



This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

(ITU) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (PDF) الإلكترونية النسخة هذه والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلًا.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.

**COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL TÉLÉPHONIQUE**  
**(C. C. I. F.)**

---

# **XV<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE**

**PARIS, 26-30 JUILLET 1949**

---

**ANNEXES AU TOME IV**

**MÉTHODES ET APPAREILS DE MESURES**

**COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL TÉLÉPHONIQUE**

**(C. C. I. F.)**

---

# **XV<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE**

**PARIS, 26-30 JUILLET 1949**

---

## **ANNEXES AU TOME IV**

**MÉTHODES ET APPAREILS DE MESURES**

**PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK**

**PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT**

# **TABLE RÉCAPITULATIVE** **DES ANNEXES AU TOME IV DU LIVRE JAUNE DU C.C.I.F.**

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | Pages |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| <i>Annexe 1.</i> — Appareils de mesure utilisés par l'Administration suisse des Téléphones dans les systèmes à 12 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câbles . . . . .                                                                                              | 5     |
| <i>Annexe 2.</i> — Description d'une méthode de mesure sélective sur des systèmes à 12 voies téléphoniques sur paires symétriques en câble, utilisée au Mexique par la Société Telefonos de Mexico . . . . .                                                                                      | 7     |
| <i>Annexe 3.</i> — Application des appareils sélectifs de mesures de transmission aux systèmes à 12 voies ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques et aux systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales (Note de l'Administration britannique des Téléphones) . . | 9     |
| <i>Annexe 4.</i> — Note de l'Administration française des Téléphones sur les appareils de mesures de maintenance pour systèmes à courants porteurs. . .                                                                                                                                           | 15    |
| <i>Annexe 5.</i> — Appareil sélectif de mesures de transmission utilisé dans les stations de répéteurs sur paires coaxiales par la Cuban Telephone Company . . . . .                                                                                                                              | 20    |
| <i>Annexe 6.</i> — Méthode pour la mesure de l'impédance caractéristique d'une paire coaxiale, terminée à son extrémité par une résistance spécifiée (Mémoire de la Standard Telephone and Cables Company) . . . . .                                                                              | 25    |
| <i>Annexe 7.</i> — Appareil d'essai utilisé aux Etats-Unis d'Amérique par l'American Telephone and Telegraph Company pour le rebut des tubes à vide des amplificateurs de systèmes à courants porteurs . . . . .                                                                                  | 31    |
| <i>Annexe 8.</i> — Méthode de réglage de la contre-distorsion d'affaiblissement, lors de l'établissement des systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales, étudiée en Grande-Bretagne . . . . .                                                                                              | 34    |
| <i>Annexe 9.</i> — Mesure de la distorsion de phase sur un circuit bouclé (Note de la British Broadcasting Corporation) . . . . .                                                                                                                                                                 | 35    |
| <i>Annexe 10.</i> — Méthode proposée pour la mesure du temps de propagation de phase dans les équipements de télévision et les systèmes avec retransmission (Note de l'Administration britannique des Téléphones) . . . . .                                                                       | 35    |
| <i>Annexe 11.</i> — Appareil pour la mesure du temps de propagation de groupe sur les circuits pour transmissions télévisuelles (Note de l'Administration britannique des Téléphones) . . . . .                                                                                                   | 40    |
| <i>Annexe 12.</i> — Méthode de mesure du temps de propagation de groupe entre extrémités éloignées d'un circuit (Note de l'Administration française des Téléphones) . . . . .                                                                                                                     | 44    |
| <i>Annexe 13.</i> — Dispositif de mesure de la distorsion de non-linéarité, utilisé par l'Administration suisse des Téléphones dans les systèmes à 12 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câbles . . . . .                                                          | 46    |
| <i>Annexe 14.</i> — Dispositif de mesure de la distorsion de non-linéarité sur des systèmes à 12 voies téléphoniques sur paires symétriques en câble, utilisé au Mexique par la Société Telefonos de Mexico . . . . .                                                                             | 46    |
| <i>Annexe 15.</i> — Appareils de mesure de la distorsion de non-linéarité sur les systèmes à courants porteurs, étudiés par l'Administration française des Téléphones . . . . .                                                                                                                   | 49    |
| <i>Annexe 16.</i> — Méthode de réciprocité pour l'étalonnage des microphones à condensateur (Mémoire du 22 janvier 1947 de l'American Telephone and Telegraph Company) . . . . .                                                                                                                  | 50    |

|                                                                                                                                                                                                                                                                           | Pages |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| <i>Annexe 17.</i> — Tracé de la caractéristique de fonctionnement d'un microphone aux diverses fréquences, à l'aide de l'audiographe . . . . .                                                                                                                            | 63    |
| <i>Annexe 18.</i> — Méthodes et appareils utilisés par la Cuban Telephone Company pour le contrôle des fréquences dans les systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales . . . . .                                                                      | 66    |
| <i>Annexe 19.</i> — Méthode utilisée par l'Administration française des Téléphones pour contrôler l'écart des fréquences porteuses entre extrémités de systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales . . . . .                                                        | 68    |
| <i>Annexe 20.</i> — Méthode de synchronisation des fréquences employée par le Bell System aux Etats-Unis d'Amérique sur le système à courants porteurs sur paires coaxiales du type L1 . . . . .                                                                          | 70    |
| <i>Annexe 21.</i> — Description du générateur d'ondes de télévision construit par la Cuban Telephone Company . . . . .                                                                                                                                                    | 71    |
| <i>Annexe 22.</i> — Générateur de signaux-types de télévision employé en Grande-Bretagne . . . . .                                                                                                                                                                        | 75    |
| <i>Annexe 23.</i> — Générateur de signaux-types de télévision employé par la Radiodiffusion française . . . . .                                                                                                                                                           | 75    |
| <i>Annexe 24.</i> — Appareil de surveillance des transmissions télévisuelles utilisé par la Radiodiffusion française . . . . .                                                                                                                                            | 80    |
| <i>Annexe 25.</i> — Caractéristiques essentielles des dispositifs de surveillance (à placer aux points de jonction entre les circuits internationaux de télévision et les circuits nationaux de prolongement) proposées par la British Broadcasting Corporation . . . . . | 82    |

## ANNEXE 1

### APPAREILS DE MESURE UTILISÉS PAR L'ADMINISTRATION SUISSE DES TÉLÉPHONES DANS LES SYSTÈMES A 12 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLES

Les caractéristiques des appareils de mesure qui ont été mis au point spécialement pour l'entretien des équipements terminaux et des stations de répéteurs intermédiaires des systèmes à courants porteurs en Suisse sont indiquées ci-après.

