den Betriebsverhältnissen wird die Fernendkopplung gemessen. Das störende Paar wird am fernen Ende mit der Messfrequenz gespeist. Das gestörte Paar muss mit einer Impedanznachbildung abgeschlossen sein. Wegen der hohen Dämpfung und der Phasendrehung kommt eine Messung der kapazitiven Kopplung im Leerlauf und der magnetischen im Kurzschluss nicht in Frage.

Am Empfangsende muss der Störer reflexionsfrei abgeschlossen sein. Das gestörte Paar braucht nicht abgeschlossen zu sein, denn im abgeglichenen Zustande ist es spannungslos, und es kann keine Reflexion stattfinden. Am gleichen Paar liegt, durch einen Übertrager galvanisch getrennt, ein selektiver Pegelzeiger oder ein Detektor zur Feststellung des Brückenabgleiches. Der Detektor liefert durch Überlagerung eine Tonfrequenz, die den Abgleich mit Hilfe des Gehörs gestattet.

Bei der Messung der hochfrequenten Kopplungen stellt man fest, dass diese im allgemeinen frequenzabhängig sind. Unter Nebenvierern, zwischen denen zur Hauptsache magnetische Kopplungen wirken, kann dies zum Teil darauf zurückgeführt werden, dass eine Längskopplung als kapazitive Querkopplung gemessen wird⁴. Der Strom i_1 des Störers erzeugt im gestörten Paar folgende Spannung:

$$e_2 = -j\omega m_1 \cdot i_1$$

Diese Spannung hat folgenden Strom zur Folge:

$$i_2 = \frac{e_2}{2 \cdot Z_2} = -\frac{j\omega m_1 \cdot i_1}{2 \cdot Z_2}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{2 Z_2}{j\omega m_1}$$

⁴ *Kolk, L. J. E.* Het Balanceren van Draag golf Kabels voor 48-Kanalensystemen. Het PTT-bedrijf 1950, No. 2, p. 59...74.

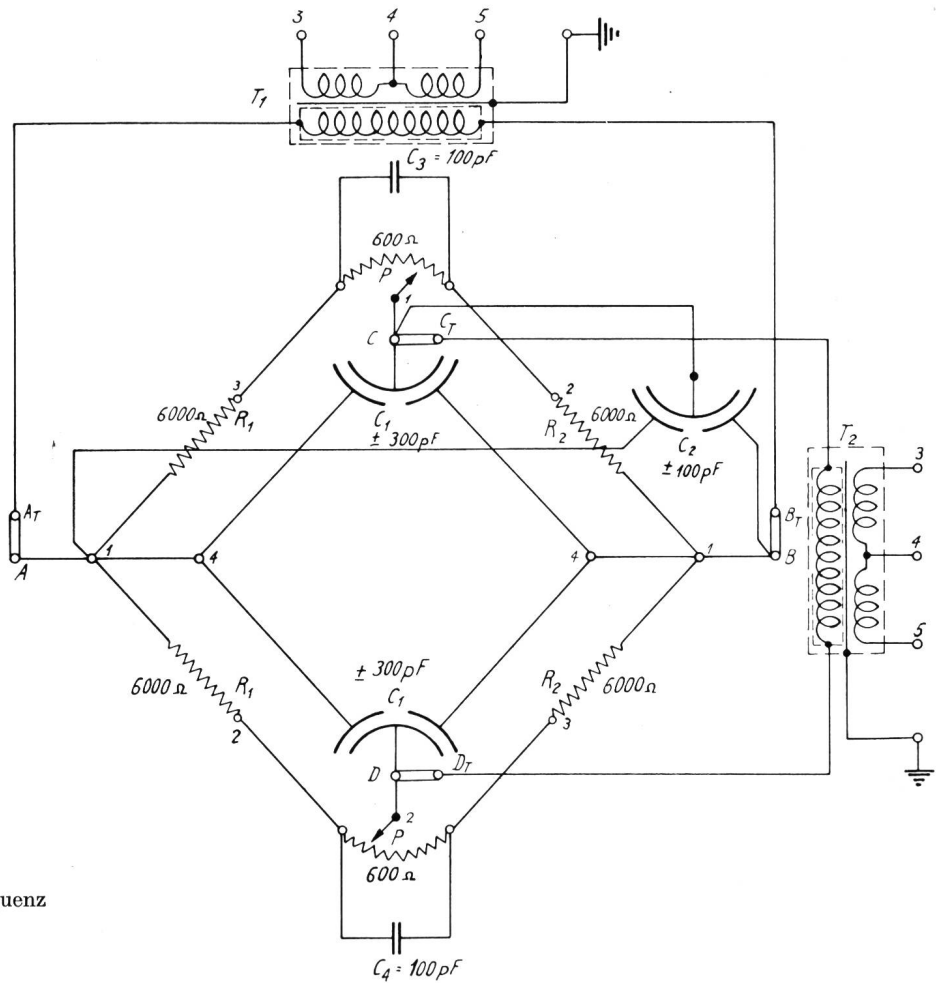


Fig. 15.
Kopplungsmessbrücke für Trägerfrequenz

Im abgeglichenen Zustand entspricht die Brückenver-
stimmung am Messende diesem Verhältnis:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{8}{(j\omega \Delta C + \Delta G) \cdot Z_2}$$

Die beiden Ausdrücke können also einander gleich-
gesetzt werden:

$$\begin{aligned} \frac{2 Z_2}{j\omega m_1} &= \frac{8}{(j\omega \Delta C + \Delta G) \cdot Z_2} \\ j\omega \Delta C + \Delta G &= 4 \frac{j\omega m_1}{Z_2^2} \quad \text{wobei } Z_2 = \frac{R + j\omega L}{j\omega C} \\ &\quad \text{und } Z_1 = Z_2 \\ &= 4 j\omega m_1 \cdot \frac{j\omega C}{R + j\omega L} \end{aligned}$$

$$= 4 j\omega m_1 \cdot \frac{C}{L \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)} \quad \frac{R}{j\omega L} \ll 1$$

$$j\omega \Delta C + \Delta G \cong 4 j\omega m_1 \cdot \frac{C}{L} \left(1 - \frac{R}{j\omega L}\right)$$

Daraus wird der imaginäre Anteil

$$\Delta C = 4 m_1 \cdot \frac{C}{L} \quad \text{pF}$$

und der reelle Anteil

$$\Delta G = -4 m_1 \cdot \frac{C}{L^2} \cdot R$$

$$\Delta G = -\Delta C \cdot \frac{R}{L} \quad \mu\text{S}$$

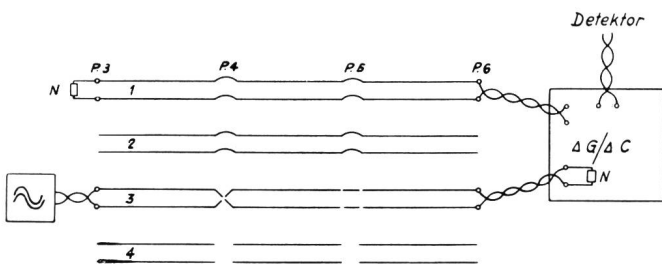


Fig. 16. Messung der Fernendkopplung 1/3

Während der Ausdruck $\frac{C}{L}$ ein konstanter Faktor ist,
ändert $\frac{R}{L}$ stark mit der Frequenz. Nun folgt aber die
Leitungsdämpfung vereinfacht ungefähr folgender
Gesetzmässigkeit:

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{Neper und die Übertragungsgeschwin-}$$

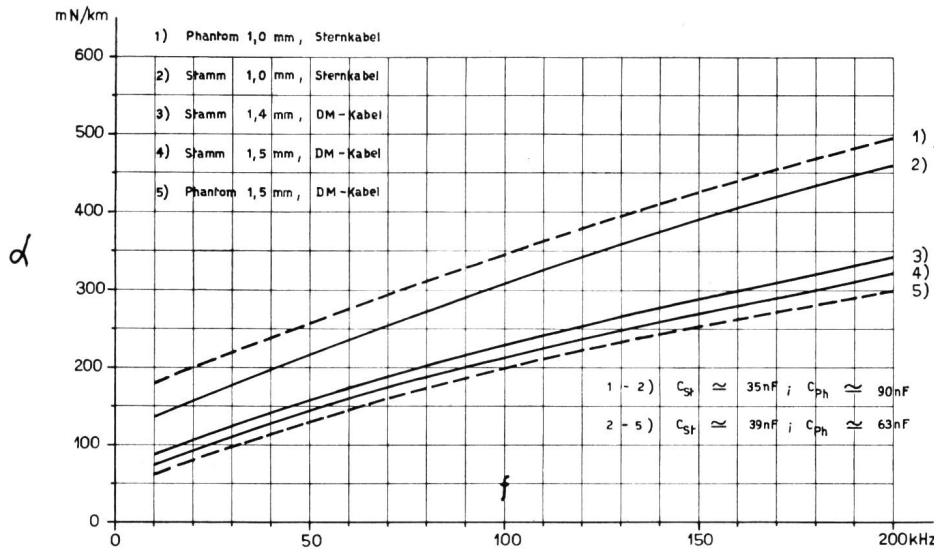


Fig. 17. Wellendämpfungsbelag von Stern- und DM-Kabel

digkeit beträgt:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{L} \text{ km/s}$$

Durch Einsetzen der entsprechenden Ausdrücke ergibt sich das Verhältnis

$$\frac{R}{L} = \alpha \cdot 2 \cdot v$$

Der unvermeidliche reelle Kopplungsanteil bei Kompensation einer magnetischen Kopplung mit Kondensatoren und Ableitungswiderständen beträgt also

$$\Delta G = - \Delta C \cdot 2 \cdot \alpha \cdot v$$

Im Trägerfrequenzband beträgt die Übertragungsgeschwindigkeit in Papierkabeln rund 220 000 km/s, während die Dämpfung bei den oberen Frequenzen ungefähr linear zur Frequenz ansteigt und zur Hauptsache durch den Aderdurchmesser und die Betriebskapazität gegeben wird (Fig. 17).

