

**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:** 34 (1956)

**Heft:** 3

**Artikel:** L'équilibrage de couplages à basse et à haute fréquences sur des câbles téléphoniques

**Autor:** Nüsseler, Franz

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-874511>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 14.03.2025

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

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

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

## L'équilibrage de couplages à basse et à haute fréquences sur des câbles téléphoniques

Par Franz Nüsseler, Berne

621.315.213:621.395.82:621.317.3

**Résumé.** La transmission sans diaphonie de l'énergie à basse et à haute fréquences 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. Le texte original allemand de cet article a paru en 1955 dans le n° 10, p. 398 ... 419.

**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. Die deutschsprachige Originalfassung des Aufsatzes erschien im Jahrgang 1955, Nr. 10, S. 398 ... 419.

### A. Equilibrage à basse fréquence de câbles téléphoniques

#### 1. Historique

L'invention du téléphone fit en même temps surgir la question: comment relier les appareils entre eux et avec le central afin de pouvoir utiliser pratiquement l'installation pour le trafic? Il était naturel que, en l'occurrence, on recourût aux expériences faites avec le télégraphe et qu'on en fit profiter la téléphonie. Mais il se révéla bientôt que le télégraphe et le téléphone n'imposaient pas les mêmes exigences à leurs éléments de construction. La différence essentielle résidait dans le mode d'exploitation totalement différent des deux systèmes: tandis que le télégraphe travaille avec des impulsions à courant continu, le téléphone utilise de faibles courants alternatifs. Au télégraphe, les préoccupations majeures concernaient, indépendamment d'une bonne liaison métallique, le problème de l'isolement de la ligne.

Lorsque la Société zurichoise des téléphones (1880) et la Confédération (1881) introduisirent le téléphone en Suisse, elles ne construisirent, comme partout

ailleurs, que des lignes à un conducteur, la terre servant de conducteur de retour comme pour le télégraphe. On n'utilisa des câbles que lorsque c'était absolument indispensable, par exemple dans les tunnels, pour les traversées de rivières et de lacs, etc. Le premier câble téléphonique proprement dit fut posé à Genève en 1886. Ce n'est que dans les premières années du XX<sup>e</sup> siècle que l'on commença, en Suisse, à construire des lignes à double fil, c'est-à-dire à passer au service téléphonique à deux conducteurs. Cette décision était motivée par le fait que l'induction importunant les abonnés obligeait à construire les lignes interurbaines à un fil sur des supports indépendants et par des tracés particuliers. A l'induction venaient encore s'associer, à cette époque, les perturbations provoquées par les lignes à courant fort toujours plus nombreuses et auxquelles seule la téléphonie à deux conducteurs pouvait mettre un frein.

Les exigences du téléphone étaient, comparées à celles d'aujourd'hui, bien modestes. L'administration s'efforçait de faire de son mieux d'après les connaissances techniques de l'époque. La qualité des communications était contrôlée sur la base d'essais de

conversations. On était arrivé à la notion que les lignes téléphoniques devaient être symétriques par rapport à la terre et ne présenter autant que possible aucun couplage entre elles. On fit ces expériences aussi bien avec les lignes aériennes qu'avec les câbles souterrains. On vérifia également la diaphonie par des essais de conversation, en parlant sur une ligne et en écoutant sur une ligne parallèle voisine. Lorsque la conversation était incompréhensible sur cette dernière ligne, la première était bonne au point de vue de la diaphonie.

Dans les câbles, on constata une influence réciproque particulièrement forte entre les circuits. On tenta de remédier à cette difficulté en établissant un écran autour des conducteurs enroulés avec du chanvre imprégné. Mais ces écrans de plomb ou de feuilles d'étain n'arrivèrent pas à empêcher le champ magnétique de se propager, ce qui rendit leur utilité assez illusoire. Plus les câbles étaient longs, plus leurs imperfections étaient frappantes.

Les câbles toronnés en paires et la possibilité de les protéger contre l'humidité et les autres influences extérieures par une gaine de plomb, appliquée au moyen de la presse à plomb découverte déjà en 1879 par François Borel, marquèrent un progrès important dans la fabrication des câbles. Lorsque la maison Felten et Guillaume mit, en 1892, les câbles à isolation d'air et de papier sur le marché, le secret de la mise au point des principes de fabrication des câbles téléphoniques, encore en vigueur de nos jours, était découvert.

Au toronnage en paires succéda la quarte dite en étoile dans laquelle quatre conducteurs sont toronnés en une étoile symétrique. Les deux conducteurs diamétralement opposés constituent une paire, dont les axes de champ sont, d'après la disposition géométrique, perpendiculaires les uns aux autres, ce qui rend impossible, en théorie du moins, le couplage entre les deux paires de la même quarte. Le toronnage des paires et des quartes n'a pas seulement pour but de les maintenir dans un espace aussi restreint que possible. L'emploi de différents pas de toronnage permet, aussi bien pour les câbles toronnés en paires qu'en quartes, de réduire dans une large mesure les couplages résultant du parallélisme entre lignes voisines de la même couche.

A partir de 1903 on utilisa un autre genre de toronnage, le toronnage en quartes selon le système Dieselhorst-Martin (appelé quartes DM).

L'exploitation des circuits fantômes combinés au moyen de deux circuits réels ou de base, à l'aide des connexions de bobines connues, permet d'augmenter de 50% le nombre des lignes de jonction dans les câbles toronnés en quartes alors que la quantité de cuivre utilisé reste la même.

La quarte Dieselhorst-Martin (DM) est tout à fait indiquée dans ces cas, la capacité des circuits fantômes n'étant, pour ce genre de toronnage, qu'environ

1,5...1,6 fois plus grande que la capacité correspondante des circuits de base, malgré le parallélisme des capacités partielles. Pour les quartes-étoile, ce rapport n'est que de 2,6 à cause du montage serré. Dans la quarte DM, les deux paires sont toronnées avec un pas particulier, et les deux nouvelles paires obtenues le sont, à leur tour, en une quarte avec une troisième longueur de pas, ce qui permet d'obtenir un plus grand découplage des paires entre elles et du circuit fantôme contre les deux paires. Le choix de divers pas de toronnage résout le problème du découplage entre les quartes voisines et les circuits de base.

Ainsi donc la technique du toronnage se transforma au cours des années en une science particulière. La qualité des câbles dépend en grande partie de la maîtrise de la technique du toronnage qui – outre les conditions de diaphonie – influence aussi considérablement les autres caractéristiques de la transmission. Un article détaillé<sup>1</sup> sur la fabrication des câbles téléphoniques a paru dans le «Bulletin technique PTT» de l'année 1948, c'est pourquoi nous n'approfondirons pas davantage ce sujet.

Malgré tout le soin apporté au toronnage des conducteurs et du faisceau des conducteurs, on ne peut pratiquement obtenir le découplage que jusqu'à un certain degré. La connaissance de ces limites conduisit à rechercher les moyens propres à réduire d'une autre manière ces couplages résiduels des diverses longueurs de fabrication. Dans les anciens dossiers de l'administration des PTT de l'année 1912, nous trouvons déjà une note faisant allusion à la présence des couplages entre deux paires. Ce problème était déjà à cette époque d'actualité et en partie élucidé théoriquement. On consigna dans des cahiers des charges les valeurs des couplages admissibles pour les longueurs de fabrication. De plus, on mit au point des méthodes permettant de réduire encore, pendant les travaux de montage, les couplages résiduels inévitables et d'améliorer ainsi sensiblement la diaphonie des installations terminées.

Avant de traiter les méthodes d'équilibrage proprement dites, nous devons expliquer brièvement et rappeler ce que sont les couplages et comment ils se comportent par rapport à la diaphonie.

## 2. Cause de la diaphonie dans les câbles téléphoniques

Pour mieux faire comprendre ce problème, nous voulons d'abord étudier les causes de la diaphonie dans le câble isolé au papier et au plomb. Dans l'état actuel de la technique, la diaphonie peut apparaître jusqu'à un certain degré :

- a) dans la même quarte, entre les conducteurs de base eux-mêmes et le circuit fantôme ;
- b) entre les paires voisines des câbles toronnés en paires.

<sup>1</sup> Gertsch, Rudolf. Quelques considérations sur la fabrication des câbles téléphoniques. Bulletin Technique PTT 1948, n° 4, pages 172 à 182, et n° 5, pages 209 à 221.

Tant que l'isolation des conducteurs est supérieure à 10 000 mégohms par kilomètre et que les différences de résistance entre les fils de la même quarte sont inférieures à 1 ohm, les couplages dits capacitifs seuls sont cause de la diaphonie. Du fait des distances minimales entre les conducteurs, les couplages magnétiques sont normalement faibles et n'exercent aucune influence sur la transmission à basse fréquence. La quarte-étoile permet de découvrir de la manière la plus simple les conditions que représente la figure 1 pour une longueur de fabrication.

*Diaphonie entre circuits de base*

De grandes capacités existent entre les différents conducteurs du fait de la minime distance qui les sépare. Nous ne nous occuperons, dans cette étude, que des capacités effectives entre les fils les plus voisins. Les capacités  $C_1...C_4$  peuvent être considérées comme les branches d'un pont de Wheatstone. Nous admettons que la première paire a + b est le perturbateur que régit une tension  $U_{ab}$ . Cette tension engendre les courants transversaux suivants dans les deux branches du pont :

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

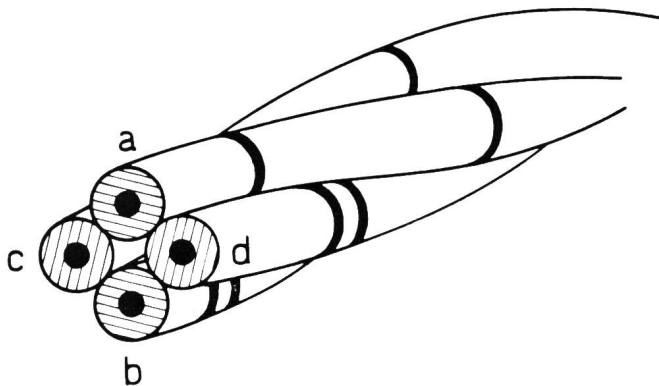
$$i_2 = \frac{U_{ab}}{\frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_4}} = \frac{U_{ab} \cdot j\omega C_2 \cdot C_4}{C_2 + C_4}$$

En multipliant ces courants par les résistances capacitives de  $C_1$  et de  $C_2$ , nous obtenons le potentiel aux conducteurs c et d.

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

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

La différence de tension entre les points c et d nous intéresse.



$$E_{cd} = e_{ad} - e_{ac} = U_{ab} \cdot \frac{C_4}{C_2 + C_4} - U_{ab} \cdot \frac{C_3}{C_1 + C_3}$$

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

$$= U_{ab} \cdot \frac{C_4(C_1 + C_3) - C_3(C_2 + C_4)}{(C_2 + C_4)(C_1 + C_3)}$$

$$= U_{ab} \cdot \frac{C_1 \cdot C_4 - C_2 \cdot C_3}{(C_2 + C_4)(C_1 + C_3)}$$

Cette expression montre que les points c et d sont sans tension, si le numérateur a la forme suivante :

$$C_1 \cdot C_4 = C_2 \cdot C_3.$$

Le rapport ci-dessus est encore transformé en :

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

ou, ce qui est équivalent :

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

Les différences de capacité sont petites par rapport aux capacités. Nous pouvons ainsi dans les sommes et les produits remplacer  $C_1...C_4$  par la valeur moyenne C. Il reste donc

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

La différence des capacités  $C_1 - C_2 - C_3 + C_4$  est désignée comme couplage capacitif  $k_1$ .

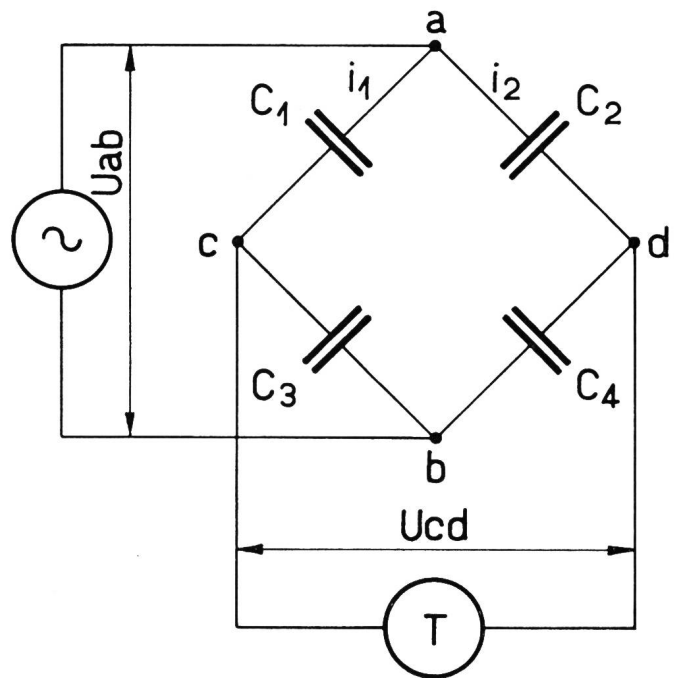


Fig. 1. Quarte-étoile et son circuit équivalent



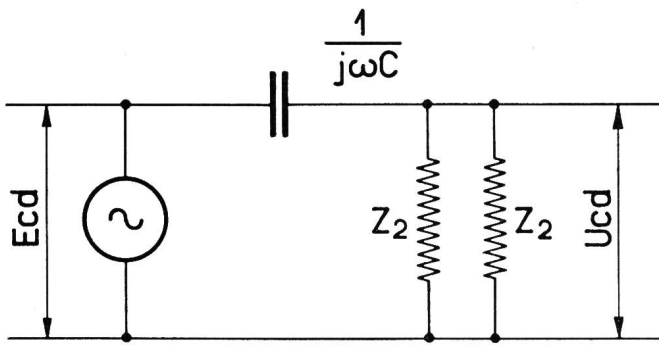


Fig. 2. Relation entre la force électromotrice induite  $E_{cd}$  et la tension perturbatrice  $U_{cd}$

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

Si le couplage capacitif  $k_1$  est égal à zéro ou très petit, il n'y a pas de diaphonie entre circuits de base. Dans l'autre cas, nous calculons la tension diaphonique d'après (voir fig. 2):

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

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

où

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

$$R_a = \frac{Z_2}{2} = \text{résistance extérieure}$$

Mais on a  $\frac{Z_2}{2} < \frac{1}{j\omega C}$  et la formule se simplifie en

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

L'affaiblissement diaphonique est défini de la manière suivante:

$$A_d = \ln \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} \quad \begin{matrix} P_1 = \text{puissance sur la paire perturbatrice} \\ P_2 = \text{puissance sur la paire perturbée} \end{matrix}$$

ou, si la puissance est exprimée par la tension et la charge:

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

Le rapport  $\frac{U_1}{U_2}$  correspond à  $\frac{U_{ab}}{U_{cd}} = \frac{8}{\omega \cdot k_1 \cdot Z_2}$

Ainsi, l'affaiblissement diaphonique entre circuits réels est

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

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

Si ces circuits ont la même impédance (même pupinisation et même capacité), le terme de correction disparaît, car  $\frac{Z_1}{Z_2} = 1$ , et le logarithme de 1 est égal à zéro. La relation entre le couplage capacitif et l'affaiblissement diaphonique vaut pour de courtes lignes électriques. Le couplage  $k_1$  doit être mesuré sur un tronçon de ligne qui ne présente ni affaiblissement notable ni déphasage.