L'équipement de mesure pour les stations terminales permet de faire des mesures plus complètes. Il est monté sur un wagonnet de sorte que les liaisons avec l'élément à mesurer sont très courtes. La partie sélective permet de faire des mesures sur les diverses voies sans déranger les systèmes entiers.

Les caractéristiques de cet équipement sont:

#### a) *Oscillateur.*

- 1) Bande de fréquences: 12 à 120 kc/s.
- 2) Echelle: linéaire.
- 3) Longueur de l'échelle: 400 millimètres.
- 4) Division de l'échelle: 1 division par kc/s, une grande division avec chiffre tous les 5 kc/s, une marque rouge pour les limites de voies téléphoniques (12, 16 ... 120 kc/s).
- 5) Distorsion d'affaiblissement:  $\dots \pm 0,02$  néper de 10 à 120 kc/s.
- 6) Tension d'émission (symétrique ou dyssymétrique):
  - α) tensions constantes: 2, 1 V, 1,55 V, 0,775 volts;
  - β) 0, — 3, — 4, — 5 et — 6 népers par rapport à 1 mW dans 600 ohms, 150 ohms ou 75 ohms.
- 7) Distorsion de non-linéarité: inférieure à 1% pour 2,1 V dans 75 ohms.
- 8) Alimentation par le réseau à 220 V, 50 p/s de distribution d'énergie électrique. Des variations de 10% de la tension de réseau (ou de 2% de la fréquence) ne produisent pas plus de  $\pm 0,02$  néper de variation sur la tension de sortie.
- 9) Etalonnage: étalonnage interne du thermocouple au moyen d'une source continue (erreur maximum:  $\pm 0,02$  néper).

#### b) *Hypsomètre.*

- 1) Bande de fréquences: 10 à 120 kc/s avec une erreur de  $\pm 0,02$  néper.
- 2) Intervalle de mesures: + 3,1 à — 8 népers, par rapport à 1 mW dans 600, 150 et 75 ohms.

3) Impédance d'entrée: pour la mesure des niveaux 15000 ohms; pour la mesure d'affaiblissement 600, 150 et 75 ohms.

4) Entrée: symétrique.

5) Tension du réseau d'alimentation en énergie électrique: 220 V, 50 p/s.

6) Erreur (pour  $\pm 10\%$  de variation de la tension de ce réseau ou pour  $\pm 2\%$  de variation de sa fréquence):  $\pm 0,02$  néper.

7) Etalonnage: à l'aide de l'oscillateur décrit plus haut.

c) *Filtre sélectif.*

1) Bande de fréquences: 12 – 120 kc/s.

2) Distorsion d'affaiblissement dans la bande passante:  $\pm 0,02$  néper.

3) Affaiblissement dans la bande passante: 0 néper.

4) Sélectivité: environ 6 népers pour une déviation de  $\pm 600$  p/s.

Dimensions:

|                                             |                    |
|---------------------------------------------|--------------------|
| Hauteur . . . . .                           | 1 330 millimètres; |
| Largeur . . . . .                           | 620 millimètres;   |
| Distance entre les axes des roues . . . . . | 580 millimètres;   |
| Profondeur . . . . .                        | 980 millimètres;   |
| Poids . . . . .                             | 115 kilogrammes.   |

L'équipement de mesure pour les stations de répéteurs intermédiaires est plus simple et se présente sous forme de coffret portatif. Il permet de mesurer (entre autres) le niveau de l'onde pilote à 60 kc/s qui, en Suisse, est envoyée sur chaque système à courants porteurs; comme il faut un circuit sélectif à 60 kc/s pour effectuer cette mesure, on a prévu la mesure de la distorsion de non-linéarité (troisième harmonique) à la fréquence de 20 kc/s.

Les caractéristiques principales sont les suivantes:

*Mesure de niveau.*

a) *Non sélectif.*

1) Bande de fréquences: 12 à 120 kc/s.

2) Distorsion d'affaiblissement dans cette bande:  $\pm 0,04$  néper.

3) Caractéristique « affaiblissement-fréquence » uniforme.

4) Intervalle de mesure: — 5 à + 4 népers (par rapport à 1 mW dans 150 ohms).

5) Montage symétrique.

6) Impédance d'entrée  $> 5\,000$  ohms.

b) *Sélectif.*

1) Sélectif à 60 kc/s.

2) Sélectivité: — 3 népers pour  $\pm 1,5$  kc/s.

3) Exactitude:  $\pm 0,04$  néper.

4) Etalonnage: oscillateur interne de 60 kc/s.

5) Impédance d'entrée  $> 5\,000$  ohms.

*Mesure de la distorsion de non-linéarité.*

Mesure de la valeur relative du troisième harmonique, comme sous b (sélectif à 60 kc/s); oscillateur interne de 20 kc/s; niveau de sortie de + 2 à — 4 népers.