Beispiel:

$$\begin{aligned} m_1 &= 500 \cdot 10^{-9} \text{ H} & v &= 220\,000 \text{ km/s} \\ C &= 35 \cdot 10^{-9} \text{ F} & \alpha &= 0,255 \text{ Neper} \\ L &= 0,7 \cdot 10^{-3} \text{ H} & & (1,0 \text{ mm}; 70 \text{ kHz}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta C &= 4 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{35 \cdot 10^{-9}}{0,7 \cdot 10^{-3}} \\ &= 100 \cdot 10^{-12} \text{ F} = \underline{100 \text{ pF}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta G &= - 100 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 0,255 \cdot 220\,000 \\ &= - 11,2 \cdot 10^{-6} = - \underline{11,2 \mu\text{S}} \end{aligned}$$

Solche Kopplungsanteile misst man besonders bei sternverteilten Bezirkskabeln zwischen Leitungen mit Parallellauf, wo hohe magnetische Kopplungen wirksam sind.

4. Das resultierende Nebensprechen

Bereits wurde dargelegt, dass beim Trägerbetrieb infolge Trennung der beiden Sprechrichtungen nur

Fernnebensprechen wirksam sein kann. Bei näherer Betrachtung der gemessenen Fernendkopplungen ist man jedoch zur Erkenntnis gelangt, dass sich das resultierende Fernnebensprechen aus verschiedenen Anteilen zusammensetzt. Wir unterscheiden zwischen

a) dem eigentlichen Fernnebensprechen, hervorgerufen durch die vektorielle Summe der magnetischen und kapazitiven Kopplungen (Fig. 18).

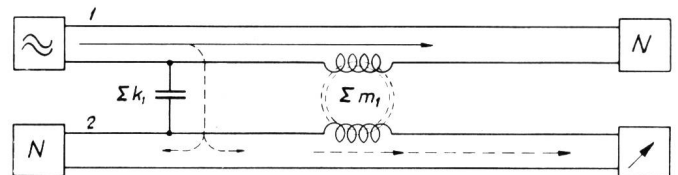


Fig. 18. Vektorielle Summierung der verschiedenen Kopplungs-herde zum Fern-Nebensprechen

b) den Anteilen, herrührend aus reflektiertem Nahnebensprechen (Fig. 19).

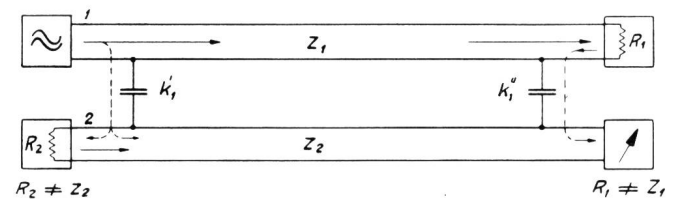


Fig. 19. Beziehungen zwischen Nah-Nebensprechen und Reflexionen

Diese beiden Anteile hängen von der Grösse des Nah-Nebensprechens und der Anpassung der Verstärker an die Leitung ab. Das daraus resultierende Fern-Nebensprechen beträgt

$$\begin{aligned} A_{dF} &= A_{dN} + A_R & A_{dN} &= \text{Nahnebensprechen} \\ & & A_R &= \text{Reflexionsdämpfung} \\ & & &= \ln \frac{Z_1 - R}{Z_1 + R} \end{aligned}$$

c) dem Nebensprechen, hervorgerufen durch Kopplung über dritte Stromkreise (Fig. 20). Als dritte Stromkreise können Stammstromkreise, Phan-

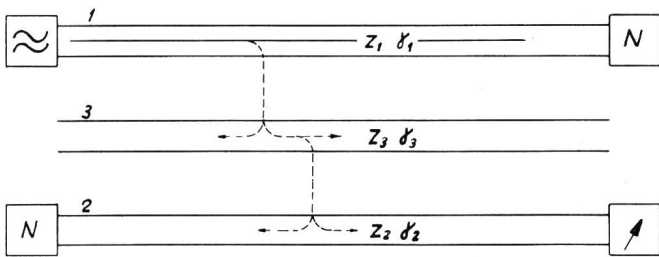


Fig. 20. Darstellung der Kopplung über dritte Stromkreise

tomstromkreise wie auch Stromkreise im Bleimantel oder sonstige geschlossene Metallmassen angesehen werden.

Die Grösse der unter b) und c) erwähnten zusätzlichen Nebensprechanteile hängt von der übertragenen Frequenz und dem Kabeltyp ab. Ihre Auswirkung ist in allen Fällen unangenehm, sind doch diese Kopplungen stark frequenzabhängig und deshalb schwierig zu korrigieren.

Eine Kopplung über den Phantomstromkreis kann sich besonders im gleichen Vierer auswirken, weil hier beträchtliche kapazitive Stamm/Phantom-Kopplungen bestehen können. Da Dämpfung und Phasendrehung für Stamm- und Phantomstromkreis verschieden sind, wirkt sich dieser Anteil ebenfalls stark frequenzabhängig aus.

Der Tauscheffekt

Man stellt fest, dass die resultierende hochfrequente Kopplung zwischen zwei Leitungen des gleichen Kabels meistens verschieden ist, je nachdem, ob der Sender dem ersten oder dem zweiten Paar angelegt wird. Diese Erscheinung wird als *Tauscheffekt*, und das durch Vertauschung von Störer und Gestörtem erhaltene zweite Resultat als *Kehrwert* bezeichnet. Der Tauscheffekt kann auf verschiedene Ursachen zurückgeführt werden: Zusätzliche Kopplungen durch Reflexionen und über dritte Stromkreise, Laufzeit- und Dämpfungsdifferenzen, Stromverdrängung bei höheren Frequenzen und somit Beeinflussung der Kopplungen. Die Tauscheffekte sind unerwünscht, weil bei einer künstlichen Kopplungskorrektur nur der Mittelwert korrigiert werden kann.

Im folgenden wird die Wirkung der Laufzeitdifferenzen auf die Fernendkopplung untersucht (Fig. 21):

Am Kopplungsort besteht folgendes Verhältnis zwischen den beiden Strömen:

$$\frac{J_1}{i_2} = \frac{8}{j\omega \Delta C \cdot Z_2}$$

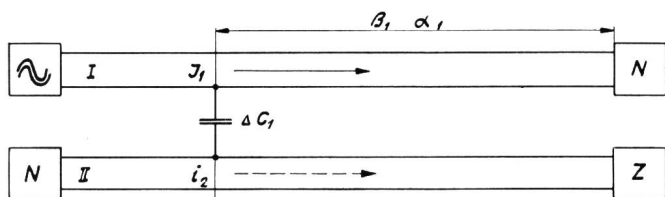


Fig. 21. Die Beeinflussung der Fernendkopplung durch Laufzeit- und Dämpfungsdifferenzen

Die beiden Ströme weisen am Ende Dämpfung und Phasendrehung auf:

$$\frac{J_{1e}}{i_{2e}} = \frac{-8}{j\omega \Delta C \cdot Z_2} \cdot \frac{e^{-(\alpha_1 + j\beta_1)}}{e^{-(\alpha_2 + j\beta_2)}}$$