à zéro. La relation entre le couplage capacitif et l'affaiblissement diaphonique vaut pour de courtes lignes électriques. Le couplage  $k_1$  doit être mesuré sur un tronçon de ligne qui ne présente ni affaiblissement notable ni déphasage.

*Diaphonie entre circuits de base et fantômes*

Les capacités effectives entre les quatre conducteurs de la même quarte peuvent aussi causer de la même manière de la diaphonie entre le circuit de base et le circuit fantôme. La figure 3 reproduit les capacités partielles. Pour le circuit fantôme, deux de ces capacités peuvent toujours être considérées comme connectées en parallèle, ce qui permet d'avoir une notion très simple des rapports de symétrie entre un circuit de base et un circuit fantôme.

Par analogie, le couplage capacitif résulte des petites différences des capacités partielles  $C_1 \dots C_4$ .

$$k_2 = C_3 + C_4 - C_1 - C_2 \quad \text{Couplage circuit de base I / circuit fantôme}$$

$$k_3 = C_2 + C_4 - C_1 - C_3 \quad \text{Couplage circuit de base II / circuit fantôme}$$

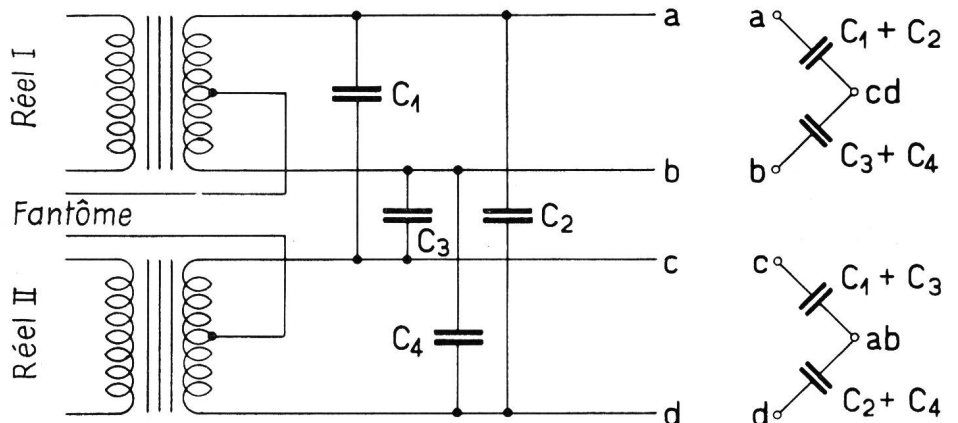


Fig. 3. Relation entre capacités partielles et couplages base/fantôme

Entre ces couplages capacitifs et l'affaiblissement diaphonique correspondant, il existe à nouveau un simple rapport. La dérivée correspondante donne la formule suivante:

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

ou également

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

Les deux formules servant à calculer l'affaiblissement diaphonique peuvent être réunies en une expression générale. On a alors

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

à quoi correspond  $k = \frac{k_1}{4}$  ou  $k = \frac{k_2}{2}$  respectivement  $\frac{k_3}{2}$

Cette formule s'applique également aux couplages entre paires et quarts quelconques d'un câble.

#### Signification de la formule:

La diaphonie croît avec le couplage. Elle dépend de la fréquence, car lorsque la fréquence augmente, l'affaiblissement diaphonique diminue. La diaphonie en résultant dépend encore de l'impédance de la ligne. Plus l'impédance est élevée, plus la diaphonie est forte pour le même couplage.

Les formules indiquent en outre que les circuits de base et les circuits fantômes s'influencent plus fortement que les circuits de base entre eux.

Le nomogramme de la figure 4 donne une idée précise des relations entre les couplages et la diaphonie.

Les couplages capacitifs provenant de petites différences de capacité, il est facile à comprendre qu'on désire les maintenir aussi faibles que possible déjà lors de la fabrication. Mais une telle exigence aurait une influence très défavorable sur les prix des câbles et ne serait pas justifiée. C'est pourquoi les fabricants sont autorisés à admettre certains couplages capacitifs. Par exemple, pour une longueur de fabrication de 230 m, on peut tolérer les valeurs suivantes:

$k_1$  en moyenne 30 pF, au maximum 100 pF,  
 $k_2$ ;  $k_3$  en moyenne 75 pF, au maximum 400 pF.

L'équilibrage à basse fréquence au moment du montage consiste à éliminer aussi bien que possible l'influence des couplages résiduels. Il serait utile de savoir pour quel motif on exécute un équilibrage sur les câbles interurbains et ruraux et qu'on le néglige sur les installations d'abonnés, bien que les câbles d'abonnés constituent une partie très importante de toute communication téléphonique.

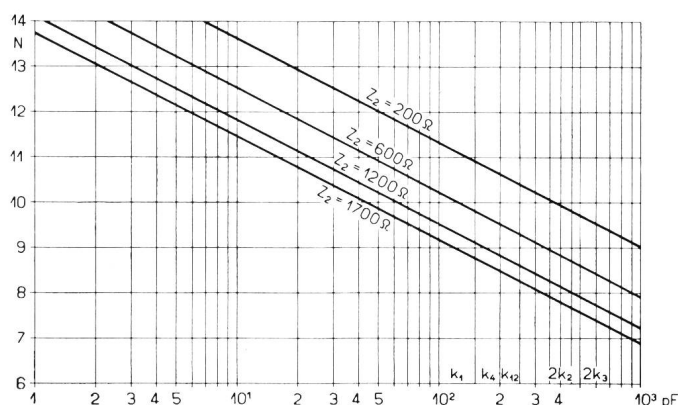


Fig. 4. Relation entre couplage capacitif et affaiblissement diaphonique à 800 hertz

$$\text{Corrections: pour } Z_1 \neq Z_2: - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2}$$

Lors de la discussion de la formule servant à calculer l'affaiblissement diaphonique, nous avons déjà vu que l'impédance de la ligne exerce une grande influence sur l'intensité de la diaphonie. L'impédance d'un conducteur de câble interurbain ou rural pupinisé est 2...3 fois plus grande que celle d'une ligne d'abonné. Ainsi, un couplage éventuel se fait nécessairement sentir davantage dans le câble pupinisé.

Les câbles interurbains et ruraux sont nettement plus longs que les câbles d'abonnés non pupinisés. Même si les différents foyers de diaphonie répartis le long du câble ne s'additionnent pas forcément, il n'en reste pas moins que, selon le calcul des probabilités, la diaphonie croît avec la longueur. La diminution de l'affaiblissement diaphonique a lieu à peu près dans le rapport de

$$\ln \sqrt{\frac{L}{L_0}} \quad \begin{array}{l} L_0 = \text{longueur de référence} \\ L = \text{longueur totale} \end{array}$$

Dans un câble interurbain ou rural, les circuits voisins ou de la même quarte sont plus fréquemment occupés que dans un câble d'abonnés. Ainsi, la diaphonie s'y fait sentir de façon plus marquante.

C'est pourquoi on exige des affaiblissements diaphoniques plus élevés sur les installations de câbles interurbains, la diaphonie pouvant, selon les rapports de niveaux, avoir une influence perturbatrice, par exemple lorsqu'une communication présentant déjà un certain affaiblissement est troublée par une conversation non affaiblie.

### 3. Mesure des couplages capacitifs

Il va de soi que, pour déterminer les couplages capacitifs, on ne mesure pas les capacités partielles. Cela serait trop compliqué et demanderait trop de temps. On utilise des ponts de mesure de couplages particuliers.<sup>2</sup> La figure 1 donne le principe du dis-

<sup>2</sup> Kallen, Robert. Neuentwicklung von Kabelmessgeräten durch die PTT-Verwaltung. Bulletin technique PTT 1951, n° 7, pages 271 à 277.

positif de mesure. Pour calculer le couplage entre circuits réels, on applique une tension à fréquence audible sur une paire pour provoquer le perturbateur et on intercale un téléphone sur l'autre paire. Les quatre capacités partielles constituent, de ce fait, les branches d'un pont de Wheatstone (fig. 5). Un condensateur différentiel, relié à trois points, sert à établir l'équilibrage du pont. Il est réglé de façon que le téléphone reçoive un minimum de son. La différence de capacité du condensateur différentiel ne correspond qu'au couplage capacitif effectif.

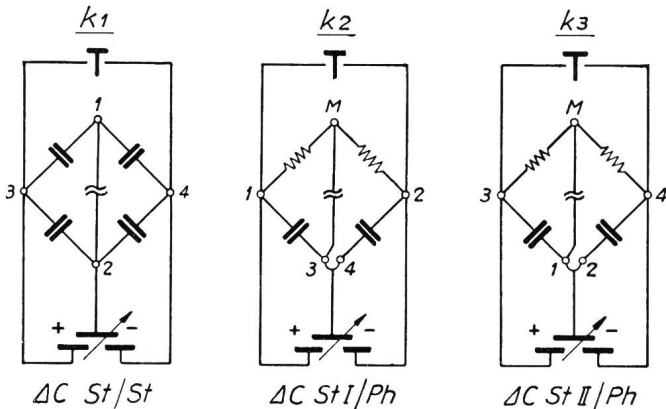


Fig. 5. Montages de mesure servant à déterminer les couplages capacitifs

Etant donné qu'une paire est court-circuitée lors de la détermination du couplage entre circuits de base et fantôme, on forme dans le pont un montage en pont au moyen de deux résistances ou d'un transformateur différentiel. Le condensateur différentiel indique, aussi pour cette mesure, directement la valeur de couplage à l'état équilibré.

Pour mesurer les couplages, on relie les conducteurs du câble au pont au moyen d'un câble de mesure. Les différences de capacités étant mesurées, les conducteurs doivent être bien isolés à l'autre extrémité du câble. Les contacts avec d'autres conducteurs faussent ou rendent même impossible la mesure.

On utilise comme source de courant un oscillateur magnétique ou à tubes avec batteries. Pour améliorer la sensibilité, on intercale entre la sortie du pont et le récepteur serre-tête un amplificateur à batteries. Pour mesurer les différents couplages, on commute le pont en actionnant les clés correspondantes ou des contacts à bouton-poussoir.

4. Possibilités de réduction des couplages capacitifs

En construisant une installation, on ne peut équilibrer les couplages que parce qu'ils s'additionnent directement d'une longueur de fabrication à une autre longueur d'après leur signe. Comme la tension et le courant ne progressent toutefois pas à une allure indéfiniment rapide sur une ligne et que, en outre, ils subissent des pertes, l'équilibrage se heurte forcément

à des limites. Il ne peut se faire que dans des secteurs où les mêmes valeurs instantanées existent pratiquement (fig. 6). Le déphasage dans le diagramme vectoriel, qui croît proportionnellement à la longueur,

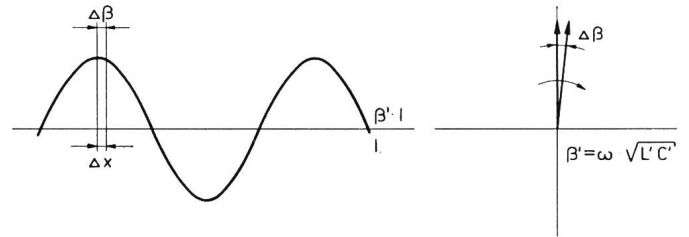


Fig. 6. Représentation linéaire et vectorielle du déphasage le long du circuit

sert de mesure à la modification des valeurs instantanées. Il se calcule d'après la formule

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{LC} \text{ arc.} \quad \begin{matrix} L = \text{inductance de ligne} \\ C = \text{capacité de ligne} \end{matrix}$$

Par exemple, pour une section Pupin de 1830 mètres de longueur, à la fréquence de 800 hertz, il est à peu près de 0,045 arc ou 2,6 degrés. Ces faibles déphasages ne se remarquent pas lors de l'équilibrage. En revanche, la pupinisation n'est rien d'autre qu'une intercalation punctiforme d'inductance. L'inductance de bobine est nettement plus élevée que l'inductance de ligne. Un déphasage dépendant nettement de la fréquence apparaît aux points Pupin (fig. 7). C'est pourquoi les couplages ne peuvent être équilibrés qu'à l'intérieur des sections Pupin.

L'équilibrage des couplages se fait principalement selon deux méthodes.

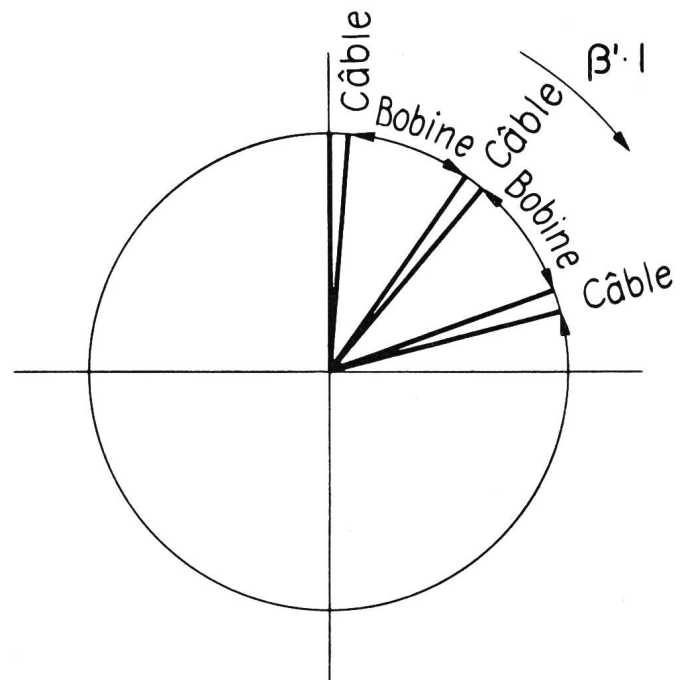


Fig. 7. Répartition du déphasage dans un câble pupinisé

*L'équilibrage de couplages au moyen de condensateurs*

Cette méthode permet de mesurer les couplages lorsque les longueurs de construction sont réunies en une section Pupin. Les couplages capacitifs reposant sur des différences dans les capacités partielles, on peut obtenir une réduction de couplages en intercalant en conséquence des capacités entre les conducteurs. En principe, on peut corriger un couplage par un condensateur. Mais l'adjonction d'un condensateur influence immédiatement les autres couplages de la même quarte. On élimine cet inconvénient en répartissant la valeur de correction sur les deux capacités partielles trop faibles. Toutes les valeurs de couplage  $k_1$ ,  $k_2$  et  $k_3$  étant symétriquement réparties sur les bras correspondants, la quarte doit être équilibrée. Mais il n'est pas nécessaire de connecter quatre condensateurs sur une quarte. En soustrayant la valeur la plus petite de toutes les autres valeurs, on obtient zéro et l'intercalation se réduit au maximum à trois éléments. Pour calculer l'intercalation, on utilise un schéma analogue à celui de la figure 8.