## ANNEXE 2

### DESCRIPTION D'UNE MÉTHODE DE MESURE SÉLECTIVE SUR DES SYSTÈMES A 12 VOIES TÉLÉPHONIQUES SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLE, UTILISÉE AU MEXIQUE PAR LA SOCIÉTÉ TÉLÉFONOS DE MEXICO

La figure 1 représente le schéma de principe de l'hypsomètre sélectif. Cet appareil comprend un étage d'entrée, formé d'un transformateur et d'un tube à commande par la cathode (cathode follower), suivi d'un modulateur M où l'onde pilote à 28 kc/s qui lui est appliquée module une onde porteuse locale à 24 kc/s. Le courant, à la fréquence de battement 4 kc/s, qui résulte de cette modulation, traverse un filtre passe-bande B, à bande passante très étroite, qui élimine les courants vocaux provenant des voies téléphoniques voisines de l'onde pilote; ce courant est ensuite amplifié par un amplificateur à contre-réaction C, qui sert aussi à engendrer la fréquence porteuse locale 24 kc/s. Le courant de sortie de cet amplificateur est redressé et l'intensité du courant continu ainsi obtenu est fonction du niveau de l'onde pilote à 28 kc/s, et peut donc servir à indiquer ce niveau.

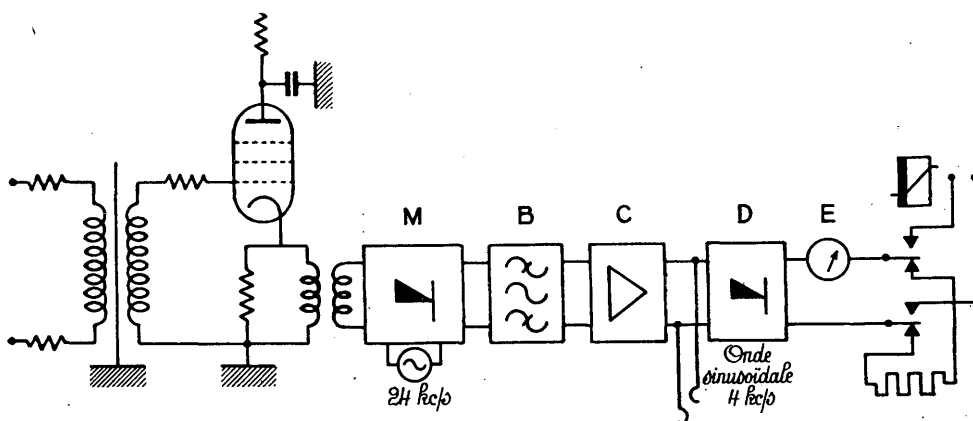


Figure 1

*Hypsomètre sélectif employé au Mexique par la Société Telefonos de Mexico*

Afin de faciliter la maintenance, l'appareil comporte un dispositif permettant à une station de répéteurs surveillée de mesurer les niveaux des ondes pilotes dans les stations télésurveillées qui lui sont associées. On utilise l'appareil décrit ci-dessus avec en plus un commutateur et un dispositif de

commande à distance par relais, qu'on fait fonctionner à partir des stations surveillées. L'hypsomètre sélectif peut être relié aux bornes de sortie de l'un quelconque des amplificateurs de la station télésurveillée, et en même temps le courant continu provenant de l'instrument de mesure est transmis sur une des paires du câble vers la station surveillée où il peut être mesuré. On a essayé ce dispositif pendant sept ans et il s'est révélé très satisfaisant pour effectuer simplement les essais périodiques de maintenance du fonctionnement d'ensemble de la ligne haute fréquence.

Ce dispositif est aussi employé pour des mesures de distorsion de non-linéarité (voir l'annexe 14 ci-après).

---

## ANNEXE 3

### **APPLICATION DES APPAREILS SÉLECTIFS DE MESURES DE TRANSMISSION AUX SYSTÈMES A 12 VOIES OU 24 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES ET AUX SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES**

*(Note de l'Administration britannique des téléphones)*

*Principe.* — Le principe fondamental sur lequel repose l'emploi qui est proposé pour ces appareils consiste à étendre aux systèmes à courants porteurs, sur paires symétriques ou sur paires coaxiales, la technique existante, largement connue et bien mise au point, de la maintenance des circuits à fréquences vocales. Le principe sur lequel reposent l'établissement et la maintenance d'un circuit à fréquences vocales, en ce qui concerne sa caractéristique « équivalent-fréquence », est de mesurer l'équivalent du circuit à une fréquence de référence sur laquelle on s'est mis d'accord (en général 800 p/s) et de déterminer la caractéristique « équivalent-fréquence » par des mesures à d'autres fréquences. Pour les besoins de la maintenance, si l'on soupçonne l'existence d'un défaut, on vérifie d'abord la continuité et l'équivalent de l'ensemble du circuit à la fréquence de référence, et on ne fait de mesures à des fréquences supplémentaires que si d'autres symptômes suggèrent que de telles mesures sont nécessaires. Dans le cas de circuit à fréquences vocales, il est évidemment nécessaire de retirer le circuit du service pendant la durée de la mesure.

Dans le cas de systèmes à 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques et de systèmes à nombreuses voies téléphoniques sur paires coaxiales, il est très important que les mesures soient possibles sans retirer du service des groupes importants de circuits, et par suite l'Administration britannique est en train d'étudier l'emploi, sur son réseau national intérieur, d'appareils sélectifs de mesure donnant cette faculté. En général ces appareils comprendront:

a) Un ensemble émetteur comprenant un oscillateur qui engendrera des fréquences très stables (correspondant dans la plupart des cas à des fréquences porteuses virtuelles de voies téléphoniques, cet oscillateur étant peut-être asservi aux équipements qui engendrent les fréquences porteuses), et qui aura une grande impédance de sortie pour permettre d'injecter un signal de mesure en n'importe quel point du système à courants porteurs sans modi-

fier les niveaux des courants téléphoniques commerciaux existant déjà en ce point.

b) Un ensemble récepteur qui aura une grande impédance d'entrée (pour éviter des pertes par dérivation appréciable) et présentera une sélectivité élevée pour les fréquences engendrées par l'ensemble émetteur.