Wenn $\alpha_1 = \alpha_2$ und $\beta_1 = \beta_2$, das heisst, wenn Dämpfung und Phasendrehung genau gleich gross sind, so wird das Verhältnis zwischen den Strömen nicht verändert. Am Ende misst man also noch die ursprüngliche Kopplung ΔC . Für den Fall, dass nur Laufzeitdifferenzen bestehen, das heisst $\beta_1 \neq \beta_2$ jedoch $\alpha_1 = \alpha_2$, führt die Rechnung zu folgendem Resultat:

$$\frac{J_{1e}}{i_{2e}} = \frac{-8}{j\omega \Delta C \cdot Z_2} \cdot M_{I/II} \text{ wobei}$$

$$M_{I/II} = \frac{e^{-(\alpha_1 + j\beta_1)}}{e^{-(\alpha_2 + j\beta_2)}} = e^{(\alpha_2 - \alpha_1 + j\beta_2 - j\beta_1)}$$

$$= e^{-j(\beta_1 - \beta_2)} = e^{-j\Delta\beta}$$

$\Delta\beta = \text{Winkeldifferenz}$

$$M_{I/II} = \cos \Delta\beta - j \sin \Delta\beta$$

Für den Kehrwert, gemessen am Empfangsort, wirkt sich die Winkeldifferenz mit umgekehrtem Vorzeichen aus:

$$M_{II/I} = e^{-j(\beta_2 - \beta_1)} = e^{+j\Delta\beta}$$

$$= \cos \Delta\beta + j \sin \Delta\beta$$

Die Faktoren $M_{I/II}$ und $M_{II/I}$ unterscheiden sich durch die Beträge $2j \sin \Delta\beta$. Für den Fall, dass $\Delta\beta \ll 1$, gilt

$$j \sin \Delta\beta = j \Delta\hat{\beta}$$

Der Tauscheffekt $\Delta K\beta$, hervorgerufen durch Laufzeitdifferenzen, beträgt somit

$$\Delta K\beta = j\omega \Delta C \cdot 2j \Delta\hat{\beta} = -\omega \Delta C \cdot 2 \Delta\hat{\beta}$$

Zu einer rein imaginären Kopplung entsteht somit ein reeller Anteil als Tauscheffekt. Besitzen nicht alle Leitungen die gleiche Dämpfung, was besonders bei älteren Kabeln mit unregelmässigem Aufbau der Fall sein kann, so bewirken die *Dämpfungsdifferenzen* ebenfalls eine Kopplungsänderung:

Annahme: $\beta_1 = \beta_2$; $\alpha_1 \neq \alpha_2$

$$\frac{J_{1e}}{i_{2e}} = \frac{-8}{j\omega \Delta C \cdot Z_2} \cdot M_{I/II}$$

$$M_{I/II} = \frac{e^{-(\alpha_1 + j\beta_1)}}{e^{-(\alpha_2 + j\beta_2)}} = e^{(\alpha_2 - \alpha_1 + j\beta_2 - j\beta_1)}$$

$$= e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)} = e^{-\Delta\alpha}$$

$\Delta\alpha = \text{Dämpfungsdifferenz}$

Bei Vertauschung der Rollen von Störer und Gestörtem wird der obige Faktor

$M_{II/I} = e^{+\Delta\alpha}$ und der resultierende Tauscheffekt in der Kopplung beträgt $j\omega \Delta C \cdot 2\Delta\alpha$ für den Fall, dass $\Delta\alpha \ll 1$. Dämpfungsdifferenzen erzeugen, zum Unterschied von den Laufzeitdifferenzen, Tauscheffekte an der bestehenden Kopplung.

Tauscheffekte, hervorgerufen durch Winkel- oder Dämpfungsdifferenzen, kennzeichnen sich besonders dadurch, dass sie mit steigender Frequenz grösser werden. Denn sowohl Dämpfung als auch Phasenmass nehmen mit steigender Frequenz zu, und somit werden auch allfällige Differenzen grösser.

Zwischen den Stämmen des gleichen Vierers herrschen normalerweise nur geringe Dämpfungs- und Laufzeitunterschiede. Die Tauscheffekte im Sternvierer⁵ werden bei Hochfrequenz zurückgeführt auf eine Beeinflussung der Stromverteilung auf der Leiteroberfläche. Sobald nämlich der Vierer nicht symmetrisch im Kabelquerschnitt liegt, bewirkt ein in

sämtlicher Fernendkopplungen von zwei aneinander stossenden Pupinsektionen ist wohl möglich, würde aber eine unübersichtliche Rechnung erfordern, wollte man auf diese Weise einen Kreuzungsplan aufstellen. Dabei würden noch lange nicht alle äusseren Einflüsse richtig erfasst, wie Kopplungen über dritte Stromkreise und Reflexionen bei der Zusammenschaltung. Aus diesem Grunde wird ein betriebsmässiger Kreuzungsabgleich vorgenommen. Dieser, nach den Holländern «Poling» benannt, besteht in folgendem Vorgang: Je nach der Länge des Verstärkerfeldes wird dieses in drei oder vier ungefähr gleich lange Strecken unterteilt (Fig. 22), wobei die Trennpunkte

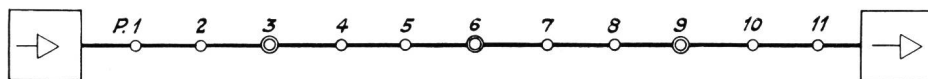


Fig. 22. Unterteilung eines Verstärkerfeldes zur Vornahme des Hochfrequenzabgleiches. P 3, 6 und 9 = Polingpunkte

den umgebenden Metallmassen und dem Bleimantel induzierter Wirbelstromkreis eine Änderung der Stromverteilung im Vierer, was der Wirkung einer kapazitiven Kopplung gleichkommt. Die zusätzliche Stromverdrängung ist jedoch nicht die gleiche, ob das erste oder das zweite Paar stromführend ist. Die Störung der Symmetriebedingung im Vierer verursacht somit Tauscheffekte.

5. Die Massnahmen zur Kopplungsreduktion

Beim Nebensprechabgleich an Trägerkabeln ist zu unterscheiden zwischen neu zu verlegenden und bestehenden, für Niederfrequenzbetrieb gebauten Anlagen, die durch Entpupinisierung auf Trägerfrequenzbetrieb umgebaut werden. Bei den ersteren werden schon bei der Fabrikation für die Trägervierer verschiedene Verseilschritte verlangt, und je nach der Zahl der zu übertragenden Kanäle sind den Lieferanten auch sehr enge Toleranzen für die Betriebskapazität sowie niedere magnetische und kapazitive Kopplungen zugestanden. Bei bereits bestehenden Fern- und Bezirkskabelanlagen muss man sich darauf beschränken, einen Abgleich anlässlich der Ausschaltung der Pupinspulen durchzuführen. Es wird im folgenden besonders der Abgleich an bestehenden Kabeln bis 70 und 108 kHz beschrieben, da gegenwärtig mehrere solche Anlagen zum Teil im Umbau oder in der Projektierung sind.

Um die Übertragung des breiten Frequenzbandes zu ermöglichen, müssen die die betreffende Leitung belastenden Pupinspulen ausgeschaltet werden. Dies bedingt das Öffnen von Spleissmuffen in Abständen von 1830 m. Es liegt deshalb auf der Hand, parallel mit diesen Arbeiten einen Kopplungsabgleich vorzunehmen. Da zwischen sämtlichen für Trägerstrombetrieb vorgesehenen Leitungen magnetische Kopplungen wirksam sein können, muss ein Abgleich im voraus auch alle Möglichkeiten erfassen. Die Messung

mit Pupinpunkten zusammenfallen sollen. Die einzelnen Felder bestehen nun aus 3...4 Pupinsektionen. Der erste Abgleich wird an diesen Feldern vorgenommen. Die Pupin-Spleissmuffen werden geöffnet und die vorgesehenen Leitungen herausgesucht und getrennt. Von den einzelnen Pupinsektionen müssen die Kapazitäten gemessen werden. Bestehen Differenzen, so werden diese durch entsprechende Aufeinanderkombinierung ausgeglichen. Dies, um Laufzeitdifferenzen zu verhindern, denn die Phasendrehung beträgt $\beta = \omega \cdot \sqrt{LC}$, wobei die Kapazität C Streuungen unterworfen ist.

Während des Polings werden in den Zwischenpunkten die Paare zuerst provisorisch nur mit Steckern durchverbunden (vgl. Fig. 16). Am Sendende wird auf einem Paar die Messfrequenz gesendet; das andere, zu messende Paar muss mit einem Widerstand entsprechend der Leitungsimpedanz abgeschlossen sein. Am Empfangsende wird der Störer zur Vermeidung von Reflexionen mit der Impedanz abgeschlossen. Die Messung beginnt mit dem ersten Vierer, wobei das zweite gegen das erste Paar in den Zwischenpunkten abwechslungsweise gekreuzt wird. Je nach Grösse und Verteilung der Kopplungen wird man verschiedene Werte messen. Dabei muss immer auch der Kehrwert gemessen werden, denn der Tauscheffekt ist mindestens so wichtig wie die Grösse der Kopplung und deren Frequenzgang. Sind zwei Kreuzungspunkte A und B zwischen Sender und Empfänger, so ermöglicht dies vier verschiedene Schaltmöglichkeiten:



Bei drei Kreuzungspunkten verdoppelt sich die Anzahl Kombinationen. Die Kreuzungskombination mit den besten Kopplungen wird gespleisst. Je nach den Eigenschaften des Kabels werden beim Poling über drei bis vier Pupinlängen nur die Kopplungen im Vierer oder, wenn nötig, auch die der Nebenvier

⁵ Wuckel, Günter und Willi Wolff. Pupinisierte Trägerstromkabel. Archiv der elektrischen Übertragung 2 (1948), 343...357.