	Signe	Montant	Entre les conducteurs			
			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		
	-		$\frac{1}{2}$			
$k_3$	+		$\frac{1}{2}$			
	-	300	$\frac{1}{2}$	150		150
Somme			110	300	40	150
- Valeur la plus petite			40	40	40	40
A insérer			70	260	0	110

Fig. 8. Schéma du calcul de l'équilibrage des couplages avec condensateurs

La méthode par condensateurs a été appliquée en Suisse aux environs de 1920. Son avantage réside dans le fait que les quartes portant les mêmes numéros sont épissées ensemble, ce qui permet de les retrouver facilement dans les épissures intermédiaires. Les condensateurs d'équilibrage étaient logés dans un manchon spécialement équipé pour les condensateurs. Mais les condensateurs utilisés à cette époque ne supportaient pas toujours les hautes tensions produites sous l'influence du courant fort sans subir de dommages. Actuellement, l'équilibrage par conden-

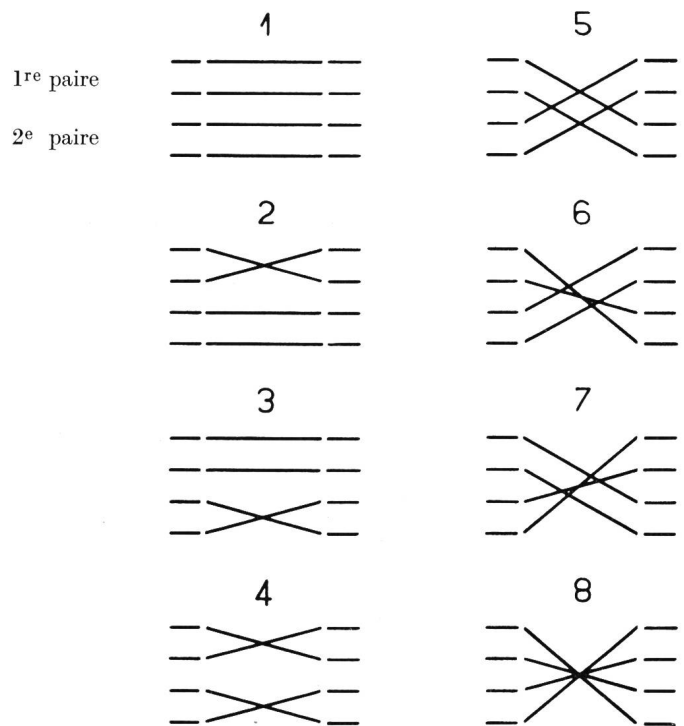


Fig. 9. Les huit croisements possibles entre deux quartes pour réduire les couplages

sateurs n'est appliqué que dans des cas isolés, par exemple lors du remplacement de longueurs de construction dans des installations en service.

*L'équilibrage par croisements*

La méthode actuellement appliquée en Suisse est l'équilibrage par croisements. Les couplages ayant un caractère positif et négatif, on peut obtenir un équilibrage en connectant des quartes ou des paires avec des valeurs convenables. Les couplages qui en résultent correspondent alors à la somme algébrique des couplages partiels, car les capacités partielles  $C_1...C_4$  sont connectées en parallèle, ce qui fait que les couplages s'additionnent. Huit croisements différents permettent d'établir la connexion. Le croisement d'une paire modifie toujours, pour une quarte, le signe de deux valeurs de couplage. La figure 9 montre les croisements possibles. En établissant les croisements selon 5...8, on combine un couplage  $k_2$  avec un couplage  $k_3$  et inversement. La méthode des croisements mélange les quartes à l'intérieur de la même couche de telle sorte que les numéros des quartes ne concordent plus avec les numéros des circuits. Mais l'avantage de l'équilibrage par croisements réside dans le fait que les couplages sont corrigés sans le secours d'éléments étrangers, ce qui permet d'éviter en même temps les parallélismes inutiles entre quartes voisines.

*Equilibrage par rapport à l'homogénéité longitudinale*

En plus de la réduction de la diaphonie, on s'efforce d'améliorer l'homogénéité longitudinale en faisant l'équilibrage au moment du montage. On sait qu'un

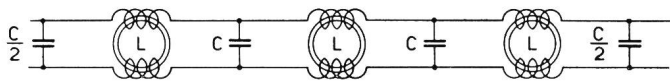


Fig. 10. Le circuit pupinisé se compose d'une chaîne de capacités (C) et d'inductances (L)

circuit Pupin se compose d'une chaîne de cellules  $\pi$  (fig. 10). Chacune de ces cellules  $\pi$  comprend une capacité, correspondant à une demi-section Pupin, une inductance de bobine Pupin et encore une capacité. Si un circuit Pupin doit posséder une bonne homogénéité longitudinale, chaque cellule de la chaîne doit avoir la même impédance. Le rapport suivant donne l'impédance d'une de ces cellules  $\pi$ :

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

L = inductance de bobine  
C = capacité d'une section Pupin

Pour les fréquences audibles moyennes, on applique généralement le rapport

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

L'impédance d'une cellule de chaîne correspond en même temps au rapport

$$\text{impédance} = \frac{\text{tension}}{\text{courant}}$$

Si toutes les cellules de la chaîne ne possèdent pas la même impédance, le rapport entre la tension et le courant d'une section Pupin est déséquilibré par rapport à l'autre, à laquelle s'adapte la puissance transmise en réfléchissant une partie de la tension ou du courant à l'entrée de la ligne. Les lignes pupinisées possédant de très petits affaiblissements, ces réflexions influent sur l'impédance d'entrée de la ligne. La courbe d'impédance d'une ligne pupinisée à forte réflexion a la forme approximative de la figure 11. Les maximums de la courbe se produisent lorsque,

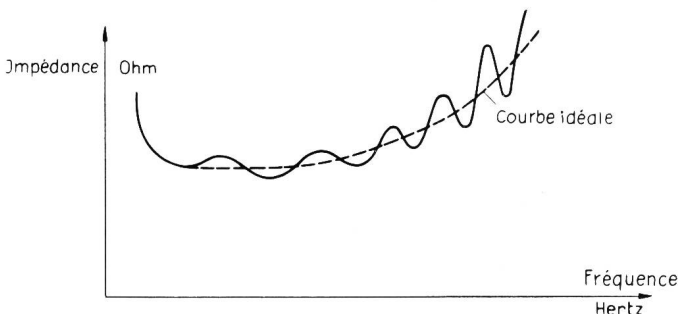


Fig. 11. Courbe d'impédance d'un câble pupinisé avec réflexions

à l'entrée de la ligne, une onde de tension réfléchie se trouve en phase avec la tension d'entrée. Cependant, les conversations s'écoulant sur des lignes présentant des réflexions ne peuvent être amplifiées que dans une mesure restreinte.

Pour que toutes les cellules de la chaîne aient la même impédance, les capacités et inductances successives ne doivent différer que de peu les unes des autres. A cet effet, lors du montage des câbles interurbains, on fait un équilibrage de la capacité effective au milieu d'une section Pupin. En connectant des circuits à haute et à faible capacité effective, on réduit sensiblement les différences maximums de capacité des divers circuits. Cela est possible à l'intérieur de la section Pupin, car le déphasage proprement dit a lieu aux points Pupin. Pour épisser aux points Pupin le plus possible de circuits ayant la même capacité effective, on entreprend un groupement. Après avoir mesuré les capacités d'une section Pupin, on les numérote successivement de la valeur la plus élevée à la valeur la plus petite. On connecte sur la première bobine le circuit ayant la plus grande capacité et vice versa, ce qui permet de former des sections Pupin ayant la même capacité pratique. On se rend compte ici que non seulement l'équilibrage électrique doit se faire avec soin, mais que, lors du montage, il faut veiller à observer strictement les longueurs Pupin.

En principe, les inductances des bobines Pupin présentent une certaine dispersion aux environs de la valeur moyenne prescrite. En fabrique, ces bobines sont placées par séries dans les caissons ou les manchons d'après les valeurs d'inductance descendantes. Ainsi, dans un circuit Pupin bien groupé, non seulement les sections Pupin de même capacité se suivent, mais aussi les bobines Pupin de même inductance pratique. Cet ordre présente également l'avantage que, dans les épissures pupinisées, la numérotation des quartes des bobines correspond à la numérotation des boîtes de fins de câbles.

5. Exécution pratique de l'équilibrage

L'organisation des travaux d'équilibrage, coordonnés avec les travaux d'épissure, se règle d'après le type du câble et l'importance de l'installation. L'équilibrage étant fait à l'intérieur des longueurs Pupin, il faut toujours poser des longueurs Pupin complètes (ou des longueurs initiales ou terminales). Les sections Pupin se composent normalement de huit longueurs séparées. Les câbles ruraux toronnés en paires, qui ont souvent été posés en longueurs doubles de 456 mètres, font exception à cette règle. La figure 12 indique les points d'épissure des huit longueurs séparées.

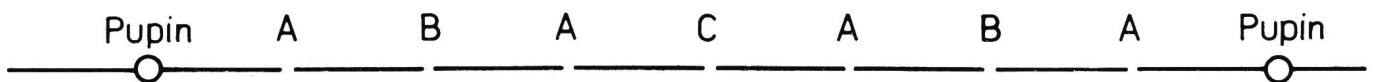


Fig. 12. Schéma d'une section Pupin normale, comprenant huit longueurs avec les différents points d'épissure



*Équilibrage des câbles ruraux toronnés en paires*

Pour le câble toronné en paires, il n'existe normalement de couplages effectifs qu'entre les paires voisines de la même couche; de plus, les valeurs ne sont pas très élevées. Les couplages entre circuits de base sont croisés au point C, c'est-à-dire au milieu d'une section Pupin. Les points A et B sont préalablement épissés de part et d'autre et isolés aux points Pupin. Lorsque des longueurs doubles sont posées, il n'est pas nécessaire d'épisser les points A.

*Câbles ruraux toronnés en étoile*

Les câbles toronnés en étoile possèdent des couplages dans la quarte qui doivent être réduits. L'équilibrage a lieu en trois endroits, c'est-à-dire aux points B et C. Aux points A, les quartes ne sont pas épissées les unes sur les autres d'après la couche, mais selon un certain cycle n'exerçant aucune influence sur les couplages dans la quarte, ce qui, en revanche, permet d'éviter de longs parallélismes inutiles de quartes voisines. La permutation cyclique influe, par conséquent, de façon favorable sur la diaphonie de la quarte voisine. Pour exécuter l'équilibrage des croisements, on dispose encore de trois épissures. En mesurant les couplages aux points B, on détermine les quartes permettant de réduire les couplages en les connectant, ce qui ne se fait pas toujours sans autre. Les couplages résiduels réapparaissent lors du contrôle au point C où des quartes ayant des valeurs anormales doivent, de ce fait, s'adapter les unes aux autres. Cela n'est possible que par un calcul minutieux du tableau des croisements pour les points B. Souvent, certaines valeurs de couplages doivent être formées artificiellement pour permettre l'équilibrage complet au point C. Avant de souder une épissure, il y a lieu de faire une mesure de contrôle qui démontre si les croisements ont été établis correctement.

*Câbles interurbains*

La longueur et l'importance des câbles interurbains exigent qu'on les équilibre avec un soin particulier. On commence d'abord l'équilibrage par croisements aux points A. De part et d'autre des points A, on mesure normalement, pour une longueur de fabrication, des couplages plus faibles qu'à un point B, si les points A sont épissés selon un schéma déterminé. Au point B, les couplages sont encore réduits pour que des valeurs admissibles apparaissent au point C. Les valeurs de couplages doivent s'adapter les unes aux autres au point B, ce qui n'a lieu que par l'évaluation simultanée et la syntonisation superposée des couplages résiduels des points A. Si, normalement, seules des quartes de la même couche sont épissées et croisées les unes au-dessus des autres, il s'y ajoute encore, dans ces conditions, une nouvelle restriction pour les câbles interurbains. Pour pouvoir être mieux amplifiés, les deux sens de conversations sont séparés sur de très longues liaisons interurbaines. Au lieu d'une seule paire de conducteurs, on utilise deux paires différentes, d'où la désignation de circuit à quatre fils.

Mais les extrémités de deux lignes reliées ensemble présentent des différences de niveau considérables. C'est pourquoi, pour que la liberté diaphonique soit atteinte, les deux directions sont séparées l'une de l'autre dans le câble. Des quartes dites de séparation servent à établir la séparation à l'intérieur de la même couche. Le croisement des quartes destiné à l'équilibrage des couplages doit se faire strictement à l'intérieur des groupes correspondants. L'équilibrage de la capacité de service se fait au point C. L'ordre des quartes selon la capacité de service indique automatiquement quelles quartes doivent être épissées ensemble. C'est pourquoi il est important que, de part et d'autre du point C, les demi-sections Pupin soient bien équilibrées selon les couplages. Malgré cela, les quartes déterminées sont épissées de telle sorte que les couplages résiduels ne s'additionnent pas, autant que possible.

*Autres mesures effectuées sur l'installation*

L'isolement, la résistance, le couplage et la capacité sont mesurés à partir de chaque section Pupin épissée. La résistance d'isolement doit être supérieure à 10 000 mégohms par conducteur et par kilomètre de câble. La mesure de la résistance ne doit pas donner de différences supérieures à 0,15 ohm dans la même quarte. Les couplages, mesurés immédiatement après l'épissure du point C, ne doivent pas dépasser les valeurs suivantes:

$k_1$  en moyenne 15 pF, au maximum 30 pF,  
 $k_2$ ;  $k_3$  en moyenne 20 pF, au maximum 45 pF.

Les mesures en courant continu sont un bon contrôle des travaux d'épissure effectués. C'est grâce à la mesure de la résistance qu'il arrive, très rarement, qu'on fasse de mauvaises soudures. Les bobines Pupin étant intercalées, on mesure à nouveau l'isolement et la résistance de toute l'installation. Un simple contrôle de la diaphonie avec ronfleur et casque d'écoute indique si, pendant la pupinisation, il ne s'est pas produit de dépairages. Lorsque ces mesures sont terminées, l'installation est prête pour les mesures de réception.

**B. Équilibrage de diaphonie sur les câbles à courants porteurs**

Pour exploiter davantage les circuits téléphoniques, on a recours actuellement à la téléphonie à courants porteurs. Un déplacement de fréquence permet d'écouler plusieurs conversations simultanées sur une ligne. Les liaisons sont, selon leur bande de fréquences, traitées comme des voies et les diverses fréquences porteuses sont ainsi modulées. Suivant la fréquence porteuse, les voies sont décalées dans la gamme de fréquences. Plus il faut transmettre de voies sur une ligne, plus la bande de fréquences à transmettre est large. Les caractéristiques de transmission d'un circuit, telles qu'impédance, affaiblissement, temps de propagation et diaphonie, dépendent plus ou moins de la fréquence. Le nombre maximum de voies et la



longueur non amplifiée de la ligne sont, par conséquent, limités. La téléphonie à courants porteurs s'est développée progressivement d'après l'état de la technique et compte tenu des lignes interurbaines nécessaires.

La qualité des lignes à courants porteurs est déterminée en grande partie par l'intensité de la diaphonie que provoquent dans les câbles les couplages capacitifs et magnétiques entre les différentes paires de conducteurs et les quartes. L'influence de la diaphonie est directement proportionnelle à la fréquence à transmettre. La transmission à basse fréquence de la parole, imposant déjà des exigences élevées aux câbles en ce qui concerne la liberté de couplage des circuits, la transmission à haute fréquence en veut encore de beaucoup plus sévères.