Il est proposé d'étendre l'emploi du principe de la fréquence de référence, une fréquence de référence étant commune pour les voies téléphoniques qui sont associées d'une façon définie: groupes primaires et groupes secondaires. On pourrait exprimer cela en attribuant une fréquence de référence à la bande passante de chaque filtre. Il y aurait ainsi une « fréquence de référence de voie » (channel reference frequency) située dans la bande des fréquences vocales (0 à 4 kc/s), une « fréquence de référence de groupe primaire » (group reference frequency) dans la bande des fréquences de 60 à 108 kc/s et une « fréquence de référence de groupe secondaire » (supergroup reference frequency) spécifiée dans la bande des fréquences de 312 à 552 kc/s.

On propose d'employer sur les paires symétriques non chargées exploitées avec des courants porteurs et sur les paires coaxiales, des « fréquences de référence de ligne » (line reference frequencies) qui seraient la ou les fréquences pilotes avec des fréquences additionnelles si nécessaire. Sur les paires symétriques exploitées avec 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs, ces fréquences additionnelles correspondront aux fréquences de référence des groupes primaires, mais sur les paires coaxiales, pour les raisons données ci-après, les fréquences additionnelles ne correspondront pas à des fréquences de référence de groupes secondaires.

#### *Considérations régissant le choix des fréquences de référence*

La fréquence de référence à choisir semblerait devoir être soit la moyenne géométrique, soit la moyenne arithmétique des fréquences extrêmes de la bande de fréquences considérée. L'Administration britannique propose d'employer des fréquences voisines de la moyenne arithmétique. Ceci oblige à prendre des fréquences voisines de 84 kc/s pour la fréquence de référence primaire, de 432 kc/s pour la fréquence de référence de groupe secondaire, et de 2 kc/s pour la fréquence de référence de voie. Une fréquence de référence de voie de 2 kc/s a les avantages suivants:

a) On a trouvé que les fréquences voisines de 1 600 p/s sont en général plus représentatives de l'efficacité de transmission d'un circuit que les fréquences de l'ordre de 800 p/s (valeur actuellement normalisée).

b) Les signaux de mesure qui traversent des équipements changeant l'ordre, régulier ou inversé, des fréquences vocales ne subissent pas d'altération de leur fréquence, point d'importance considérable aux yeux de l'Administration britannique.

c) Les conditions imposées aux appareils de mesure au point de vue de la sélectivité ne sont pas aussi critiques que quand on emploie des fréquences voisines des extrémités des bandes de fréquences occupées par les voies téléphoniques.

d) Une fréquence correspondant à 2 000 p/s sur une voie téléphonique est plus facile à asservir aux équipements qui engendrent les fréquences porteuses du système que n'importe quelle fréquence qui n'est pas un sous-multiple de 4 kc/s.

Les fréquences de référence de groupe primaire et de groupe secondaire peuvent se trouver, soit entre les voies téléphoniques, c'est-à-dire qu'elles correspondraient à des fréquences porteuses virtuelles de voies, soit dans la partie du spectre des fréquences occupée par une voie téléphonique. En dépit des nombreux avantages techniques que présente l'emploi de fréquences de référence situées chacune dans la bande de fréquence d'une voie téléphonique, l'Administration britannique considère sérieusement la possibilité d'employer des fréquences de référence de groupe primaire et de groupe secondaire correspondant à des fréquences porteuses virtuelles de voie téléphonique, et on se livre à des recherches étendues pour s'assurer de cette possibilité; en effet, l'emploi de telles fréquences permettrait de faire les mesures de maintenance périodique sans aucune interruption du service.

En supposant que des mesures à des fréquences comprises entre les voies téléphoniques se montreront praticables, l'Administration britannique propose les fréquences suivantes comme fréquences de référence:

fréquence de référence de voie: 2 000 p/s;

fréquence de référence de groupe primaire: 84 kc/s (fréquence porteuse virtuelle de la septième voie);

fréquence de référence de groupe secondaire: 432 kc/s (fréquence porteuse virtuelle de la septième voie du troisième groupe primaire);

fréquences de référence de ligne, pour les systèmes à 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques: les deux fréquences de référence de groupe primaire, correspondant aux fréquences 36 et 84 kc/s transmises en ligne, dans le cas des systèmes à 24 voies;

fréquences de référence de ligne, pour les paires coaxiales: fréquences situées entre les bandes passantes de groupes secondaires.

L'emploi comme fréquence de référence de ligne pour les paires coaxiales de fréquences situées entre des groupes secondaires simplifie les conditions imposées, au point de vue de la sélectivité, aux appareils de mesure portatifs pour stations intermédiaires de répéteurs.

En se basant sur les considérations précédentes, on a préparé des spécifications préliminaires pour un certain nombre de types d'appareils sélectifs, destinés à satisfaire toutes les exigences de l'établissement et de la maintenance des systèmes à 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques ou des systèmes à nombreuses voies téléphoniques sur paires coaxiales.

Le tableau ci-après indique brièvement les détails de construction de six types distincts d'appareils, ainsi que leurs emplois respectifs.