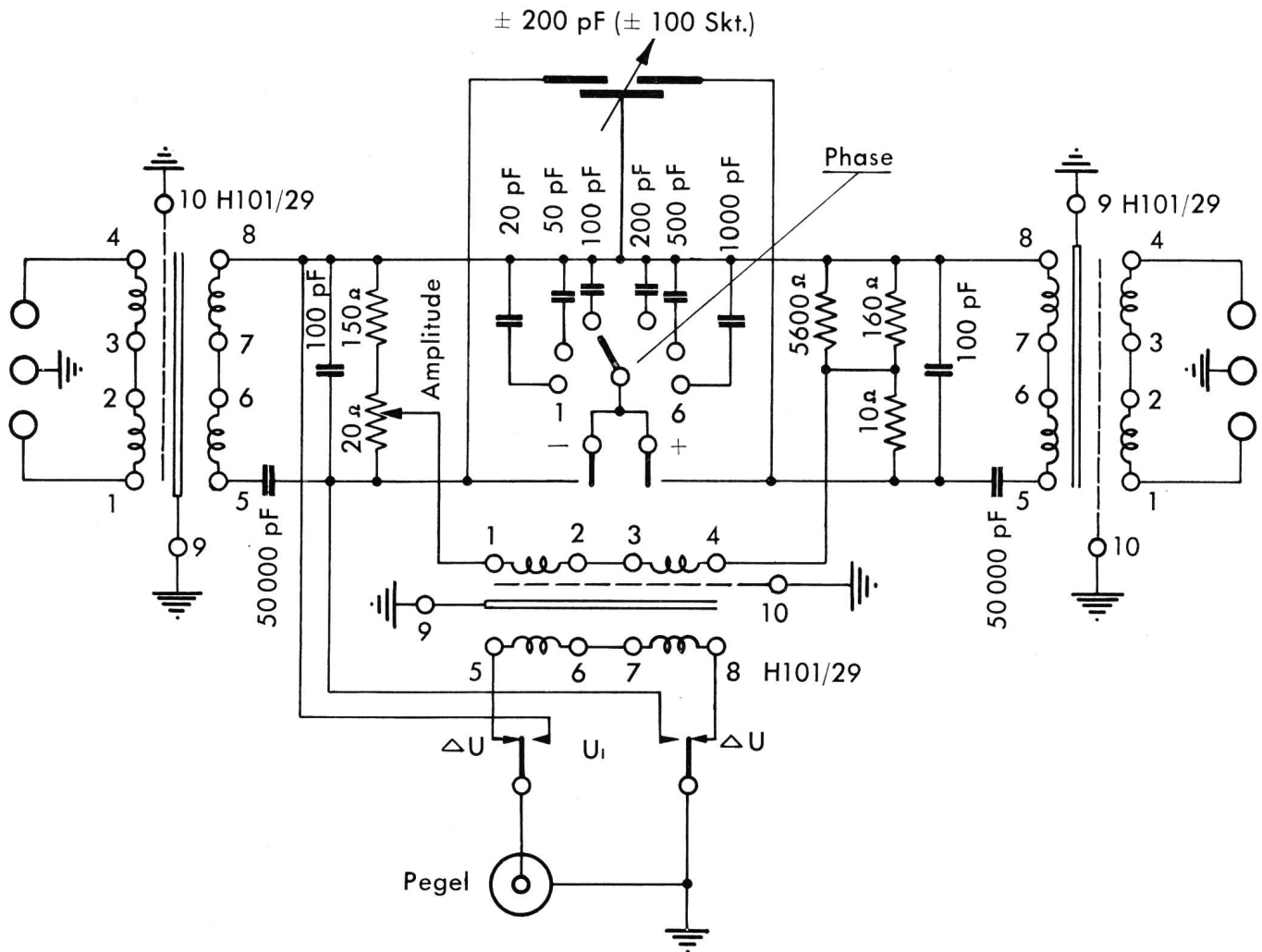


Fig. 23. Phasenmesser für Trägerkabel (Modell PTT-V 2)

gemessen und berücksichtigt. Jedes weitere Paar muss in diesem Fall gegen die schon gespleisssten Paare gemessen und allenfalls gekreuzt werden. Normalerweise wird bei der höchsten zu übertragenden Frequenz gemessen, denn je höher die Frequenz, um so grösser sind im allgemeinen die Tauscheffekte. Die Kopplungen im gleichen Vierer sind meistens besonders kritisch; diese müssen bei verschiedenen Frequenzen gemessen werden.

Wenn alle Vierer gespleisst sind, werden diese ausgemittelt, das heisst, die gleichen Drähte an beiden Enden bezeichnet. Bevor die so abgeglichenen Felder zum ganzen Verstärkerfeld zusammengespleisst werden, müssen die Laufzeitdifferenzen bekannt sein. Diese können mit einem besonderen Phasenwinkelmesser (Fig. 23) gemessen werden. Normalerweise wird das erste Paar gegen alle übrigen gemessen. Die zu messenden Paare werden am fernen Ende parallel mit der Messfrequenz gespeist. Am Empfangsende wird die Spannung auf dem ersten Paar verglichen mit der Differenz, die zwischen beiden Paaren herrscht (Fig. 24). Durch Regulieren des eingebauten Potentiometers werden allenfalls auftretende Dämpfungsunterschiede ausgeglichen. Dies geschieht durch

Abstimmen am angeschlossenen Pegelzeiger auf den kleinsten Ausschlag. Am Pegelzeiger kann das Verhältnis zwischen der Spannung am ersten Paar und der vektoriellen Differenz zum Vergleichspaar in Dämpfungsmass bestimmt werden. Damit lässt sich die Winkeldifferenz berechnen, denn es besteht folgender Zusammenhang:

$$\frac{\Delta U_{\beta}}{U_{1e}} = e^{(A_{\beta} - A_{1e})} \quad \begin{matrix} A_{\beta} = \text{Pegel für } \Delta U_{\beta} \\ A_{1e} = \text{Pegel für } U_{1e} \end{matrix}$$

$$= e^{\Delta A_{\beta}}$$

Dieses Verhältnis entspricht

$$\text{tg } \Delta \beta \cong \Delta \beta \cong \sin \Delta \beta, \text{ solange } \Delta \beta \leq 0,1.$$

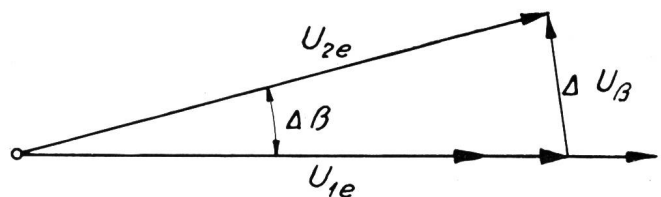


Fig. 24. Bestimmung der Phasenwinkeldifferenz zwischen zwei Paaren durch Messen der kleinsten Spannungsdifferenz $\Delta U_{\beta} \cdot U_{1e}$ ist regulierbar

Dies ist normalerweise der Fall, und die Winkeldifferenz beträgt somit

$$\Delta \hat{\beta} = e^{\Delta A\beta}$$

Beispiel: $\Delta A\beta = -3,0$ Neper

$$\Delta \hat{\beta} = e^{-3,0} = \frac{1}{e^{3,0}} = \frac{1}{20} = 0,05 \text{ Bogen}$$

oder $\Delta \beta^{\circ} = 2,8^{\circ}$

Die Winkeldifferenz kann positiv oder negativ sein, je nach der Laufzeit. Durch das Zuschalten von Kapazitäten auf das eine oder andere Paar wird die Phasendrehung beeinflusst, und aus der Veränderung kann auf das Vorzeichen der Winkeldifferenz geschlossen werden. Ein Vertauschen der Paare am Messgerät soll gleiche Werte mit umgekehrtem Vorzeichen ergeben.

Eine andere Methode zur Bestimmung der Laufzeitdifferenzen besteht im Vergleich der Tauscheffekte in den Kopplungen zwischen dem Bezugspaar und allen andern, wenn bei einer zweiten Messung am Sendeende künstlich eine kapazitive Kopplung erzeugt wird. Dies kann durch Einschalten eines Kondensators von 50...100 pF zwischen die beiden a-Drähte geschehen. Je nach Grösse der Laufzeitdifferenzen werden die Tauscheffekte des reellen Anteiles grösser oder kleiner. Diese Änderung des ΔG kann direkt als Mass für die Laufzeitdifferenz dienen. Nach dem Abgleich der Viertelfelder werden jene Vierer bestimmt, die nach dem Zusammenschalten einen Ausgleich der Laufzeitdifferenzen ergeben, bzw. diesen wenigstens nicht vergrössern. Damit ist das Verstärkerfeld bereit zur Durchführung des Polings über die ganze Strecke. Dabei wird grundsätzlich ähnlich vorgegangen wie bei einem Viertelfeldpoling. Zu beachten ist, dass von den verbleibenden Kopplungen beim folgenden Endabgleich die Tauscheffekte im besten Falle nur zur Hälfte korrigiert werden können. Anhand der erhaltenen Werte kann man sich bereits ein Bild machen über die Nebensprechdämpfung (Fig. 25). Beim Poling über ein Verstärkerfeld muss ein genügend starker Sender verwendet werden, damit am Ausgang der Messbrücke nicht zu viel verstärkt werden muss und allfällige Geräuschspannungen nicht stören können.