1. Principe

Par suite des fréquences élevées dans l'exploitation à courants porteurs et des affaiblissements de ligne correspondants, de très grandes différences de niveau apparaissent entre les deux sens de conversation, ce qui, sans dispositifs particuliers, influencerait très défavorablement les rapports de diaphonie et rendrait même impossible l'exploitation par courants porteurs. Deux solutions permettent, en principe, de résoudre ce problème. Lorsqu'il s'agit de longues liaisons interurbaines, les deux sens de conversation sont, si possible, placés dans des câbles différents. C'est le cas pour les systèmes à 24, 36 et 48 voies. S'il n'y a qu'un câble à disposition, les sens de conversation constituant une communication se trouvent dans la même paire de conducteurs, mais à une fréquence totalement différente, comme pour le système à courants porteurs C (C: courte distance) où l'on utilise des bandes de fréquences de 8 à 36 kHz et de 42 à 70 kHz pour les deux sens.

La séparation des deux sens de conversation a pour conséquence que seule la télédiaphonie peut agir entre les circuits. Lorsqu'une partie des circuits de deux câbles interurbains parallèles sont équilibrés pour transmettre la haute fréquence, le même sens de conversation doit changer de câble aux stations de répéteurs intermédiaires pour la simple raison que, au même point du câble, des circuits de niveau diffé-

rent ne peuvent pas être couplés par l'intermédiaire de troisièmes circuits (fig. 13). Si le changement n'est pas possible parce que les deux câbles empruntent un tracé totalement différent, les circuits à basse fréquence doivent être bloqués aux stations de répéteurs par des bobines de blocage pour haute fréquence.

Le problème de la diaphonie dans le câble ne se pose pas lorsqu'on exploite un seul système. Plus les systèmes sont nombreux, plus les possibilités d'influence réciproque augmentent. Les possibilités «a» peuvent agir entre n systèmes selon l'influence réciproque suivante:

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

Ce rapport montre l'ampleur que revêt la lutte contre la diaphonie sur les circuits à fréquences porteuses.

Couplages capacitifs

La faible distance séparant les conducteurs et, par conséquent, les capacités élevées apparaissant entre les divers conducteurs de circuits voisins, ont pour conséquence que les plus petites dispersions de capacités agissent comme des couplages capacitifs. Entre les circuits de base de la même quarte et des quartes voisines, il faut compter avec des couplages capacitifs qui, en revanche, sont faibles au delà des quartes voisines. L'effet d'écran des conducteurs intermédiaires agit entre les circuits non directement voisins. Les couplages capacitifs sont pratiquement indépendants de la fréquence dans la bande des fréquences porteuses, ce qu'il faut attribuer au fait que la constante diélectrique pour le câble à isolation d'air et de papier ne varie que dans une faible mesure avec la fréquence.

L'affaiblissement diaphonique suivant correspond à un couplage capacitif  $k_1$ :

$$A_d = \ln \frac{8}{\omega k_1 \cdot Z_2} \text{ népers} \quad \begin{matrix} \omega = 2\pi f \\ Z_2 = \text{Impédance du circuit} \\ \text{perturbé} \end{matrix}$$

Il est d'autant plus intéressant de comparer les effets de la basse et de la haute fréquence que l'impédance des circuits non pupinisés diminue lorsque la fré-

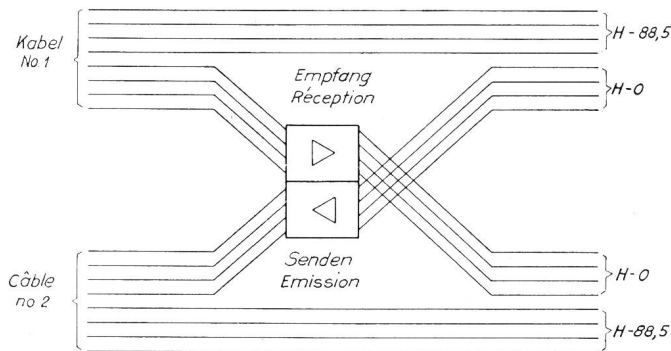


Fig. 13. Changement des sens de conversation pour l'équilibrage des différences de niveaux

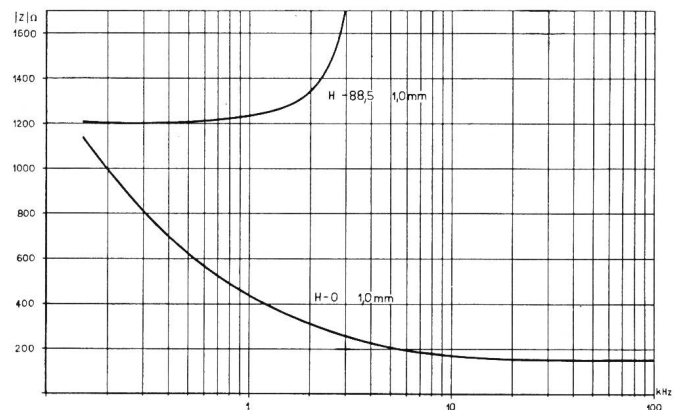


Fig. 14. Impédance de circuit pupinisé et à courants porteurs

quence augmente. Au contraire des circuits interurbains pupinisés dont l'impédance varie entre 1200 et 1700 ohms, les circuits à courants porteurs ont une impédance de 120 à 175 ohms (fig. 14). La faible impédance de ligne exerce donc une influence favorable sur la diaphonie capacitive et compense partiellement l'effet des fréquences plus élevées.

### 2. Couplages magnétiques

Dès que la symétrie géométrique est rompue dans les distances séparant les conducteurs des différents circuits, des couplages magnétiques influent sur ces derniers. La relation suivante existe entre un couplage capacitif ( $k_1$ ) et un couplage magnétique ( $m_1$ ) de la même quarte:

$$\frac{k_1}{C} = \frac{m_1}{L} \quad \begin{array}{l} C = \text{capacité effective} \\ L = \text{inductance de ligne} \end{array}$$

Ce rapport s'applique aux couplages qui sont provoqués par des dyssymétries géométriques, mais non par des différences dans le diélectrique de l'isolation des conducteurs. Des couplages magnétiques peuvent exister dans toute la coupe transversale du câble, mais diminuent au fur et à mesure que la distance augmente. On ne peut réduire les couplages magnétiques entre des quarts quelconques du même câble qu'en employant des pas de toronnage différents. Les couplages magnétiques restants, dans la même quarte et entre des quarts voisins dont le pas de toronnage n'est pas le même, ne dépendent pratiquement pas de la fréquence. Pour les câbles en étoile exploités en basse fréquence, il existe entre les quarts ayant le même pas de toronnage de très importants couplages qui, de plus, dépendent de la fréquence<sup>3</sup>. Cette dépendance est due à la proximité immédiate de masses métalliques compactes, telles que la gaine de plomb. Le couplage simultané au moyen de troisièmes circuits ne se fait pas sans perte. Une fraction réelle, qui devient de plus en plus grande au fur et à mesure que croît la fréquence, s'associe à la composante magnétique imaginaire.

L'affaiblissement diaphonique correspond à un couplage magnétique  $m_1$ :

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

Ce rapport montre que plus l'affaiblissement diaphonique est petit, plus l'impédance des circuits en question est faible. La faible impédance des paires de conducteurs du câble justifie que les couplages magnétiques peuvent provoquer de la diaphonie à la fréquence porteuse. Il va de soi que l'on doit s'efforcer, déjà lors de la fabrication, de maintenir les couplages résiduels aussi petits que possible. En transformant des câbles interurbains pupinisés en câbles à courants porteurs, on doit s'accommoder des couplages donnés. Les câbles à toronnage DM sont sous ce rapport encore assez favorables. Pour obtenir une diminution suf-

fisante de la diaphonie déjà en basse fréquence, on était obligé d'employer plusieurs pas de toronnage différents successifs.

### 3. Mesure des couplages

S'il est intéressant de connaître la valeur de l'affaiblissement diaphonique entre deux circuits à courants porteurs, en revanche cette valeur ne donne aucune précision sur la nature et le genre des couplages occasionnant la diaphonie. C'est pourquoi on se sert de ponts de mesure de couplages (fig. 15) pour déterminer les rapports de couplages à la fréquence porteuse.

Par analogie à la mesure des couplages en basse fréquence, on forme les bras proprement dits du pont avec les capacités partielles, respectivement les impédances entre les quatre conducteurs des deux paires à mesurer. On compense dans le pont l'énergie induite par le perturbateur sur la paire perturbée au moyen de condensateurs et de résistances différentiels. On mesure la fraction imaginaire du couplage  $\Delta C$  en piccofarads (pF), la fraction réelle  $\Delta G$  en microsiemens ( $\mu S$ ). La figure 16 montre le dispositif de mesure. On mesure le couplage télédiaphonique d'après les conditions d'exploitation. La fréquence de mesure alimente, à l'extrémité éloignée, la paire perturbatrice. La paire perturbée doit être branchée sur un équilibreur d'impédance. L'affaiblissement élevé et le déphasage empêchent de mesurer le couplage capacitif à circuit ouvert et le couplage magnétique en court-circuit.

A l'extrémité côté réception, le perturbateur doit se terminer sans réflexion. La paire perturbée n'a pas besoin d'être fermée, car elle n'est pas sous tension dans l'état équilibré et il ne peut se produire aucune réflexion. Sur la même paire se trouvent, séparés galvaniquement par un translateur, un indicateur de niveau sélectif ou un détecteur servant à déterminer l'équilibrage du pont. Le détecteur fournit par superposition une fréquence audible qui permet de faire l'équilibrage à l'ouïe.

En mesurant les couplages à haute fréquence, on constate qu'ils dépendent généralement de la fréquence. Pour les quarts voisines entre lesquelles agissent principalement des couplages magnétiques, ce phénomène peut s'expliquer partiellement par le fait qu'un couplage longitudinal est mesuré comme couplage transversal capacitif.<sup>4</sup> Le courant  $i_1$  du perturbateur produit dans la paire perturbée la tension suivante:

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

Cette tension a pour effet de produire le courant suivant:

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

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

<sup>3</sup> Wuckel, G. Entstehen und Wesen der magnetischen Nebensprechkopplungen in Fernsprechkabeln. Europäischer Fernsprechdienst 1934, Heft 34, pages 18 à 26.

<sup>4</sup> Kolk, L. J. E. Het Balanceren van Draag golf Kabels voor 48-Kanalensystemen. Het PTT-bedrijf 1950, n° 2, pages 59 à 74.

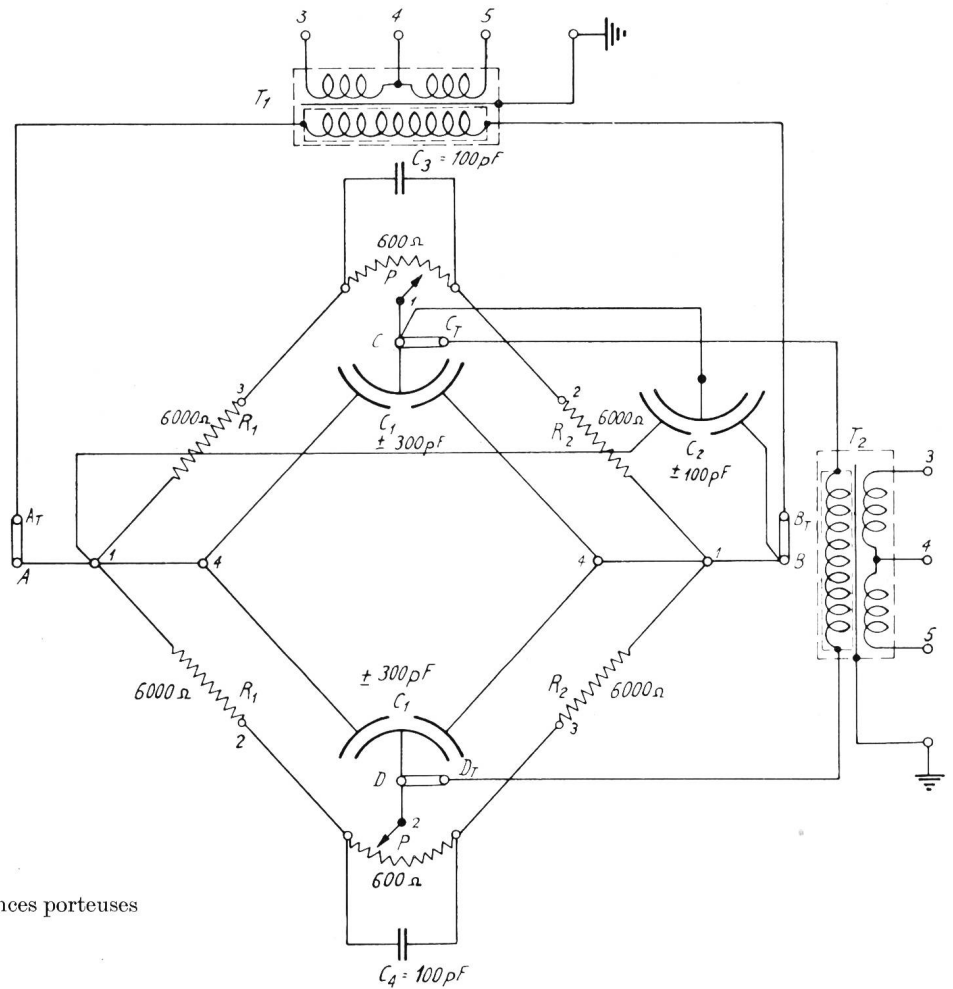


Fig. 15. Pont de mesure des couplages pour fréquences porteuses

Une fois le pont équilibré, le couplage télédiaphonique à l'extrémité considérée est représenté par le rapport :

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

Les deux expressions peuvent être comparées :

$$\frac{2 Z_2}{j\omega m_1} = \frac{8}{(j\omega \Delta C + \Delta G) \cdot Z_2}$$

$$j\omega \Delta C + \Delta G = 4 \frac{j\omega m_1}{Z_2^2} \quad \text{où } Z_2^2 = \frac{R + j\omega L}{j\omega C}$$

$$\text{et } Z_1 = Z_2$$

$$= 4 j\omega m_1 \cdot \frac{j\omega C}{R + j\omega L}$$

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

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

La fraction imaginaire devient

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

et la fraction réelle

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

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

Tandis que l'expression  $\frac{C}{L}$  est un facteur constant,  $\frac{R}{L}$  varie fortement avec la fréquence. Mais l'affaiblissement de ligne est à peu près conforme à la loi :

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{népers et la vitesse de transmission est de :}$$

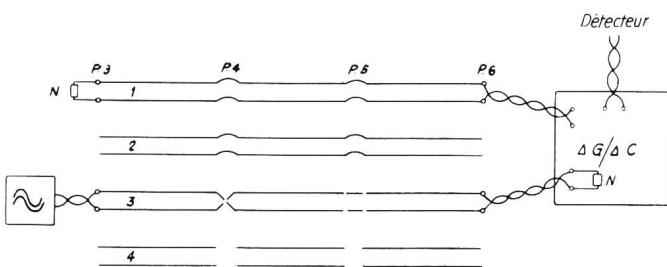


Fig. 16. Mesure du couplage télédiaphonique 1/3

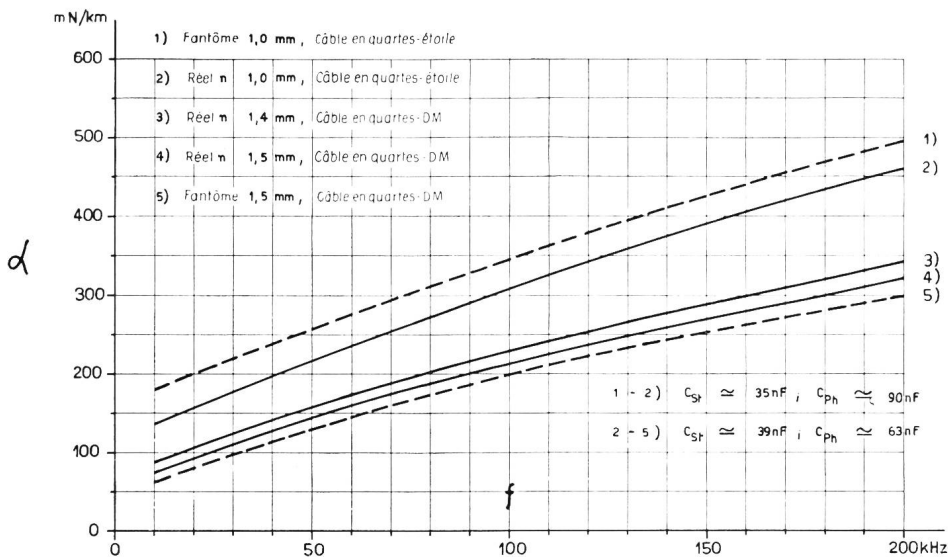


Fig. 17. Coefficient d'affaiblissement caractéristique de câble à quartes-étoile et DM

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

En insérant les expressions correspondantes, on obtient le rapport

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

La fraction de couplage réelle, inévitable lors de la compensation d'un couplage magnétique par des condensateurs et des résistances, se monte à

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

Dans la bande des fréquences porteuses, la vitesse de transmission sur les câbles à isolation de papier est de 220 000 km/s en chiffres ronds, tandis qu'aux fréquences supérieures l'affaiblissement croît à peu près linéairement avec la fréquence et est, avant tout, donné par le diamètre des conducteurs et la capacité effective (fig. 17).