TABLEAU 1

| Appareil<br>N° | Emploi envisagé<br>pour l'appareil                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | Indications succinctes<br>concernant l'ensemble<br>récepteur                                                                                                                                                                                                                                                       | Indications succinctes<br>concernant l'ensemble<br>émetteur                                                                                                                                                                               |
|----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1              | Maintenance des équipements terminaux de systèmes à 12 et 24 voies téléphoniques sur paires symétriques en employant la fréquence de référence de voie. Probablement placé près du « répartiteur de groupes primaires » avec la faculté de l'employer au « répartiteur H. F. ».                                                                         | Sélectif pour 24 fréquences correspondant chacune à 2 000 p/s sur les voies du système, c'est-à-dire 14, 18 ... 102, 106 kc/s. Sélectivité: 40 dB pour $\pm 1\ 800$ p/s.                                                                                                                                           | Emet, ou injecte à travers une forte impédance, les fréquences spécifiées pour l'ensemble récepteur. N'a pas besoin d'être synchronisé avec l'équipement qui engendre les fréquences porteuses.                                           |
| 2              | Maintenance des lignes seules pour systèmes à 12 ou 24 voies téléphoniques en utilisant la fréquence de référence de groupe primaire, la fréquence « 120—(fréquence de référence de groupe primaire) », et la fréquence pilote. Probablement placé près du « répartiteur H. F. » avec la faculté de l'employer au « répartiteur de groupes primaires ». | Sélectivité élevée pour 3 fréquences, à savoir 36, 60 et 84 kc/s. Sélectivité: 40 dB pour 300 p/s.                                                                                                                                                                                                                 | Emet, ou injecte à travers une forte impédance, les fréquences spécifiées pour l'ensemble récepteur. Une précision d'ordre élevé est exigée. Il est essentiel de le synchroniser avec l'équipement qui engendre les fréquences porteuses. |
| 3              | Ne comprend qu'un récepteur portatif; à employer dans les stations intermédiaires de répéteurs des systèmes à 12 ou 24 voies téléphoniques sur paires symétriques.                                                                                                                                                                                      | Comme l'appareil n° 2.                                                                                                                                                                                                                                                                                             | Pas d'ensemble émetteur.                                                                                                                                                                                                                  |
| 4              | Maintenance des lignes en paires coaxiales seulement. Probablement placé près des équipements de ligne dans les stations terminales de répéteurs.                                                                                                                                                                                                       | Sélectif à 9 fréquences placées entre les bandes de fréquences de groupes secondaires, c'est-à-dire 308, 556, ..., 2 048, 2 296 kc/s. Mesurera aussi les ondes pilotes à haute fréquence qui sont en dehors des bandes de fréquences attribuées aux voies téléphoniques. Sélectivité: 40 dB pour $\pm 4\ 000$ p/s. | Transmet, ou injecte à travers une forte impédance, les fréquences spécifiées pour l'ensemble récepteur. Il sera probablement essentiel de le synchroniser avec l'équipement qui engendre les fréquences porteuses du système.            |
| 5              | Ne comprend qu'un récepteur portatif; à employer dans les stations intermédiaires de répéteurs des systèmes sur paires coaxiales.                                                                                                                                                                                                                       | Comme l'appareil n° 4.                                                                                                                                                                                                                                                                                             | Pas d'ensemble émetteur.                                                                                                                                                                                                                  |

| Appareil<br>N° | Emploi envisagé<br>pour l'appareil                                                                                                                           | Indications succinctes<br>concernant l'ensemble<br>récepteur                                                                                                                                                                                                                                        | Indications succinctes<br>concernant l'ensemble<br>émetteur                                                                                                                                                      |
|----------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 6              | Maintenance des équipements terminaux de systèmes sur paires coaxiales, en employant les fréquences de référence de groupe primaire et de groupe secondaire. | Sélectivité élevée à 15 fréquences, correspondant à 84 kc/s dans chaque groupe primaire considéré et à 432 kc/s dans chaque groupe secondaire, c'est-à-dire 84, 180, 336, 384, 432, 480, 528, 684, 932 (fréquences espacées de 248 kc/s), 2 172, 2 420 kc/s. Sélectivité: 40 dB pour $\pm 300$ p/s. | Transmet, ou injecte à travers une forte impédance, les fréquences spécifiées pour l'ensemble récepteur. Il est essentiel de le synchroniser avec l'équipement qui engendre les fréquences porteuses du système. |

*Remarque 1.* — Les expressions « répartiteur de groupes primaires » (group distribution frame, en abrégé G. D. F.) et « répartiteur haute-fréquence » (high frequency distribution frame, en abrégé H. F. R. D. F.), employées ci-dessus, désignent des dispositifs utilisés dans le réseau à courants porteurs de l'Administration britannique.

*Remarque 2.* — Quand cela sera faisable et économique, les appareils décrits ci-dessus comporteront des dispositifs permettant de les employer comme appareils non sélectifs.

*Remarque 3.* — On a donné dans le tableau 1 ci-dessus, pour les appareils nos 4, 5 et 6, seulement les fréquences correspondant aux groupes secondaires 1 à 10. Il est proposé que ces appareils soient plus tard étendus de manière à s'appliquer aux groupes secondaires 1 à 16.

En plus des appareils décrits ci-dessus, on emploiera pour les mesures sur les voies téléphoniques, des oscillateurs à fréquence vocale et des hypsomètres normaux, et on pourra mettre au point pour l'usage général un appareil de mesure non sélectif à large bande de fréquences et un oscillateur à fréquence variable correspondant. Cet appareil de mesure non sélectif comprendra des filtres à bande passante étroite, qui pourront être introduits par commutation suivant les besoins pour mesurer les ondes pilotes sur un système à courants porteurs en service.

#### *Méthodes proposées pour satisfaire aux exigences indiquées sommairement dans le tableau 1*

a) Les appareils 1 à 5 inclus exigent tous des sélectivités qui semblent être réalisables avec un filtre à quartz pour moyenne fréquence. Il est donc probable que la partie de ces appareils où se fait la mesure sera établie d'après les méthodes habituelles de passage à une moyenne fréquence (par exemple 100 kc/s) au moyen d'une hétérodyne, de filtrage et de détection.

b) L'appareil n° 6 a posé deux problèmes principaux:

1) Comment obtenir une discrimination adéquate du signal de mesure et de courants téléphoniques commerciaux qui peuvent être écartés de

200 p/s seulement de ce signal de mesure à une fréquence aussi élevée que 4 Mc/s;

2) Comment éviter les erreurs dues au résidu de courant porteur de voie.