6. Der Endabgleich

Trotz dem Poling, das heisst dem Kreuzen der Paare zur Kopplungsreduktion, sind die je Verstärkerfeld verbleibenden Kopplungen im allgemeinen noch zu gross. Die Folge wäre eine ungenügende Nebensprechdämpfung. Da die Trägerleitungen für die gleiche Frequenz nur in einer Richtung betrieben werden, kann ein konzentrierter Abgleich der verbleibenden Kopplungen an einem Punkt der Leitungen vorgenommen werden. Dieser wird entweder an einem Ende oder an ein oder zwei Punkten innerhalb des Verstärkerfeldes ausgeführt. Ein Abgleich mitten im Verstärkerfeld hat den Vorteil, dass man sich im

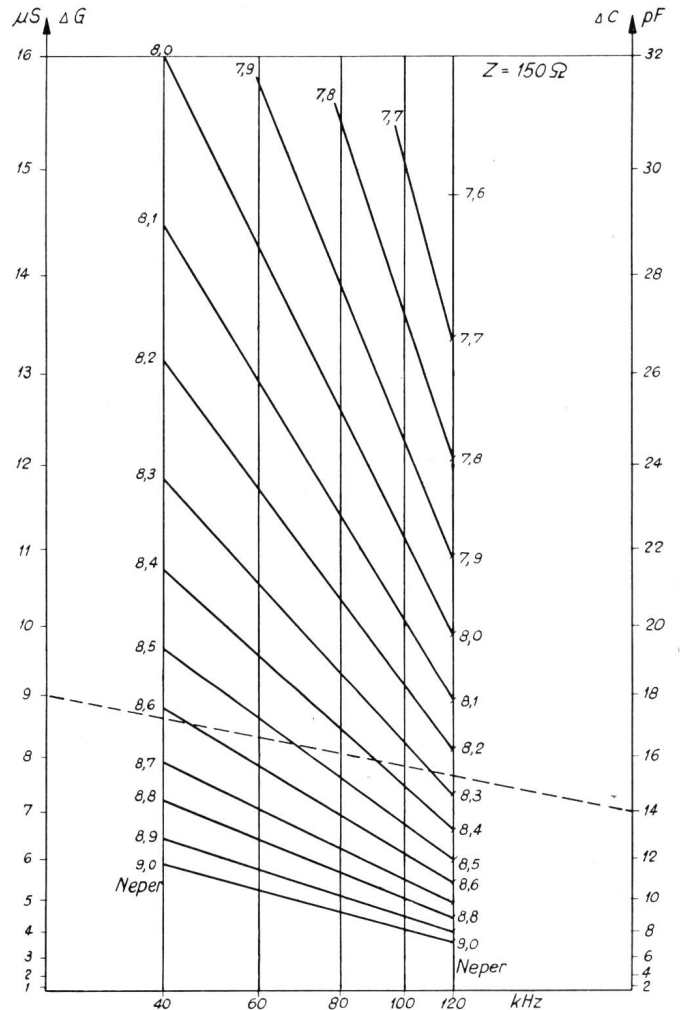


Fig. 25. Graphische Bestimmung der Nebensprechdämpfung aus den Kopplungsanteilen ΔG und ΔC

allgemeinen näher bei den Kopplungen befindet und sich Laufzeitdifferenzen weniger auswirken können. Auch sind mitten auf der Leitung die Reflexionen weniger gross als an einem Ende. Denn jede Reflexion in der Nähe des künstlichen Entkopplungsgliedes erzeugt einen zusätzlichen Anteil stark veränderlichen Fern-Nebensprechens. Sobald jedoch mehrere Paare untereinander abgeglichen werden müssen, kann dies nicht mehr in einer gewöhnlichen Muffe geschehen. Sind praktisch zwischen allen Paaren Kompensationsglieder erforderlich, so wird der konzentrierte Abgleich an einem Ende vorgezogen.

Bei Erstellung der ersten Trägerleitungen in der Schweiz wurden zum Kopplungsabgleich variable Gegeninduktivitäten verwendet (Fig. 26a + b). Diese hatten den Vorteil, dass die vorwiegend magnetischen Kopplungen durch gleichwertige Glieder kompensiert wurden. Dieses System wurde dann mit dem Bau der 24×2 Trägerkabel verlassen. Zwischen 24 Paaren sind 276 Kombinationen gegenseitiger Beeinflussung möglich, was auf gedrängtem Raume eine Kopplungskorrektur nur mit Kondensatoren gestattet.

Eine kapazitive bzw. magnetische Kopplung zwischen zwei Paaren kann durch entsprechende Schal-

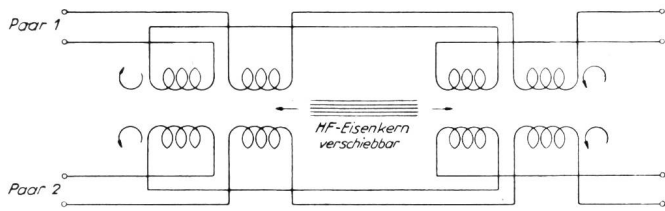


Fig. 26a. Schema des magnetischen Entkopplungsgliedes

tung eines Kondensators zwischen die betreffenden Adern kompensiert werden, desgleichen die reelle Komponente durch einen Widerstand oder ein Widerstandskondensatorglied (Fig. 27a + b).

Diese Art der Kompensation eignet sich nur bei geringen Kopplungen. Bei stärkeren Kopplungen (> 50 pF) hat diese Methode den Nachteil, dass durch den unsymmetrischen Einbau zwischen die beiden Paare letztere gegenüber den andern Paaren und dem Phantom selbst wieder unsymmetrisch werden. Beim Abgleich von früher pupinisierten Fernkabeladern musste deshalb zum symmetrischen Einbau der Korrekturglieder übergegangen werden. Die einzubauenden Korrekturen werden auf die beiden möglichen Kombinationen aufgeteilt: zum Beispiel $\Delta C = +100$ pF erfordert 50 pF zwischen den Adern a-a und 50 pF zwischen den Adern b-b. Dank dieser Methode konnten sehr gute Resultate erzielt werden. Die gegenseitige Beeinflussung, bekannt als Zieh-effekt, konnte damit auf ein Minimum reduziert werden.

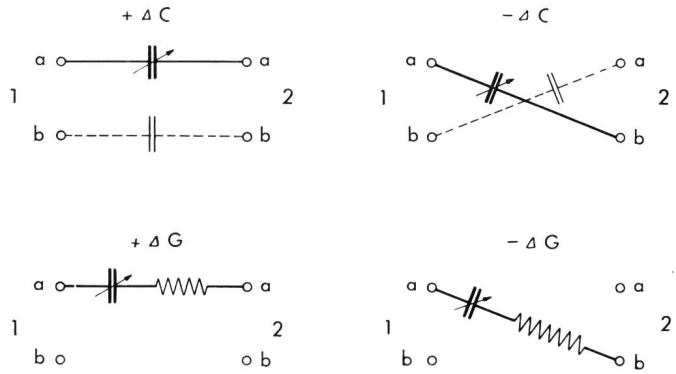


Fig. 27a. Korrektur von kapazitiven und reellen Kopplungen durch Kondensatoren und Widerstands-Kondensatorgliedern

In der Schweiz wird der Abgleich an einer speziellen Abgleichbucht am Empfangsende vorgenommen. Der wichtigste Bestandteil ist hier die Harfe, ein Netzwerk, in dem sich alle Leitungen einmal gegenseitig kreuzen (Fig. 28a + b). Über den Kreuzungspunkten werden auf Isolierkörpern die notwendigen Kondensatoren und Widerstände aufgelötet. Zum Feinabgleich sind ein oder zwei Trimmer vorhanden.