Exemple :

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

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

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

On mesure spécialement ces fractions de couplage entre des circuits ayant le même pas des câbles ruraux toronnés en étoile, où agissent des couplages magnétiques élevés.

#### 4. Diaphonie résultante

Nous avons déjà vu que, du fait de la séparation des deux sens de conversation dans l'exploitation à courants porteurs, seule la télédiaphonie peut agir.

En examinant de plus près les couplages télédiaphoniques mesurés, on découvre que la télédiaphonie résiduelle se compose de différentes parties. Nous distinguons entre

- a) la télédiaphonie proprement dite, provoquée par la somme vectorielle des couplages magnétiques et capacitifs (fig. 18);

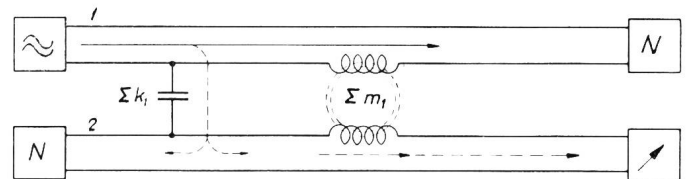


Fig. 18. Addition vectorielle de différents foyers de couplage pour la télédiaphonie

- b) les fractions, provenant de la paradiaphonie réfléchie (fig. 19).

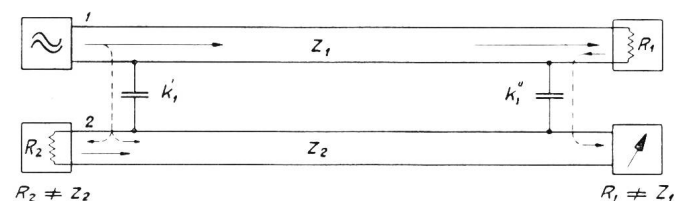


Fig. 19. Relation entre la paradiaphonie et les réflexions

Ces deux fractions dépendent de la valeur de la paradiaphonie et de l'adaptation de l'amplification sur la ligne. La télédiaphonie qui en résulte est

$$\begin{aligned} A_{dF} &= A_{dN} + A_r & A_{dN} &= \text{affaiblissement de paradiaphonie} \\ & & A_r &= \text{affaiblissement par réflexion} \\ & & &= \ln \frac{Z_1 - R}{Z_1 + R} \end{aligned}$$

- c) la diaphonie, provoquée par couplage au moyen de troisièmes circuits (fig. 20). On peut avoir comme troisièmes circuits des circuits de base, des circuits fantômes, comme aussi des circuits dans la gaine de plomb ou d'autres masses métalliques compactes.

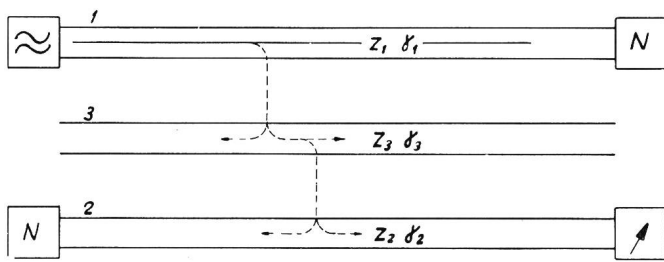


Fig. 20. Représentation du couplage au moyen de troisièmes circuits

La valeur des fractions de diaphonie mentionnées sous b) et c) dépend de la fréquence transmise et du type de câble. Leur effet est toujours désagréable, puisque ces couplages dépendent fortement de la fréquence et sont, par conséquent, difficiles à corriger.

Un couplage au moyen du circuit fantôme peut exercer une influence particulière dans la même quarte, des couplages capacitifs importants entre réel et fantôme pouvant se présenter ici. L'affaiblissement et le déphasage étant différents pour les circuits de base et fantôme, cette fraction dépend également dans une large mesure de la fréquence.

*Effet de permutation*

On constate que le couplage à haute fréquence résultant entre deux circuits du même câble est généralement différent si l'émetteur est connecté sur la première ou la seconde paire. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet de permutation et le second résultat obtenu par la permutation du perturbateur et du perturbé est désigné par valeur réciproque. L'effet de permutation peut avoir différentes causes: couplages complémentaires par réflexions et par l'intermédiaire des troisièmes circuits, différences de durée de propagation et d'affaiblissement, effet pelliculaire aux fréquences élevées et, par conséquent, influence sur les couplages. Les effets de permutation ne sont pas désirables parce que, en faisant une correction artificielle du couplage, on ne peut corriger que la valeur moyenne.

Dans les lignes qui suivent, nous étudions l'effet des différences de la durée de propagation sur le couplage télédiaphonique (fig. 21):

Le rapport suivant existe entre les deux courants à l'endroit de couplage:

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

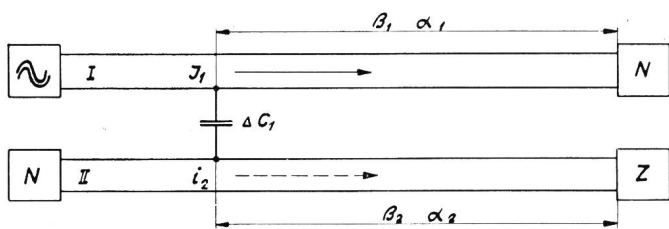


Fig. 21. L'influence exercée sur le couplage terminal à grande distance par les différences de durée de propagation et d'affaiblissement

Les deux courants présentent, à l'extrémité, de l'affaiblissement et du déphasage:

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

Si  $\alpha_1 = \alpha_2$  et  $\beta_1 = \beta_2$ , c'est-à-dire si l'affaiblissement et le déphasage ont exactement les mêmes valeurs, le rapport entre les courants n'est pas modifié. Ainsi, à l'extrémité, on mesure encore le couplage initial  $\Delta C$ . Pour le cas où il n'existe que des différences de durée de propagation, c'est-à-dire  $\beta_1 \neq \beta_2$ , mais  $\alpha_1 = \alpha_2$ , le calcul donne le résultat suivant:

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

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

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

$\Delta\beta = \text{différence d'angle}$

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

Pour la valeur réciproque, mesurée à l'endroit de réception, la différence d'angle agit avec le signe inverse:

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

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

Les facteurs  $M_{I/II}$  et  $M_{II/I}$  se différencient par les montants  $2j \sin \Delta\beta$ . Pour le cas où  $\Delta\beta \ll 1$ , on a

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

L'effet de permutation  $\Delta K\beta$ , dû aux différences de durée de propagation, s'élève ainsi à

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

Ainsi un couplage purement imaginaire se transforme en une fraction réelle en tant qu'effet de permutation. Si tous les circuits ne possèdent pas le même affaiblissement, ce qui est en particulier le cas pour les anciens câbles dont la composition est irrégulière, les différences d'affaiblissement provoquent un changement de couplage:

Supposons que  $\beta_1 = \beta_2$ ;  $\alpha_1 \neq \alpha_2$

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

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

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

$\Delta\alpha = \text{différence d'affaiblissement}$

En permutant les rôles du perturbateur et du perturbé, on transforme le facteur ci-dessus en  $M_{II/I} = e^{+\Delta\alpha}$  et l'effet de permutation résultant dans le couplage est  $j\omega \Delta C \cdot 2\Delta\alpha$  pour le cas où  $\Delta\alpha \ll 1$ . Des différences d'affaiblissement causent, par opposition aux différences de durée de propagation, des effets de permutation dans le couplage existant.



Les effets de permutation, dus aux différences angulaires ou d'affaiblissement, se caractérisent en particulier par le fait qu'ils deviennent plus grands au fur et à mesure que la fréquence augmente. L'affaiblissement et le déphasage caractéristique croissent avec la fréquence et, de ce fait, les différences éventuelles deviennent plus grandes.

Entre les circuits de base de la même quarte, il n'y a normalement que de petites différences d'affaiblissement et de durée de propagation. Les effets de permutation dans la quarte-étoile<sup>5</sup> sont attribués en haute fréquence à l'influence de la répartition du courant sur la surface des conducteurs. En effet, dès

équilibrage du couplage. Des couplages magnétiques pouvant agir entre tous les circuits prévus pour l'exploitation en courants porteurs, il faut d'avance envisager toutes les possibilités pour pouvoir faire un équilibrage. La mesure de tous les couplages téléphoniques à partir de deux sections Pupin contiguës est tout à fait possible, mais exigerait un calcul détaillé si l'on voulait établir ainsi un plan des croisements. Il faudrait beaucoup de temps pour découvrir toutes les influences externes, telles que couplages au moyen de troisièmes circuits et réflexions au moment de la connexion. C'est pour ce motif qu'on fait un équilibrage par croisements, appelé «poling» par les

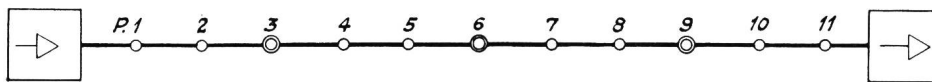


Fig. 22. Répartition d'un champ d'amplification pour l'équilibrage à haute fréquence. P3, 6 et 9 = points de «poling»

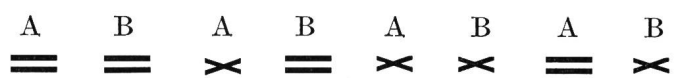
que la quarte n'est plus symétrique dans la coupe transversale du câble, des courants de Foucault sont induits dans les masses métalliques environnantes et la gaine de plomb; cela provoque une modification de la répartition du courant dans la quarte, ce qui équivaut à l'effet d'un couplage capacitif. Mais l'effet pelliculaire complémentaire n'est pas le même si la première ou la seconde paire est parcourue par le courant. Le dérangement de la condition de symétrie dans la quarte occasionne donc des effets de permutation.

##### 5. Mesures propres à réduire le couplage

En équilibrant la diaphonie sur les câbles à courants porteurs, il faut distinguer entre les installations nouvelles à poser et les installations en service construites pour l'exploitation à basse fréquence et dépupinisées pour l'exploitation à fréquences porteuses. Dans le premier cas, on exige, à la fabrication déjà, des pas de toronnage différents pour les quartes porteuses et, suivant le nombre des voies à transmettre, les fournisseurs doivent observer des tolérances très sévères pour la capacité effective et de faibles couplages magnétiques et capacitifs. Aux installations de câbles interurbains et ruraux déjà en service, on effectuera seulement un équilibrage au moment de la mise hors circuit des bobines Pupin. Les lignes qui suivent décrivent spécialement l'équilibrage sur les câbles en service jusqu'à 70 et 108 kHz, étant donné qu'actuellement plusieurs de ces installations sont partiellement en transformation ou à l'état de projet.

Pour qu'il soit possible de transmettre la large bande de fréquences, les bobines Pupin chargeant les circuits doivent être mises hors service, ce qui implique l'ouverture des manchons d'épissure à des intervalles de 1830 mètres. C'est pourquoi il est tout naturel d'effectuer, parallèlement à ces travaux, un

Hollandais, et qui consiste dans le processus suivant : la section d'amplification est subdivisée, suivant sa longueur, en trois ou quatre tronçons de longueurs à peu près égales (fig. 22), les points de séparation devant coïncider avec les points Pupin. Les différents tronçons se composent de trois ou quatre sections Pupin. Le premier équilibrage se fait sur ces tronçons. On ouvre les manchons d'épissure Pupin, puis on recherche et sépare les circuits prévus. On mesure les capacités des différentes sections Pupin; s'il y a des différences, on les compense en cherchant une combinaison adéquate. Ceci a pour but d'éliminer les différences de durée de propagation, car le déphasage est  $\beta = \omega \cdot \sqrt{LC}$  où la capacité C est soumise à des dispersions. Pendant le «poling», on relie aux points intermédiaires les paires d'abord provisoirement à l'aide de fiches (voir fig. 16). A l'extrémité côté émission, la fréquence de mesure est transmise sur une paire; l'autre paire à mesurer doit être terminée par une résistance égale à l'impédance de ligne. A l'extrémité côté réception, le perturbateur est fermé par l'impédance pour qu'il n'y ait pas de réflexions. On commence à mesurer la première quarte en croisant alternativement la première paire avec la seconde aux points intermédiaires. Suivant la valeur et la répartition des couplages, on mesurera différentes valeurs. Il faut également toujours mesurer la valeur inversée, car l'effet de permutation est au moins aussi important que la valeur du couplage et sa caractéristique de fréquence. Lorsqu'il y a deux points de croisement A et B entre l'émetteur et le récepteur, on a quatre possibilités différentes de connexion :



Le nombre des combinaisons est doublé au moment où il y a trois points de croisement. La combinaison des croisements est épissée avec les meilleurs couplages. Suivant les caractéristiques du câble, seuls

<sup>5</sup> Wuckel, Günter, et Willi Wolff. Pupinisierte Trägerstromkabel. Archiv der elektrischen Übertragung 2 (1948), pages 343 à 357.