Pour le moment, on envisage deux systèmes de conception différente. Le premier de ces systèmes consiste à transmettre deux composantes latérales de modulation par une basse fréquence (par exemple 20 p/s) de la fréquence porteuse (ceci permet la discrimination entre le signal de mesure et le résidu du courant porteur), et à mesurer à la réception l'amplitude de l'enveloppe de l'onde modulatrice. On obtient la discrimination entre le signal de mesure et les courants téléphoniques en effectuant un changement de fréquence à la fréquence porteuse et en faisant traverser au signal à basse fréquence résultant un filtre à bande passante étroite.

La mesure de l'amplitude de l'enveloppe de l'onde modulatrice implique l'emploi de deux voies parallèles de transmission des signaux sur lesquelles ces signaux sont en quadrature; on effectue la combinaison et la mesure de ces signaux en quadrature après un changement de fréquence à une fréquence convenable quelconque, par exemple 1 kc/s.

L'autre système qu'on envisage également implique la transmission de la fréquence porteuse et en outre d'un deuxième signal ayant une fréquence différant d'une valeur fixe (par exemple 20 p/s) de celle de l'onde porteuse. A la réception; on effectue, une fois de plus, la discrimination entre le signal de mesure et les courants téléphoniques au moyen d'un changement de fréquence conduisant à une fréquence très basse et de la sélection opérée par un filtre à basse fréquence à bande passante étroite. La valeur du signal à basse fréquence donne une indication sur l'affaiblissement au cours de la transmission.

Les méthodes employées pour résoudre les problèmes posés par l'« appareil n° 6 » présentent tout à fait pour le moment un caractère provisoire, et il est concevable que d'autres méthodes puissent être envisagées avant qu'on prenne la décision définitive d'adopter l'une d'entre elles.

---

## ANNEXE 4

### NOTE DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES SUR LES APPAREILS DE MESURE DE MAINTENANCE POUR SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS

L'Administration française des téléphones a actuellement en cours de réalisation des appareils de mesures de maintenance pour systèmes à courants porteurs.

Ils répondent aux définitions données ci-après:

#### I. APPAREILS POUR SYSTÈMES A 24 ET 36 VOIES SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CÂBLES ET A 12 VOIES SUR LIGNES EN FILS NUS AÉRIENS

Une série d'appareils pour la maintenance et l'établissement de ces systèmes a été mise à l'étude. Les fréquences utilisées correspondent, en principe, à la fréquence 800 p/s dans chacune des voies, les autres voies demeurant en exploitation. Toutefois, on s'est réservé la possibilité de changer commodément cette fréquence de base.

Les appareils étudiés sont au nombre de quatre:

- un hypsomètre de maintenance;
- un hypsomètre hétérodyne;
- un oscillateur à 24 fréquences;
- un appareil de mesure de distorsion de non-linéarité.

1. *Hypsomètre de maintenance.* — Cet appareil permet la mesure des niveaux absolus de tension compris entre  $-1,5$  néper et  $+1,5$  néper dans la bande 300 p/s — 160 kc/s. Il ne comporte pas de lampes. Ses caractéristiques sont les suivantes:

Bande de fréquences: 300 p/s — 160 kc/s;

Intervalle de mesure:  $-1,5$  à  $+1,5$  néper.

Impédance d'entrée  $\left\{ \begin{array}{l} > 1\,000 \text{ ohms} \\ \text{ou} \quad 600 \text{ ohms} \\ \text{ou} \quad 150 \text{ ohms} \end{array} \right.$

Précision:

Erreur à la température de  $20^{\circ}$  et à la fréquence 20 000 p/s:

$\leq 0,05$  néper.

Distorsion d'affaiblissement  $\left\{ \begin{array}{l} < 0,05 \text{ néper entre } 300 \text{ p/s et } 20 \text{ kc/s} \\ < 0,15 \text{ néper entre } 20 \text{ kc/s et } 110 \text{ kc/s} \\ < 0,2 \text{ néper entre } 110 \text{ kc/s et } 160 \text{ kc/s} \end{array} \right.$

2. *Hypsomètre hétérodyne.* — Cet appareil doit permettre la mesure des niveaux absolus de tension compris entre  $-8$  népers et  $+2$  népers dans la bande 12—160 kc/s, sans arrêter les voies téléphoniques voisines de celle dans laquelle est faite la mesure.

Ses caractéristiques sont les suivantes:

*Bande de fréquences:* L'Administration française a décidé d'étendre la bande des fréquences couverte par cet appareil de 12 à 160 kc/s pour les raisons suivantes:

$\alpha$ ) On prévoit l'installation d'équipements à 24 voies téléphoniques sur paires symétriques; on réserve en outre la possibilité d'installer des systèmes à 36 voies téléphoniques.

$\beta$ ) On prévoit également l'installation de systèmes à courants porteurs sur lignes en fils nus aériens.

$\gamma$ ) Le même appareil sera utilisé comme partie intégrante de l'appareil de mesure sélectif de transmission sur les systèmes à courants porteurs pour paires coaxiales. Dans ce cas, il est avantageux qu'il couvre une bande de fréquences correspondant au moins à un groupe de trente voies téléphoniques, c'est-à-dire à la moitié des voies d'un groupe secondaire.

*Précision de l'oscillateur interne:* La fréquence doit être précise à 1% près; il sera possible de réétalonner l'oscillateur par injection d'une fréquence connue. Les bandes de fréquences correspondant aux différentes voies téléphoniques seront indiquées et numérotées sur le cadran du condensateur variable de l'oscillateur interne.

*Moyenne fréquence:* L'appareil comportera deux étages moyenne fréquence accordés sur la fréquence de 190 kc/s.

*Ecoute:* L'appareil permettra l'écoute à 1 000 p/s environ.

*Intervalle de mesure:* de  $-8$  népers à  $+2$  népers.

*Précision de la mesure:* de l'ordre de 0,05 néper.

L'appareil comportera un dispositif d'étalonnage interne.