Fig. 26b. Ausführung des magnetischen Entkopplungsgliedes

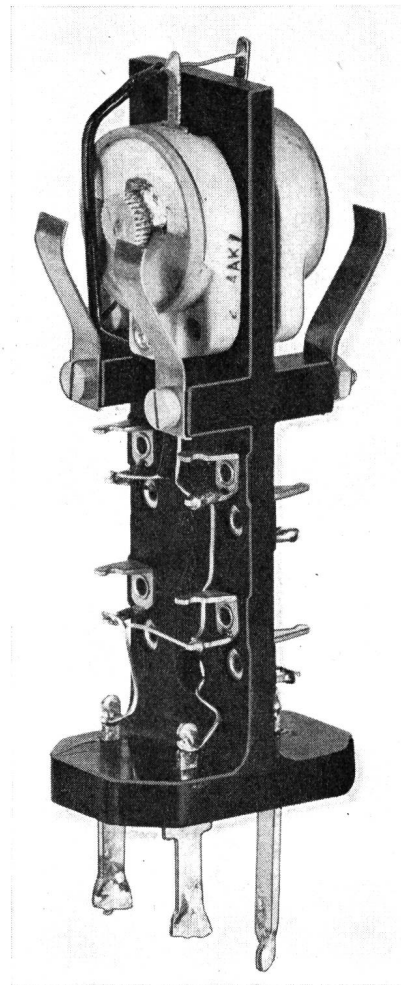
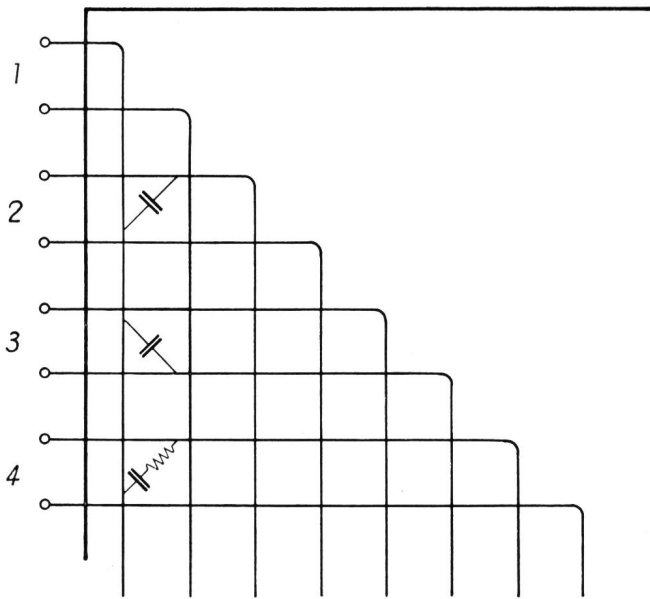


Fig. 27b. Abgleichereinheit für komplexe Kopplungen



Kabelendverschluss
Boîte de fin



Fig. 28a. Schaltung des Abgleichnetzwerkes

Vorgängig dem Abgleichen werden zuerst die Kopplungen gemessen. Je nach der Qualität des Kabels und dem Ausnutzungsbereich muss man diese sogar bei verschiedenen Frequenzen messen, bevor die Korrektur bestimmt werden kann. Ist zum Abgleich des reellen Anteils ΔG ein RC-Glied erforderlich, so wird zuerst dieses eingebaut. Denn ein RC-Glied in Serieschaltung gibt nicht nur ein variables ΔG , sondern zwangsläufig auch ein frequenzabhängiges ΔC (Fig. 29). Mit einem Widerstandswert können durch Wahl von entsprechenden C_s verschiedene ΔG -Korrekturen vorgenommen werden.

Allgemein gilt

$$\Delta G = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_s^2 \cdot \omega^2 \cdot C_s^2}{1 + R_s^2 \cdot \omega^2 \cdot C_s^2} \text{ S; } \mu\text{S}$$

und

$$\Delta C = \frac{C_s}{1 + R_s^2 \cdot \omega^2 \cdot C_s^2} \text{ F; pF}$$

Die grösstmögliche Ableitung bei einem gegebenen Widerstand ergibt

$$\Delta G_{\max} = \frac{1}{R_s},$$

würde aber einen unendlich grossen Kondensator erfordern, was wegen der resultierenden grossen Parallelkapazität nicht der Fall sein darf. Als praktisches Maximum gilt

$$\Delta G = \frac{1}{2R_s},$$

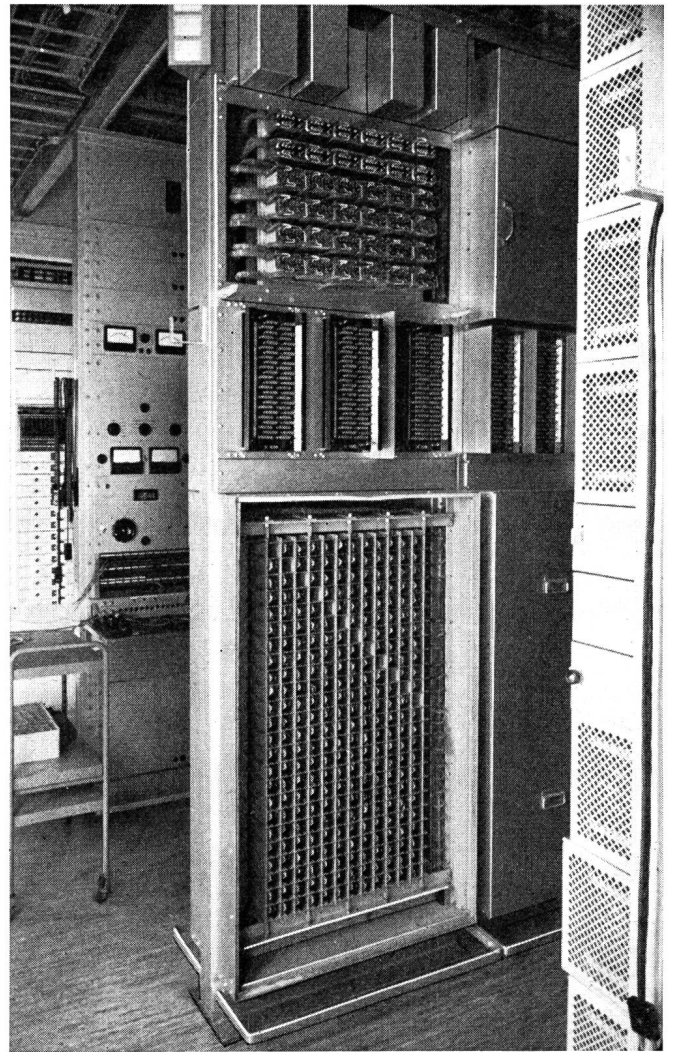


Fig. 28b. Kabelkopfbucht mit Abgleichnetzwerk und Übertragerspulen

denn bei diesem Verhältnis kann mit einem kleinen Seriiekondensator ein verhältnismässig grosses ΔG korrigiert werden.

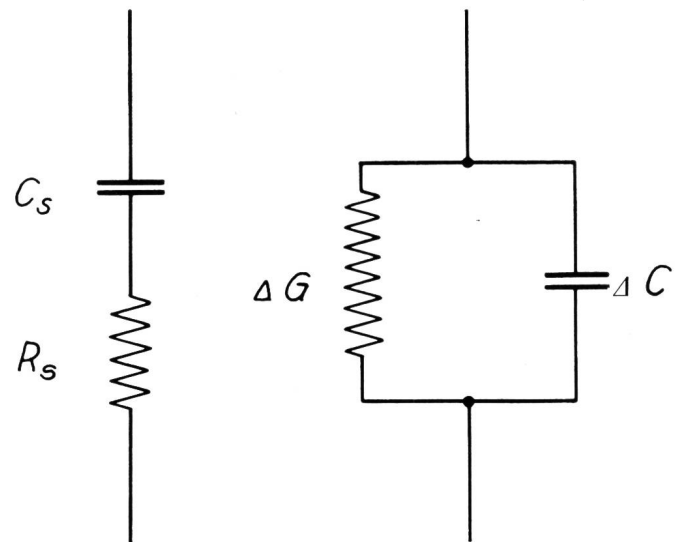
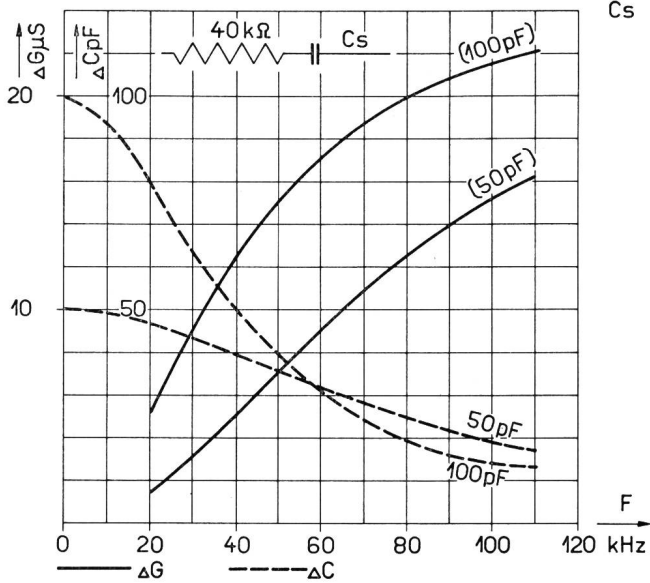


Fig. 29. Serie-RC-Glied und gleichwertige Ersatzschaltung parallel



Cs

selektiven Dämpfungsmesser. Es wird das Verhältnis zwischen Nutzspannung und Störspannung am Ende gemessen, wobei die fraglichen Leitungen mit der Leitungsimpedanz abgeschlossen sind. Von ungenügenden Kombinationen werden die Kopplungen noch gemessen und wenn möglich besser abgeglichen.