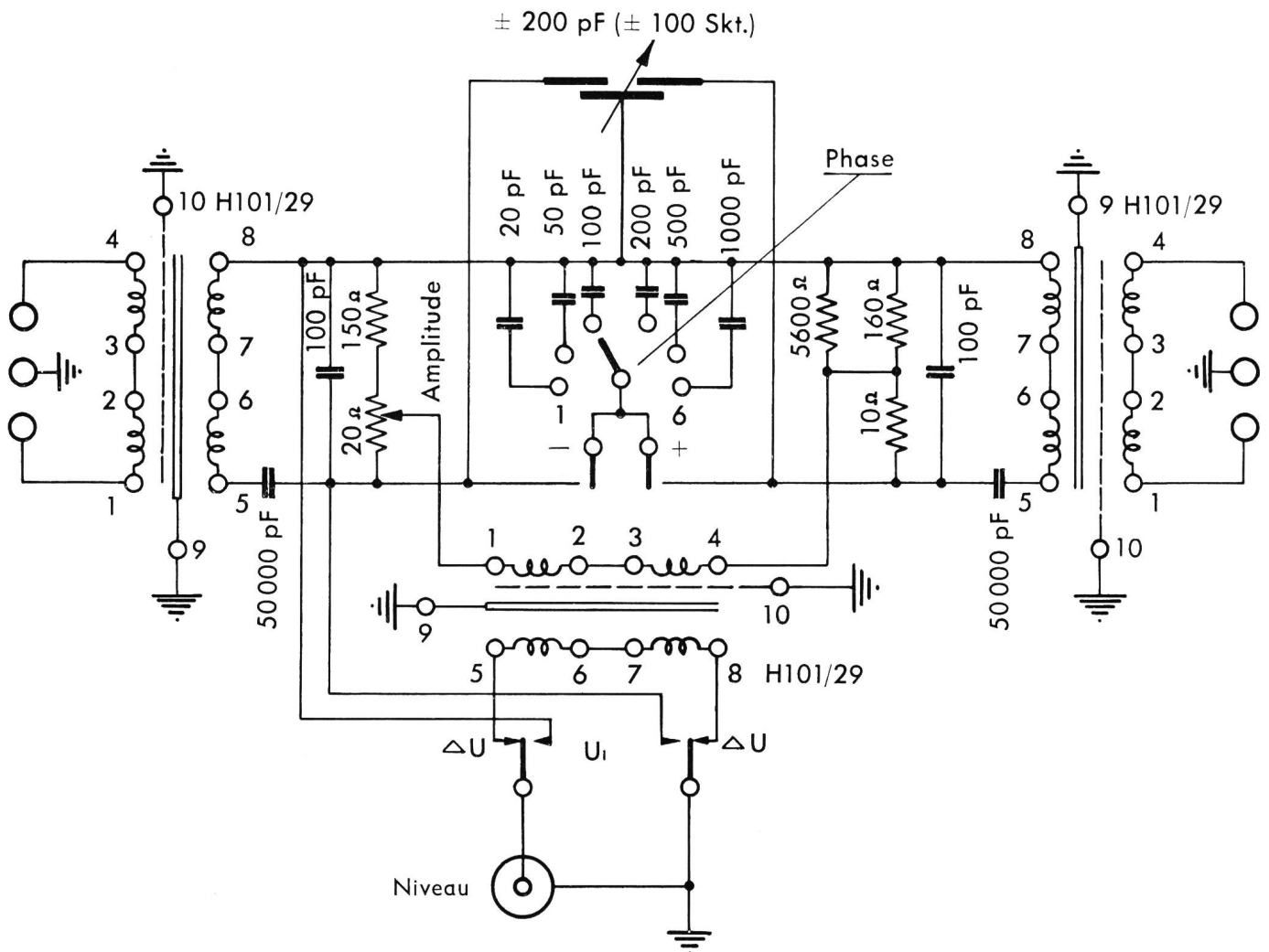


Fig. 23. Instrument de mesure de déphasage pour câbles à courants porteurs (modèle PTT-V2)

les couplages de la quarte ou, si nécessaire, ceux des quartes voisines sont mesurés et pris en considération lors du « poling » au moyen de trois à quatre longueurs de pupinisation. Chaque nouvelle paire doit, dans ce cas, être mesurée et éventuellement croisée avec les paires déjà épissées. On fait normalement les mesures à la fréquence la plus élevée à transmettre, car plus la fréquence est élevée, plus grands sont généralement les effets de permutation. Les couplages dans la même quarte sont, dans la plupart des cas, très critiques; ils doivent être mesurés à différentes fréquences.

Après avoir épissé toutes les quartes, on les repère, c'est-à-dire on désigne les mêmes fils aux deux extrémités. Avant que les tronçons ainsi équilibrés soient complètement épissés par rapport à toute la section d'amplification, il faut connaître les différences de durée de propagation qui peuvent être mesurées à l'aide d'un instrument spécial servant à mesurer le déphasage (fig. 23). En règle générale, on mesure la première paire avec toutes les autres. Les paires à mesurer sont alimentées, à l'extrémité éloignée, en parallèle avec la fréquence de mesure. A l'extrémité

côté réception, la tension sur la première paire est comparée avec la différence qu'il y a entre les deux paires (fig. 24). En réglant le potentiomètre encastré, on peut éventuellement équilibrer les différences d'affaiblissement qui surviennent, ce qu'on obtient en accordant sur l'indication la plus petite de l'hypsomètre branché. On détermine en rapport logarithmique sur l'hypsomètre la relation entre la tension sur la première paire et la différence vectorielle par rapport à la paire comparative. On calcule ainsi la différence angulaire, car on a le rapport suivant :

$$\frac{\Delta U_{\beta}}{U_{1e}} = e^{(A_{\beta} - A_{1e})} \quad \begin{array}{l} A_{\beta} = \text{niveau pour } \Delta U_{\beta} \\ A_{1e} = \text{niveau pour } U_{1e} \end{array}$$

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

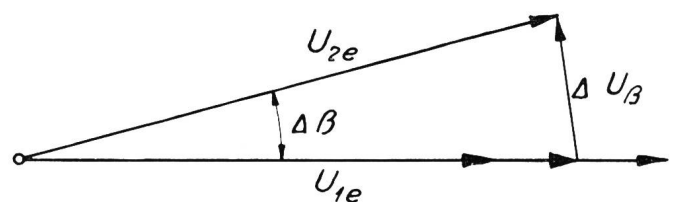


Fig. 24. Calcul de la différence angulaire de phase entre deux paires par la mesure de la plus petite différence de tension  $\Delta U_{\beta}$ .  $U_{1e}$  est réglable

Ce rapport correspond à

$$\operatorname{tg} \Delta\beta \cong \Delta\widehat{\beta} \cong \sin \Delta\beta, \text{ aussi longtemps que } \Delta\beta \leq 0,1.$$

C'est normalement le cas et la différence angulaire est ainsi de

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

Exemple:  $\Delta A\beta = -3,0$  népers

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

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

La différence angulaire peut être positive ou négative suivant la durée de propagation. En ajoutant des capacités sur l'une ou l'autre paire, on influence le déphasage et la modification permet de définir le signe de la différence angulaire. En permutant les paires sur l'appareil de mesure, on doit obtenir les mêmes valeurs de signe contraire.

Une autre méthode pour déterminer les différences de durée de propagation consiste à comparer les effets de permutation dans les couplages entre la paire de référence et toutes les autres paires, si l'on produit artificiellement un couplage capacitif à l'extrémité côté émission lors d'une seconde mesure. L'intercalation d'un condensateur de 50 à 100 pF entre les deux fils «a» permet d'obtenir ce résultat. Suivant la valeur des différences de durée de propagation, les effets de permutation de la fraction réelle sont plus ou moins grands. Cette modification de  $\Delta G$  peut directement servir de mesure pour la différence de la durée de propagation. Après avoir équilibré les sections de mesure, on détermine les quarts qui, après la connexion, produisent un équilibrage des différences de la durée de propagation ou du moins ne l'agrandissent pas. La section d'amplification est ainsi prête pour l'exécution du «poling» sur tout le tronçon. En principe, on procède de la même façon que pour un «poling» de section de mesure. Il est à remarquer toutefois, que lors de l'équilibrage terminal qui fait suite, les effets de permutation résultant de couplages résiduels ne peuvent être corrigés que de moitié. Sur la base des valeurs obtenues, on peut se faire une idée de l'affaiblissement diaphonique (fig. 25). Pour le «poling» sur une section d'amplification, on utilisera un émetteur assez puissant pour qu'à la sortie du pont de mesure il ne faille pas trop amplifier et que des tensions psophométriques ne puissent éventuellement pas troubler les mesures.

### 6. Equilibrage terminal

Malgré le «poling», c'est-à-dire le croisement des paires destinées à réduire les couplages, les couplages restant dans le champ d'amplification sont encore trop grands, de sorte que cela conduirait à un affaiblissement diaphonique insuffisant. Les circuits à courants porteurs n'étant exploités que dans un sens pour la même fréquence, on peut faire un équilibrage concentré des couplages restants en un point des

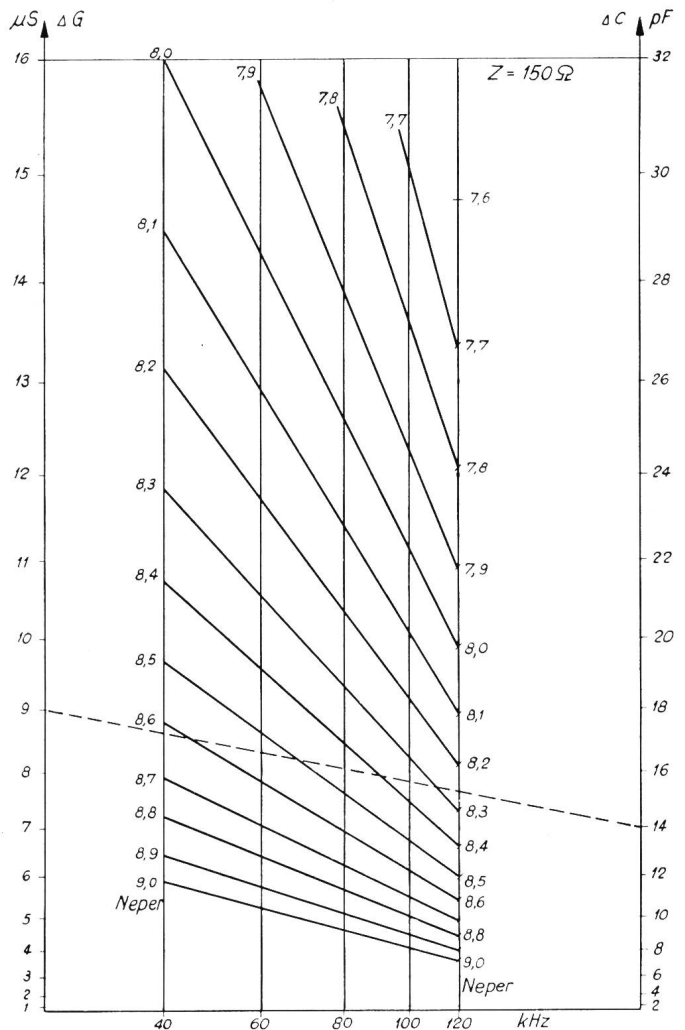


Fig. 25. Graphique établi pour déterminer l'affaiblissement diaphonique d'après les fractions de couplage  $\Delta G$  et  $\Delta C$

circuits, que l'on exécute soit à une extrémité, soit à un ou deux points du champ d'amplification. Un équilibrage au milieu du champ d'amplification présente l'avantage qu'on se trouve généralement plus près des couplages et que les différences de durée de propagation exercent une moins grande influence. Les réflexions sont aussi moins grandes au milieu du circuit qu'aux extrémités, car toute réflexion dans le voisinage de l'élément de découplage artificiel produit une fraction complémentaire de télédiaphonie très variable. Mais dès que plusieurs paires doivent être équilibrées les unes par rapport aux autres, cela ne peut plus se faire dans un manchon ordinaire. Lorsque des éléments de compensation sont pratiquement nécessaires entre toutes les paires, il est préférable de faire l'équilibrage à une extrémité.

Pour établir les premiers circuits à courants porteurs, en Suisse, on utilisa des inductances mutuelles variables pour équilibrer les couplages (fig. 26a et b), qui présentaient cet avantage que les couplages magnétiques étaient compensés par des éléments équivalents. Ce système a été abandonné au moment de la fabrication des câbles à courants porteurs 24 × 2. Entre 24 paires, il est possible d'établir 276 combi-

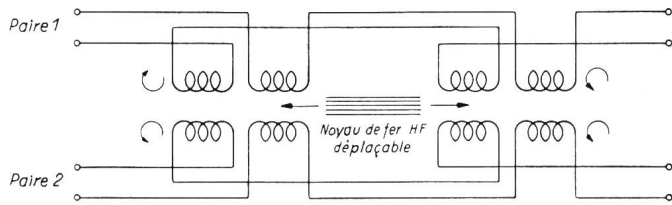


Fig. 26a. Schéma de l'élément de découplage magnétique

naisons d'influence réciproque, ce qui permet, sur un espace serré, de corriger les couplages uniquement au moyen de condensateurs.

En intercalant un condensateur entre les conducteurs correspondants, on peut compenser un couplage capacitif ou magnétique entre deux paires, de même que la composante réelle en ajoutant une résistance ou un élément formé d'un condensateur et d'une résistance (fig. 27a et b).

Ce genre de compensation ne s'applique qu'aux faibles couplages. Dès qu'il s'agit de couplages plus grands ( $>50$  pF), cette méthode a le désavantage que le montage asymétrique entre les deux paires les rend à nouveau asymétriques par rapport aux autres paires et au fantôme lui-même. C'est pourquoi, pour équilibrer des conducteurs de câbles interurbains pupinisés antérieurement, il a fallu passer au montage symétrique des éléments de correction. Les corrections à établir se répartissent sur les deux com-

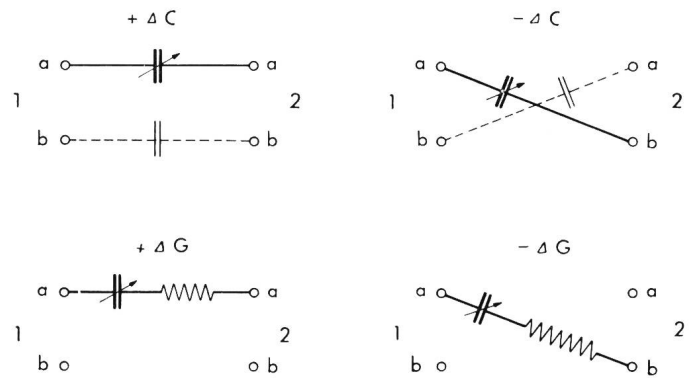


Fig. 27a. Correction de couplages capacitifs et réels à l'aide de condensateurs et d'éléments de condensateurs à résistances

binaisons possibles: par exemple  $\Delta C = +100$  pF exige 50 pF entre les conducteurs a-a et 50 pF entre les conducteurs b-b. Cette méthode a permis d'obtenir de très bons résultats. L'influence des éléments de correction, connue sous le nom d'effet de traînage, a pu être ainsi réduite à un minimum.