*Impédance d'entrée*  $\left\{ \begin{array}{l} > 8\,000 \text{ ohms} \\ \text{ou } 600 \text{ ohms} \\ \text{ou } 150 \text{ ohms} \end{array} \right.$

L'appareil permettra la mesure de tensions symétriques ou dyssymétriques par rapport à la terre.

*Alimentation:* L'alimentation sera assurée à partir du secteur de distribution d'énergie électrique industrielle.

*Présentation:* L'appareil sera contenu dans un coffret transportable. Les dimensions adoptées devront permettre une présentation en « boîtier normalisé type 44 » pour appareils de mesure.

Lampes utilisées  $\left\{ \begin{array}{l} 2 \text{ 6E8} \\ 2 \text{ 6H8} \\ 1 \text{ 5Y3GB} \end{array} \right.$

3. *Oscillateur de maintenance à 24 fréquences.* — Cet appareil doit fournir 24 fréquences distinctes (une par voie téléphonique) dans la bande 12-108 kc/s.

Ces fréquences correspondent à la fréquence 800 p/s dans chaque voie, compte tenu du fait que les douze voies supérieures sont inversées. On a ainsi, en définitive, les fréquences suivantes (en kc/s) :

12,8 — 16,8 — 20,8 — 24,8 — 28,8 — 32,8 — 36,8 — 40,8 — 44,8 — 48,8 —  
52,8 — 56,8 — 63,2 — 67,2 — 71,2 — 75,2 — 79,2 — 83,2 — 87,2 — 91,2 —  
95,2 — 99,2 — 105,2 — 107,2.

On a envisagé l'éventualité d'une modification de cette fréquence de base 800 p/s ; à cet effet, on indiquera dans la notice d'emploi de l'appareil les modifications à apporter pour que cette fréquence de base passe à une autre valeur.

*Précision de fréquence :* Celle-ci sera comprise entre  $1.10^{-3}$  et  $5.10^{-4}$ . Elle pourra d'ailleurs varier avec la fréquence. On réalisera, en particulier, une précision de  $5.10^{-4}$  pour les 12 fréquences supérieures.

L'appareil sera par ailleurs muni d'un dispositif de réétalonnage. Cette opération s'effectuera en observant, sur un « trèfle cathodique » les battements entre les fréquences fournies par l'appareil et des fréquences de référence.

*Niveaux de puissance :* L'oscillateur sera muni d'un dispositif émetteur de tensions étalonnées. Il se comportera comme un générateur symétrique d'impédance interne 150 ohms, pouvant produire un niveau absolu de puissance compris entre + 1 néper et — 7 népers et variable par échelons de 0,5 néper.

*Alimentation :* L'alimentation sera assurée à partir du secteur de distribution d'énergie électrique industrielle.

*Présentation :* L'appareil sera contenu dans un coffret transportable. Les dimensions adoptées devront permettre une présentation en « boîtier normalisé type 44 » pour appareils de mesure.

4) *Appareil de mesure de la distorsion de non-linéarité.* — Cet appareil est prévu pour le contrôle des amplificateurs des systèmes à 24 voies téléphoniques à courants porteurs.

Il sera associé à l'hypsomètre hétérodyne.

La fréquence de mesure sera de 16,8 kc/s, produite par un oscillateur contenu dans l'appareil.

Pour un niveau absolu de puissance du fondamental à la sortie de + 2 népers (dans 150 ohms), on devra pouvoir apprécier un affaiblissement de distorsion harmonique de 6 népers correspondant à un niveau absolu de tension des harmoniques de — 4,7 népers.

L'appareil comportera essentiellement un filtre d'entrée pour éliminer les harmoniques de la fréquence 16,8 kc/s, un filtre de sortie pour éliminer le fondamental, et un dispositif d'étalonnage.

L'appareil sera contenu dans un coffret transportable avec possibilité de présentation en « boîtier normalisé type 44 » pour appareils de mesure.

## II. APPAREILS POUR PAIRES COAXIALES

Ces appareils doivent permettre les mesures de maintenance sur les systèmes à grand nombre de voies téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales. On retrouve, dans la bande de fréquences: 60 kc/s—4 Mc/s, les mêmes appareils que pour les systèmes précédents, à savoir:

- un hypsomètre de maintenance;
- un hypsomètre hétérodyne;
- un générateur de signaux de mesure;
- un appareil de mesure de la distorsion de non-linéarité.

1) *Hypsomètre de maintenance.* — Cet appareil permettra la mesure des niveaux absolus de tension dans la bande 60 kc/s—4 Mc/s. Il ne comportera pas de lampes. Ses caractéristiques sont les suivantes:

- Bande de fréquences: 60 kc/s—4 Mc/s;
- Intervalle de mesure: — 1,5 néper à + 1,5 néper;
- Impédance d'entrée: 1 000 ohms.

2) *Hypsomètre hétérodyne.* — L'hypsomètre hétérodyne pour équipements de paires coaxiales se compose de l'hypsomètre hétérodyne pour équipements de paires symétriques à 24 ou 36 voies téléphoniques précédé d'un démodulateur de mesure.

L'hypsomètre hétérodyne pour équipements de paires symétriques à 24 ou 36 voies, dont les caractéristiques essentielles ont été données plus haut, couvre la bande 12—156 kc/s. Le démodulateur de mesure a donc pour fonction de transposer dans cette bande la fréquence d'un signal de mesure reçu sur une voie quelconque d'un équipement à courants porteurs à grand nombre de voies.

Cette transposition est faite par deux changements de fréquence. Dans un premier changement de fréquence, le groupe secondaire intéressé est transposé dans la bande des fréquences du groupe secondaire de base. Les fréquences porteuses utilisées sont des harmoniques impairs de 124 kc/s. La fréquence de base est fournie par un oscillateur à quartz.