Reflexionsabgleich

Wie bereits dargelegt wurde, müssen die Leitungen am Ende reflexionsfrei abgeschlossen sein, damit ein allfälliges Nah-Nebensprechen nicht einen zusätzlichen Anteil zum eigentlichen Fern-Nebensprechen verursachen kann.

So wird bei neuen Anlagen zwischen Verstärker und Normalkabelnachbildung bei 200 kHz eine Reflexionsdämpfung von 4,0 Neper im Minimum verlangt. Die Normalnachbildung entspricht einer idealen mittleren Kabelimpedanz. Selbstverständlich darf auch das Kabel gegen die Normalnachbildung nur geringe Reflexionen haben. Bei älteren Anlagen sollten bei 100 kHz noch 3,0 Neper verlangt werden können, ansonst der Endabgleich nicht mehr genau stimmt. Zudem werden beim Abgleich zur Hauptsache magnetische Kopplungen durch Kapazitäten

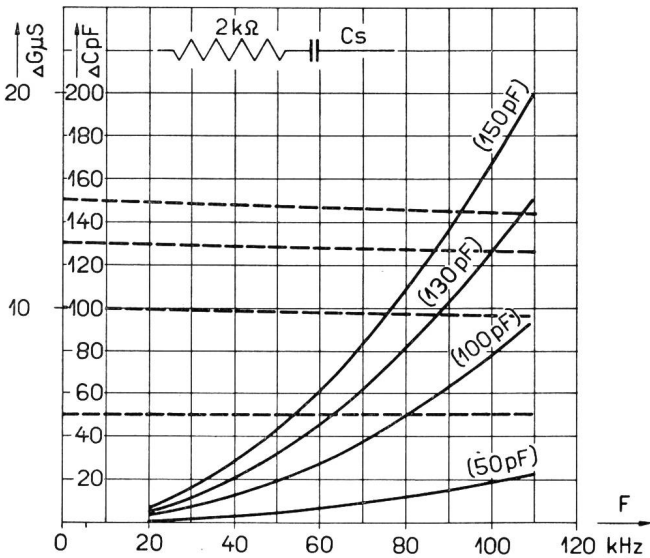


Fig. 30. Frequenzgänge von RC-Gliedern

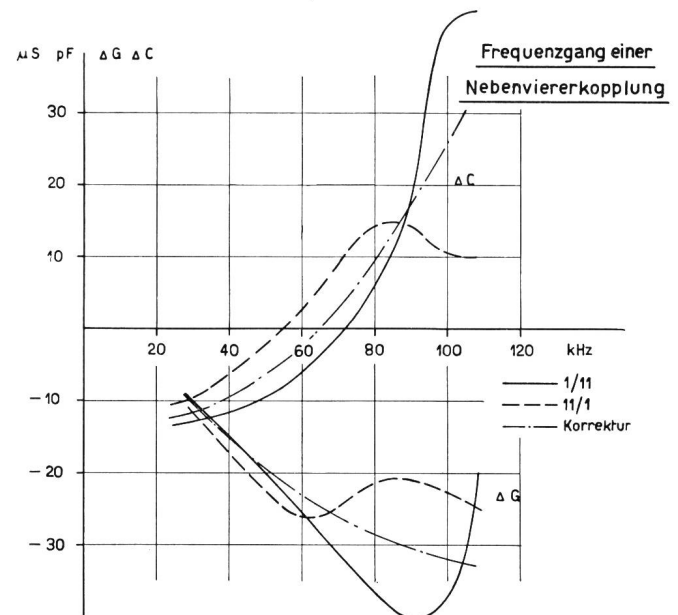
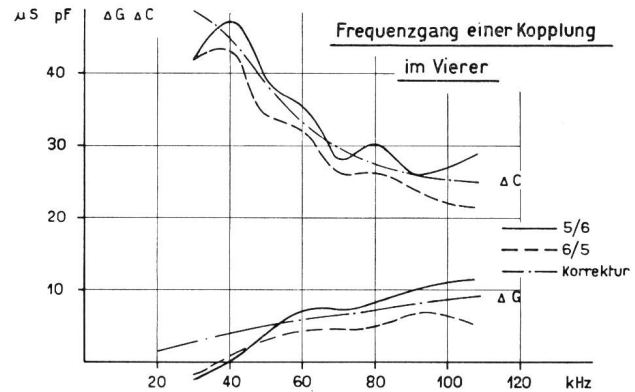


Fig. 31. Typische Frequenzgänge von Kopplungen in einem älteren DM-Kabel

Typische Frequenzabhängigkeit von RC-Gliedern zeigen die Kurven der Figur 30. Durch die entsprechende Dimensionierung dieser Glieder können sowohl für den kapazitiven als auch den reellen Teil der Kopplung stark frequenzabhängige Korrekturen erzielt werden.

Die Abweichungen der wirklichen Kopplung von der Korrektur bleiben als Restkopplung bestehen (Fig. 31). Eine gute Symmetrierung ist notwendig, denn von der Grösse der Restkopplung hängt die Nebensprechdämpfung ab. Diese kann mit Hilfe des Nomogrammes der Figur 25 auf einfache Art bestimmt werden. So entspricht zum Beispiel einer Kopplung von 9 μ S und 14 pF bei 100 kHz eine Nebensprechdämpfung von 8,35 Neper.

Sind sämtliche Kopplungen abgeglichen, so wird der Grundwert der Fern-Nebensprechdämpfung bei verschiedenen Frequenzen direkt gemessen. Die Messung geschieht heute mit einem sehr empfindlichen

korrigiert, wofür ungefähr folgende vereinfachte Beziehung gilt:

$$\Delta C \cong 4 \cdot \frac{m_1}{Z_2^2}$$

Die Impedanz der gestörten Leitung spielt bei dieser Umwandlung eine bedeutende Rolle. Am Ende der Leitung ist die Impedanz durch den Abschluss gegeben. Weicht diese von der Kabelimpedanz stark ab, so wird damit die Kopplung beeinflusst, und der Abgleich stimmt nicht mehr genau.

Zur Impedanzanpassung werden bei den Trägerstromanlagen zwischen Leitung und Verstärker Übertrager geschaltet. Auf der Seite des Verstärkers besitzt die Wicklung mehrere Abgriffe, die gestatten, verschiedene Kabelimpedanzwerte an die Verstärkerimpedanz von 150 Ohm anzupassen (Fig. 32). Die

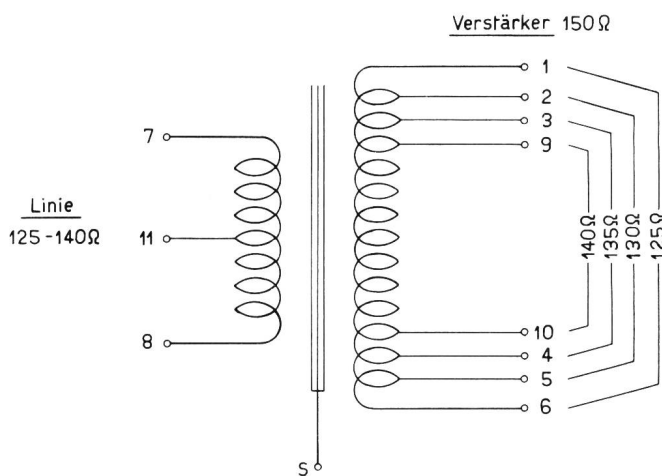


Fig. 32. Schema einer Linien-Übertragerspule

Abgriffe befinden sich auf der Verstärkerseite, damit auf der Linienseite eine gute Symmetrie erreicht wird. Die Symmetrie ist wichtig, weil sich sonst unerwünschte Längsspannungen in eine Querspannung umwandeln und sich als Geräusche bemerkbar machen.

Die Linienübertragerspulen dienen gleichzeitig zur Bildung der Phantomstromkreise, die sowohl für Musikübertragung als auch für Dienstzwecke verwendet werden können.

Die ideale Anpassung zwischen Verstärker und Kabel kann nur erreicht werden, wenn sowohl die Impedanz des Kabels als auch die des Verstärkers einen gleichmässigen und gleichlaufenden Frequenzgang aufweisen. Bei älteren DM-Kabeln ist dies leider nicht immer der Fall, wie aus Figur 33 hervorgeht. Da auch die Übertragerspulen keinen idealen Frequenzgang besitzen, werden oft parallel zu den Wicklungsenden Kondensatoren geschaltet, um damit die Streuinduktivität der Spulen zu kompensieren.

Beim C-Träger-System wurde zur Vereinfachung vorerst auf eine besondere Linienübertragerspule verzichtet. Eine Verwendung des Phantomstromkreises kommt nicht in Frage, weil vielenorts nur paarver-

seilte Kabel zur Verfügung stehen. Die Anpassung zwischen Kabel und Verstärker wird direkt am Eingangstransformator zum Verstärker vorgenommen.

Resultate

Man wird immer danach trachten, eine möglichst hohe Nebensprechdämpfung zu erreichen. Die Grenzen sind jedoch durch die Eigenschaften des Kabels gegeben. Diesem Faktor trägt auch die Empfehlung des CCIF Rechnung, indem je Verstärkerfeld folgende minimale Nebensprechdämpfungen noch als zulässig erachtet werden:

Für 12 Kanalsysteme = 8,0 Neper,

Für 24 und mehr Kanalsysteme = 7,5 Neper.