En Suisse, l'équilibrage se fait, côté réception, sur un bâti d'équilibrage. La partie la plus importante est



Fig. 26b. Exécution de l'élément de découplage magnétique

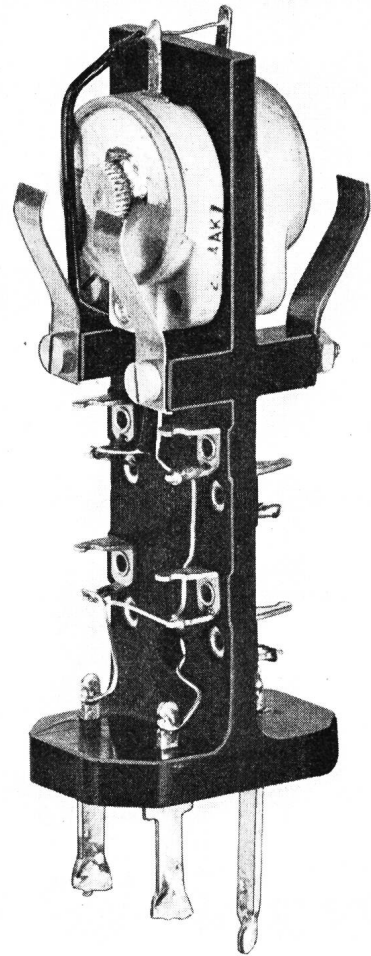
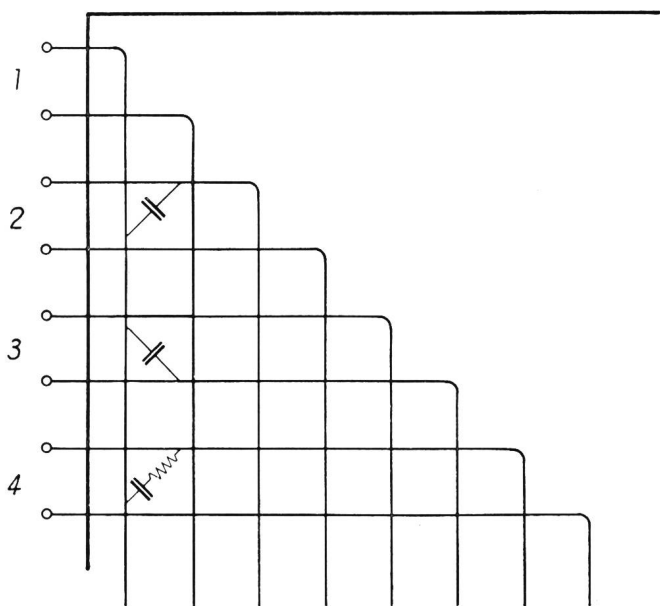


Fig. 27b. Unité d'équilibrage pour couplages complexes



*Kabelendverschluss*  
*Boîte de fin*



Fig. 28a. Montage du réseau d'équilibrage

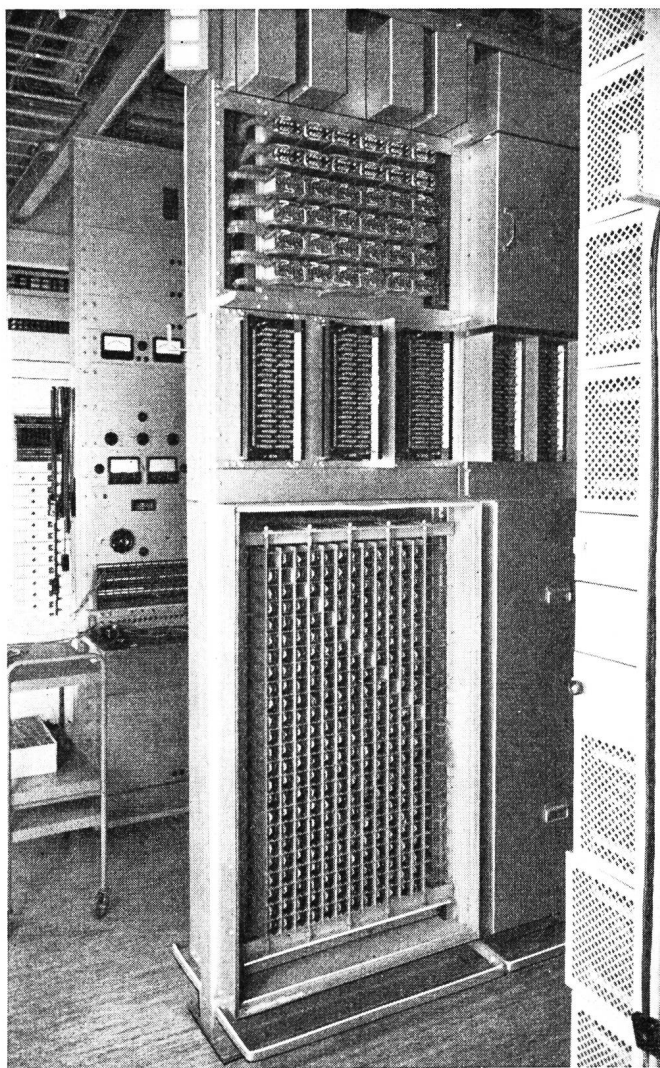


Fig. 28b. Baie de têtes de câbles avec réseau d'équilibrage et bobines translatrices

la harpe, réseau sur lequel tous les circuits se croisent réciproquement (fig. 28a et b). Aux points de croisement, les condensateurs et résistances nécessaires sont soudés sur des corps isolants. Il existe un ou deux trimmers pour l'équilibrage fin.

Avant de procéder à l'équilibrage, on mesure d'abord les couplages. Suivant la qualité du câble et la bande de fréquences exploitée, on doit les mesurer à différentes fréquences avant de pouvoir déterminer la correction. Si l'on a besoin d'un élément RC pour équilibrer la fraction réelle  $\Delta G$ , il faut d'abord l'intercaler, car un élément RC en série ne donne pas seulement un  $\Delta G$  variable, mais forcément aussi un  $\Delta C$  dépendant de la fréquence (fig. 29). En choisissant  $C_s$  en conséquence, on peut faire diverses corrections de  $\Delta G$  avec une valeur de résistance.

On a généralement

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

et

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

La dérivation maximum pour une résistance donnée fournit

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

mais nécessiterait un condensateur infiniment grand, ce qui ne peut pas être le cas étant donnée la grande

capacité parallèle en résultant. Le maximum pratique est

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

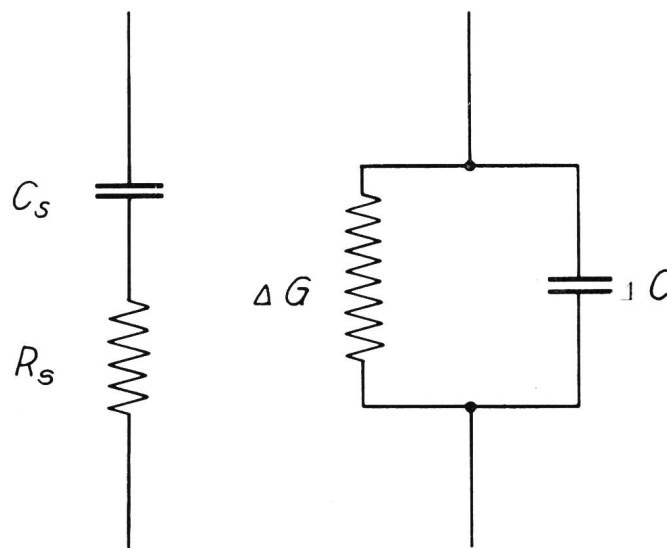


Fig. 29. Elément RC en série et circuit équivalent parallèle

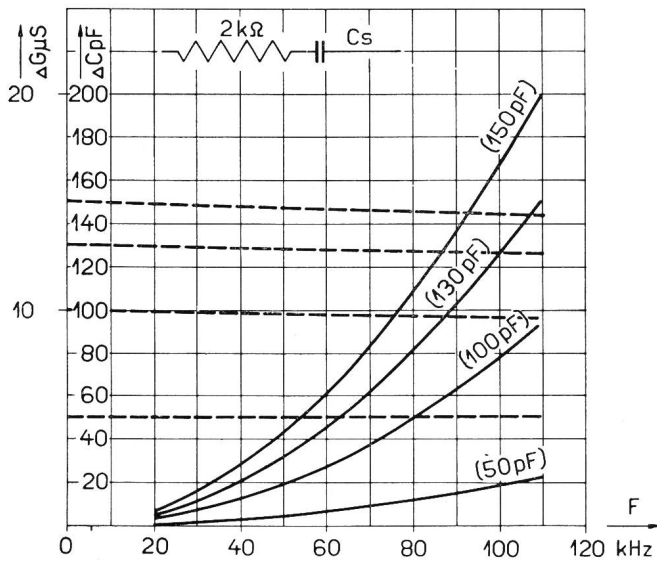
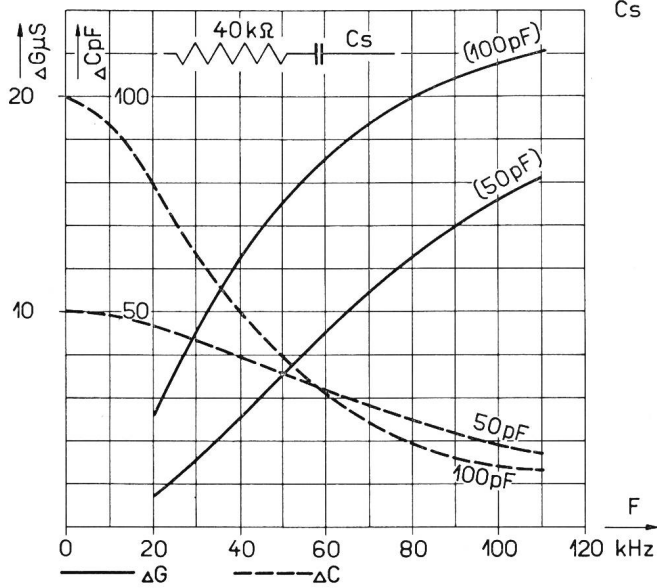


Fig. 30. Caractéristiques de fréquence d'éléments RC

car un petit condensateur en série peut corriger un assez grand  $\Delta G$  dans ce rapport.

Les courbes de la figure 30 montrent une dépendance typique de la fréquence de l'élément RC. Le dimensionnement de ces éléments peut donner des corrections fortement dépendantes de la fréquence tant pour la fraction capacitive que réelle du couplage.

Les différences entre le couplage réel et la correction subsistent comme couplage résiduel (fig. 31). Une bonne symétrie est nécessaire, car l'affaiblissement diaphonique dépend de la valeur du couplage résiduel; il peut être déterminé de façon très simple à l'aide du nomogramme de la figure 25. Par exemple, un affaiblissement diaphonique de 8,35 népers correspond à un couplage de 9  $\mu S$  et 14 pF à 100 kHz.

Cs

Lorsque tous les couplages sont équilibrés, la constante d'affaiblissement télédiaphonique est directement mesurée à diverses fréquences. Actuellement, pour faire les mesures, on utilise un népermètre sélectif très sensible. On établit le rapport entre la tension utile et la tension perturbatrice, les circuits en question étant terminés par l'impédance de ligne. Lorsque les combinaisons sont insuffisantes, les couplages sont encore mesurés et si possible mieux équilibrés.

*Equilibrage antiréflexion*

Comme nous l'avons déjà dit, les circuits doivent se terminer sans réflexion pour qu'une paradiaphonie éventuelle ne puisse pas provoquer une fraction complémentaire par rapport à la télédiaphonie proprement dite.

Ainsi, pour les nouvelles installations, on exige un affaiblissement de réflexion de 4,0 népers au minimum à 200 kHz entre le répéteur et l'équilibre étalon du câble. L'étalon artificiel correspond à une impédance du câble idéale et moyenne. Il est bien entendu que le câble ne peut avoir que de faibles réflexions vers

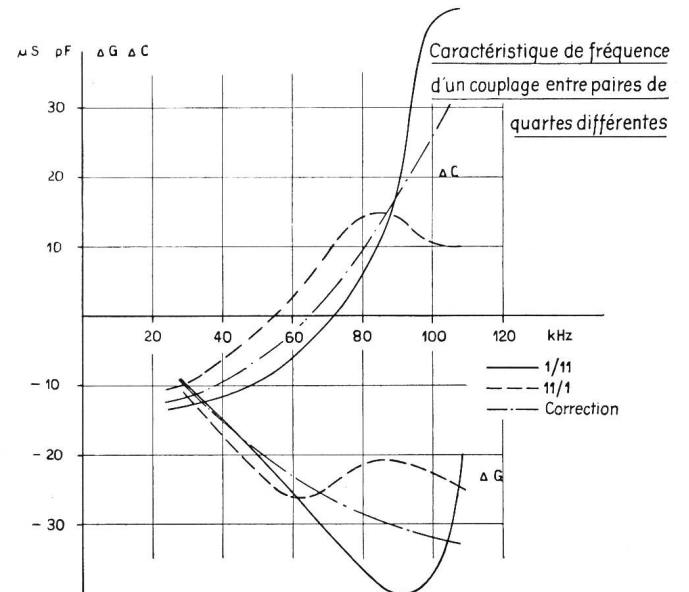
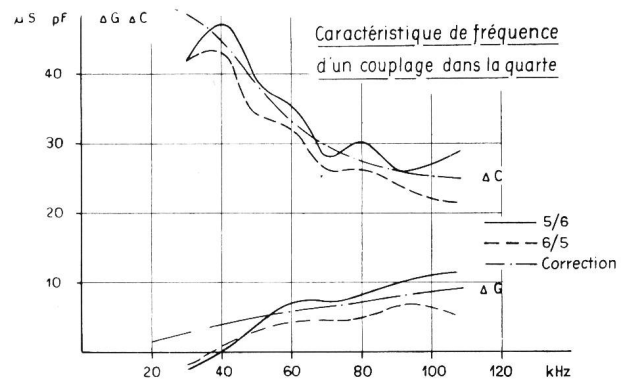


Fig. 31. Caractéristiques de fréquence typiques de couplages dans un ancien câble à quarts DM



l'équilibreur étalon. Pour les anciennes installations, on devrait pouvoir exiger à 100 kHz encore 3,0 népers, sinon l'équilibrage terminal n'est plus exact. En outre, l'équilibrage consiste, avant tout, à corriger des couplages magnétiques par des capacités; la relation simplifiée suivante fait règle:

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

L'impédance du circuit perturbé joue un rôle important dans cette transformation. A l'extrémité du circuit, la terminaison donne l'impédance qui, si elle diffère trop de l'impédance du câble, influence le couplage, et l'équilibrage n'est alors plus exact.

Pour adapter l'impédance, on connecte dans les installations à courants porteurs des translateurs entre le circuit et le répéteur. Côté répéteur, l'enroulement possède plusieurs sorties permettant d'adapter la valeur de l'impédance de chaque paire du câble à l'impédance d'amplification de 150 ohms (fig. 32).

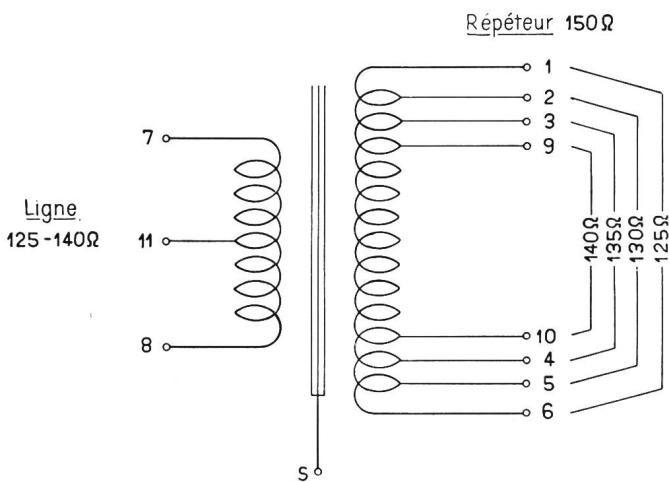


Fig. 32. Schéma d'une bobine translitrice de ligne

Ces sorties se trouvent du côté répéteur pour permettre une bonne symétrie du côté ligne. La symétrie est importante, sinon des tensions longitudinales indésirables se transforment en tension transversale et signalent leur présence par des bruits.