Diese Werte gelten für abgegliche Kabel. Die Summenkurven der Figur 34 zeigen die Verbesserung, die durch den Endabgleich mit künstlichen Gliedern erzielt werden kann. Als Anhaltspunkte für die erreichte Güte gelten immer die tiefsten Werte. Diese sind bedingt durch grosse Tauscheffekte oder sehr unetstetige Kopplungen. Unter normalen Verhältnissen sollte die Nebensprechdämpfung bei abnehmender Frequenz ansteigen. Dies ist jedoch nur bei gutem Frequenzgang der Kopplungen der Fall, denn der Abgleich konzentriert sich vor allem auf die obere Seite des Frequenzbandes. Werden mehrere Verstärkerfelder hintereinander geschaltet, so wird natürlich die mittlere Nebensprechdämpfung nicht besser.

Restkopplungen, die nach Abgleich des mittleren Kopplungswertes noch bestehen, summieren sich von mehreren Verstärkerfeldern geometrisch und ergeben zum Teil ungenügende Nebensprechdämpfungen. Nach Messung der betreffenden Kopplung in Abhängigkeit der Frequenz kann jedoch in solchen Fällen durch Nachabgleich an der zusammengeschalteten Anlage noch eine Verbesserung erreicht werden.

Als Erfahrungswert gilt, dass, bei Zusammenschaltung von mehreren qualitativ gleich guten Ver-

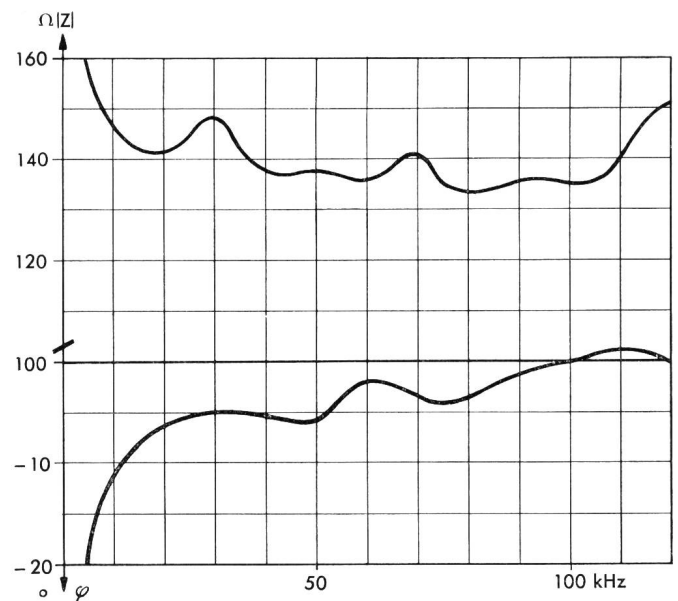


Fig. 33. Impedanzkurve eines älteren DM-Kabels

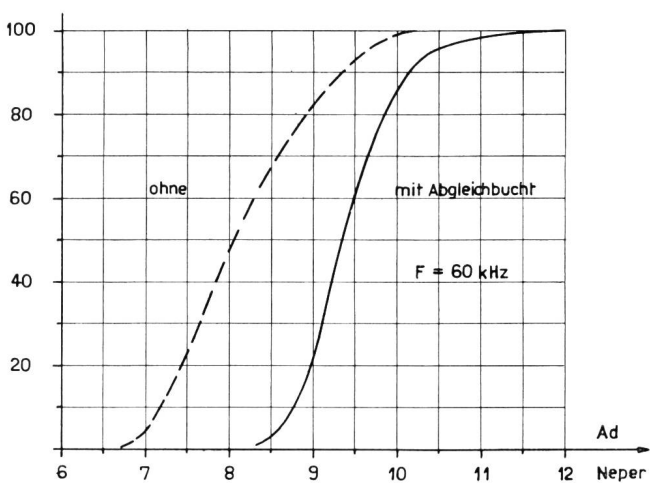
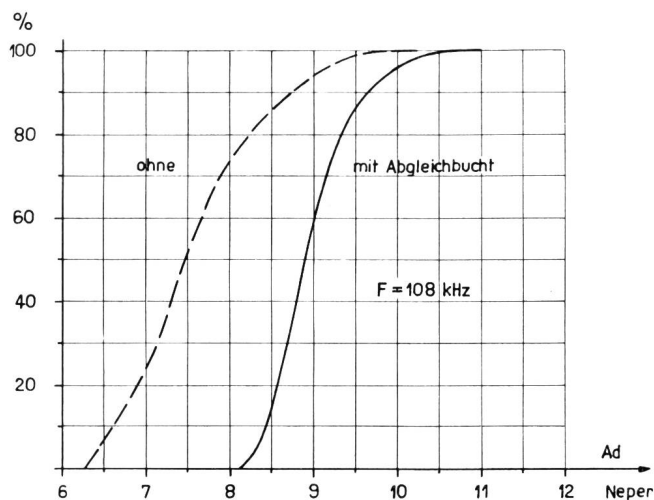


Fig. 34. Summenkurven der Nebensprechwerte zwischen 20 Systemen eines Verstärkerfeldes (DM-Kabel)

stärkerfeldern, die mittlere Nebensprechdämpfung ungefähr um den Betrag von $\frac{1}{2} \ln(n)$ fällt, wobei n die Zahl der Verstärkerfelder bedeutet. Die Empfehlungen des CCIF verlangen zum Beispiel für zusammengeschaltete längere Anlagen für 90% aller Kombinationen mindestens 6,7 Neper, für 10% sind 6,0 Neper zugelassen.

Im Vergleich zu Anlagen, die mit Niederfrequenz betrieben werden, scheint die Nebensprechdämpfung auf Trägerstromanlagen verhältnismässig niedrig. Diese Feststellung ist nur zum Teil richtig. Denn infolge der Vielzahl von Beeinflussungen von verschiedenen Stromkreisen her wird man höchstens ein unverständliches Summenebensprechen feststellen. Solange dieses unter der zulässigen Geräuschspannung liegt, dürfen Trägerleitungen als qualitativ gut angesprochen werden.

Schlusswort

Der Nebensprechabgleich an Telephonkabeln ist ein interessantes Spezialgebiet der Kabelmesstechnik. Zwischen dem Abgleich für Niederfrequenz und dem für Hochfrequenz bestehen gewisse Parallelen. Die Empfindlichkeit bei höheren Frequenzen des Nebensprechens verlangt aber bei Trägerkabeln nicht nur einen Kreuzungsausgleich. Durch genau abgestimmte Korrekturglieder müssen die verbleibenden Koppelungsreste noch korrigiert werden.

Die Abgleicharbeiten können entsprechend der Leitungszahl und der Länge der Anlagen einen grossen Umfang annehmen. Sie sind jedoch bei keinem Kabel gleich, denn je nach den Eigenschaften sind die geeignetsten und wirtschaftlichsten Methoden zu erwägen. Die Bemühungen werden durch die Genugtuung belohnt, einen Beitrag für die Verbesserung der Qualität des Übertragungsnetzes geleistet zu haben.

Die neue Hauszentrale der Bundeszentralverwaltung in Bern

Von Paul Häni, Bern

621.395.25

Le nouveau central domestique de l'administration centrale de la Confédération à Berne

Par Paul Häni, Berne

Bereits im Jahre 1921 hatte sich die Bundeszentralverwaltung auf Antrag der PTT-Verwaltung zur Einführung des automatischen Telephonbetriebes entschlossen. Die Firma Siemens & Halske wurde mit dem Bau der automatischen Hauszentrale nach dem Strowgersystem mit direkter Steuerung betraut. Die im April 1923 mit 800 Zweiganschlüssen und 80 Amtsleitungen in Betrieb genommene Anlage wurde verschiedentlich nach dem Hebdrehwähler-System 26 und 27 erweitert. Die Zentrale war zuletzt auf 2300 Zweiganschlüsse und je 90 abgehende und ankommende Amtsanschlüsse ausgebaut. Im ankommenden Amtsverkehr konnte bei Kenntnis der internen Nummer zum Zweiganschluss direkt durchgewählt werden, oder bei Wahl der Hauptnummer 61 wurde

En 1921 déjà, l'administration centrale de la Confédération s'était décidée, sur la proposition de l'administration des PTT, à introduire le service téléphonique automatique et avait chargé la maison Siemens et Halske de construire le central domestique automatique fonctionnant d'après le système Strowger à commande directe. L'installation, mise en service en avril 1923 avec 800 raccordements secondaires et 80 lignes réseau, a subi à diverses reprises des extensions selon le système de sélecteurs à deux mouvements 26 et 27. Finalement, le central atteignit la capacité de 2300 raccordements secondaires et de 90 raccordements sortants et 90 entrants. Dans le trafic réseau entrant, on pouvait, à condition de connaître le numéro du raccordement interne, le sélec-