Les bobines translatrices de ligne servent en même temps à former les circuits fantômes qui peuvent aussi bien être utilisés pour la transmission musicale que pour les besoins du service.

L'adaptation idéale entre répéteur et câble ne peut se faire que si l'impédance du câble et celle du répéteur présentent une caractéristique de fréquence uniforme et parallèle. Ce n'est malheureusement pas toujours le cas pour les anciens câbles à quarts DM, ainsi que le montre la figure 33. Les bobines translatrices ne possédant pas de caractéristique de fréquence idéale, on connecte souvent des condensateurs en parallèle aux extrémités de l'enroulement pour compenser ainsi l'inductance de fuite des bobines.

Pour le système à courants porteurs C, on a d'abord renoncé, par mesure de simplification, à une bobine translitrice de ligne spéciale. Il n'est pas question d'employer le circuit fantôme, du fait qu'on ne dispose en beaucoup d'endroits que de câbles toronnés en paires. L'adaptation entre le câble et le répéteur se fait directement au transformateur d'entrée du répéteur.

Résultats

On recherchera toujours à obtenir un affaiblissement diaphonique aussi élevé que possible, néanmoins limité par les caractéristiques du câble. La recommandation du CCIF tient aussi compte de ce facteur en estimant encore admissibles les affaiblissements diaphoniques minimums suivants par section d'amplification:

- pour les systèmes à 12 voies = 8,0 népers,
- pour les systèmes à 24 voies et plus = 7,5 népers.

Ces valeurs s'appliquent aux câbles équilibrés. Les courbes de répartition de la figure 34 montrent l'amélioration que peut produire l'équilibrage terminal avec des éléments artificiels. Les valeurs les plus basses, dues à de grands effets de permutation ou à des couplages très inconstants, servent de critère pour la qualité obtenue. Dans des conditions normales, l'affaiblissement diaphonique devrait croître au fur et à mesure que la fréquence diminue. Mais ce n'est le cas que pour une bonne caractéristique de fréquence des couplages, car l'équilibrage se concentre avant tout à la partie supérieure de la bande de fréquences. Lorsque plusieurs sections d'amplification sont connectées les unes à la suite des autres, l'affaiblissement diaphonique moyen ne s'améliore naturellement pas.

Les couplages résiduels, qui subsistent encore après l'équilibrage de la valeur moyenne de couplage, s'additionnent géométriquement de plusieurs sections

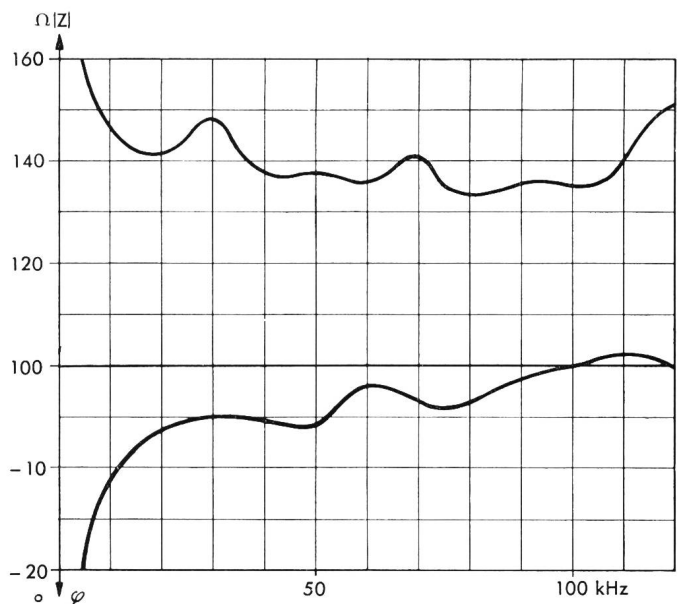


Fig. 33. Courbe d'impédance d'un ancien câble à quarts DM



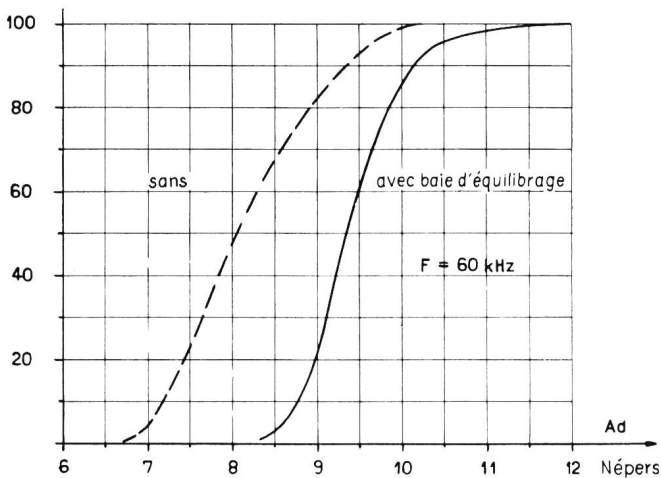
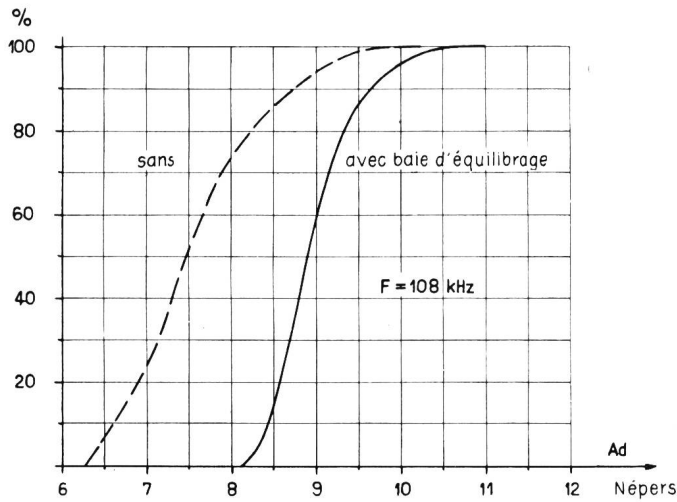


Fig. 34. Répartition des valeurs de diaphonie entre 20 systèmes d'une section d'amplification (câble DM)

d'amplification et donnent des affaiblissements diaphoniques partiellement insuffisants. Après avoir mesuré le couplage en question d'après la fréquence, on peut encore obtenir une amélioration dans ces cas-

là en faisant un équilibrage complémentaire sur l'installation complètement connectée.

En tant que valeur empirique, il est de règle que, plusieurs sections d'amplification de qualité également bonne étant connectées ensemble, l'affaiblissement diaphonique moyen diminue de  $\frac{1}{2} \ln(n)$  environ,  $n$  étant le nombre des sections d'amplification. Les recommandations du CCIF exigent, par exemple, pour de longues installations connectées ensemble, au moins 6,7 népers pour 90% de toutes les combinaisons, tandis que pour 10% seulement 6,0 népers sont tolérés.

Par comparaison avec les installations exploitées en basse fréquence, l'affaiblissement diaphonique sur les installations à courants porteurs paraît être assez bas. Cette constatation n'est que partiellement exacte. Du fait du grand nombre d'influences qu'exercent divers circuits, on constatera au maximum une diaphonie additionnelle inintelligible. Tant que la tension psophométrique de cette diaphonie est admissible, on peut admettre que la qualité des circuits à courants porteurs est bonne.

#### Conclusion

L'équilibrage de la diaphonie sur les câbles téléphoniques est un domaine spécial et intéressant de la technique de mesure des câbles. On peut établir certains parallèles entre l'équilibrage pour la basse fréquence et la haute fréquence. La sensibilité aux fréquences élevées de la diaphonie n'exige pas simplement un équilibrage par croisements pour les câbles à courants porteurs. Des éléments de correction exactement accordés doivent corriger les restes de couplage.

Les travaux d'équilibrage peuvent, suivant le nombre des lignes et la longueur des installations, avoir une grande importance. Mais ils ne sont, pour aucun câble, les mêmes, car les méthodes les plus appropriées et les plus économiques doivent être choisies suivant les caractéristiques. La satisfaction d'avoir contribué à améliorer la qualité du réseau de transmission compense largement les efforts déployés.

\* \* \*

Denn niemand ist so gross, und reicht er zu den Sternen,  
Eh' dass er etwas kann, muss er's bescheiden lernen.

Carl Spitteler

# Elektronische Impulstechnik in der Telephonautomatik\*

Von F. Kummer, Winterthur

621.395.34.015.7

**Zusammenfassung.** Aus den vielen Möglichkeiten elektronischer Impulstechnik wird eine herausgegriffen, welche in der Telephonautomatik neue interessante Lösungen zulässt. Ihre Funktion wird aus der konventionellen Wählertechnik abgeleitet. Es wird gezeigt, wie diese Technik zu einer wesentlichen Umgestaltung unserer bisherigen Automatiksysteme führen kann.

**Résumé.** Parmi les nombreuses possibilités de la technique des impulsions électroniques, l'auteur en met une en évidence, qui permet de nouvelles et intéressantes solutions en téléphonie automatique. Son fonctionnement est dérivé de la technique conventionnelle des sélecteurs. L'auteur montre comment ce système pourrait grandement modifier les systèmes de téléphonie automatique utilisés jusqu'ici.

Eine der häufigsten schalttechnischen Aufgaben in der Telephonautomatik ist das Übermitteln von irgendwelchen elektrischen Kriterien, die Aussagen über einen Schaltzustand oder Angaben über auszuführende Operationen verkörpern. Figur 1 zeigt eine von vielen üblichen Anordnungen, an welcher die Vielfalt der erforderlichen Kriterien angedeutet sei. Die Art des Automatiksystems ist dabei völlig unwichtig, jedes System löst die gestellten Aufgaben auf seine eigene Weise. Im Zuge des Verbindungsaufbaus sind u. a. notwendig: Markierung des Anrufsuchers und Anlauf desselben durch den rufenden Teilnehmer, Angabe des gewünschten Teilnehmers durch Einzählen der Wahlimpulse, Abgabe der Richtungsidentifikation an die Gruppenwähler, Voreinstellung des Zeitzonenzählers, Abgabe und Auswertung von Frei- und Besetztzkriterien u. a. m.

Die elektronische Impulstechnik ermöglicht nun zunächst, die ganze Identifikationstechnik zu vereinfachen. An einem Schaltungsbeispiel soll das Wesentliche dieser neuen Technik erläutert werden.

Figur 2 zeigt ein allgemein bekanntes Markiersystem an einem hundertteiligen Drehwähler, z. B. an einem Umrechner für zweistellige Fernkennzahlen. Die Markierung einer bestimmten Wählerposition kann man als räumliche Identifikation bezeichnen, die vom Wähler gesucht werden muss. Die Zehner- ( $\alpha$ -) und die Einer- ( $\beta$ -) Markierungen belegen je einen Kontaktkranz. Der Wähler prüft dort, wo er  $\alpha$ - und  $\beta$ -Markierung zugleich vorfindet.

Die hundert möglichen Identifikationen, denen der Wähler beim Rotieren begegnet – und von denen er eine ganz bestimmte auszusuchen hat –, lassen sich nun auch als Funktionen der Zeit darstellen.

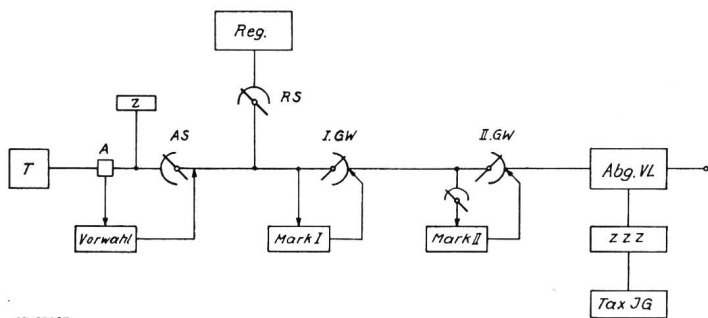


Fig. 1. Konventionelle Wahlstufengestaltung  
 T rufender Teilnehmer; A Anruforgan; Z Gesprächszähler; AS Anrufsucher; GW Gruppenwähler; RS Registersucher; Reg. Register; Mark Markierstromkreis; Abg. VL Relaisatz der abgehenden Leitung; ZZZ Zeitzonenzähler; Tax JG Taximpulsgeber; Vorwahl Steuerstromkreise für die Anrufsucher

Diese Kriterien, im folgenden allgemein Identifikationen genannt, bestehen teils im Übermitteln von Impulsen, die nach Anzahl, Dauer und Polarität ausgedehnt werden können, teils im Abstufen von Stromstärken, teils im Ausnützen mehrerer Leiter in Kombinationstechnik oder schliesslich in der Verwendung verschiedener Signalfrequenzen. Die ganze Identifikationstechnik innerhalb einer Telephonzentrale ist also recht uneinheitlich, oft relativ langsam oder an mehrere Leiter gebunden, deren Durchschaltung über Wähler Schwierigkeiten bereiten kann.

\* Vortrag, gehalten an der 14. Schweizerischen Tagung für elektrische Nachrichtentechnik, vom 24. Juni 1955 in Zürich.

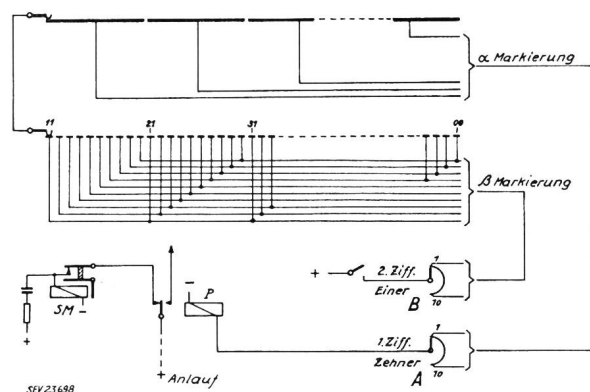


Fig. 2. Beispiel eines 100stelligen Markiersystems  
 A, B Impulsempfänger (Schrittschalter oder Relaisketten); SM Schaltmagnet des Drehwählers; P Prüfrelais

Figur 3 zeigt, wie jede  $\alpha$ -Zeitmarke mit den zehn  $\beta$ -Zeitmarken periodisch korrespondiert. Damit ist die räumliche Identifikation in eine zeitliche Identifikation übergeführt. Eine bestimmte Identifikation ist jetzt definiert durch die Koinzidenz der gewünschten  $\alpha$ - und  $\beta$ -Zeitmarken.

Nun kann man diese Zeitmarkenimpulse auch ohne einen solchen rotierenden Wähler erzeugen, z. B. mit elektronischen Zählringen. Pro Periode T, z. B. in hundert Millisekunden, sind hundert zeitliche Identifikationen möglich, die alle gewissermassen dauernd zur Verfügung stehen.

Gelingt es, eine gewünschte Identifikation im richtigen Moment herauszugreifen, so kann sie direkt zur