Dans le deuxième changement de fréquence, le groupe secondaire de base est divisé en deux parties, chacune englobant trente voies. La bande de fréquences intéressée est transposée dans le domaine de fréquence de l'hypsomètre, dont la largeur permet d'assurer de larges recouvrements de bandes, et par conséquent de sélectionner des signaux émis dans l'intervalle de deux groupes secondaires. Les fréquences porteuses ont pour valeur 288 kc/s et 592 kc/s. Elles sont fournies par des oscillateurs à quartz.

L'hypsomètre hétérodyne comporte une graduation divisée en trente-six intervalles correspondant chacun à une voie. Un tableau annexé à l'appareil indique la correspondance entre les voies téléphoniques et les intervalles de l'hypsomètre. Cette correspondance est la même pour tous les groupes secondaires à l'exclusion du premier pour lequel cette correspondance est décalée de deux intervalles. Ceci provient de ce que l'intervalle de fréquences séparant le groupe secondaire de base de chacun des groupes secondaires voisins est

de 12 kc/s, alors que les autres ne sont séparés que de 8 kc/s. On n'a pas jugé opportun de compliquer l'appareil pour tenir compte de cette différence.

Une précision (pour la fréquence) de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-5}$  étant jugée suffisante pour les fréquences porteuses du démodulateur, eu égard à la précision requise pour le repérage des fréquences du signal sur la graduation de l'hypsomètre, les cristaux des oscillateurs ne sont pas placés dans des thermostats.

3) *Générateur de signaux de mesure.* — Cet appareil a pour objet de permettre d'appliquer à une paire coaxiale un signal de mesure dont la fréquence corresponde à l'application de la fréquence 800 p/s à l'entrée d'une voie quelconque d'un équipement terminal à grand nombre de voies téléphoniques à courants porteurs.

De même que pour l'hypsomètre hétérodyne, on s'est proposé d'associer au générateur de fréquences de mesure utilisé pour les équipements sur paires symétriques à 24 ou 36 voies téléphoniques un modulateur de mesure.

On part donc des 24 fréquences fournies par l'appareil décrit précédemment. Pour transposer une de ces fréquences dans la bande des fréquences occupée par la voie choisie et en respectant l'ordre des fréquences modulées du groupe secondaire correspondant, on utilise trois changements de fréquence.

Le premier changement de fréquence a pour objet de fournir, à partir de l'une des 24 fréquences précédentes, l'une quelconque des trente-six fréquences de signalisation dans la bande 12—156 kc/s supposée modulée dans l'ordre régulier ou inversé, soit en tout 72 fréquences.

Les deuxième et troisième changements de fréquence utilisent les mêmes fréquences porteuses que le démodulateur de mesure. Le deuxième transpose le signal dans la voie correspondante du groupe secondaire de base et le troisième dans la voie sur laquelle il doit être émis.

Un tableau de correspondance indique, pour chaque voie, celle des 24 fréquences de base qu'il faut employer, ainsi que la combinaison de fréquences porteuses nécessaire pour obtenir la fréquence de mesure désirée, eu égard à l'ordre des fréquences modulées du groupe secondaire correspondant.

4) *Appareil de mesure de la distorsion de non-linéarité.* — Cet appareil est prévu pour le contrôle des répéteurs pour systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales. Il sera associé à l'hypsomètre hétérodyne pour systèmes à 24 voies téléphoniques sur paires symétriques.

La fréquence de mesure est 107,2 kc/s, produite par un oscillateur intérieur.

Pour un niveau absolu de tension du fondamental à la sortie de + 1 néper dans 75 ohms, on devra pouvoir apprécier un affaiblissement de distorsion harmonique de 6 népers.

L'appareil comportera essentiellement un filtre d'entrée pour éliminer les harmoniques de la fréquence 107,2 kc/s, un filtre de sortie pour éliminer le fondamental et un dispositif d'étalonnage.

## ANNEXE 5

### APPAREIL SÉLECTIF DE MESURES DE TRANSMISSION UTILISÉ DANS LES STATIONS DE RÉPÉTEURS SUR PAIRES COAXIALES PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY

*Généralités.* — L'appareil portatif CLS.2572 (appareil sélectif de mesures de transmission) a été construit pour essayer les équipements de répéteurs des systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales, et permet de sélectionner et de mesurer l'une quelconque des ondes pilotes indiquées ci-après dans un système téléphonique à courants porteurs sur paires coaxiales comprenant 10 groupes secondaires, entièrement en service et avec toutes les voies téléphoniques en fonctionnement. Les fréquences de ces ondes pilotes sont: 60 kc/s, 308 kc/s, 808 kc/s, 1056 kc/s, 1304 kc/s, 1552 kc/s, 1800 kc/s, 2048 kc/s, 2296 kc/s, 2544 kc/s et 2604 kc/s. En général, on transmettra en permanence les ondes pilotes de 60 kc/s et 2604 kc/s; les autres ondes pilotes, placées dans les intervalles entre les groupes secondaires, seront transmises une à la fois suivant les besoins des mesures. Les ondes pilotes sont produites à partir de l'équipement générateur de fréquences normal de la station de répéteurs extrême. Sauf dans le cas de l'onde pilote à 60 kc/s, il n'y a pas de voies téléphoniques qui soient écartées de moins de  $\pm 4$  kc/s des ondes pilotes. Toutefois, l'onde pilote à 60 kc/s est distante de 300 p/s seulement d'une voie téléphonique et, comme la méthode de mesure dans l'appareil est basée sur le principe de l'hétérodyne, la sélectivité est déterminée par ce facteur.

*Alimentation en énergie électrique.* — Comme il est possible que, dans certaines stations de répéteurs, on ne dispose pas d'une source d'énergie électrique, l'appareil de mesure est construit pour fonctionner en étant alimenté, soit par une batterie d'accumulateurs de 12 volts, soit par une source de courant alternatif monophasé à 50 p/s sous 200-250 volts, par l'intermédiaire d'un dispositif à vibreur, ou d'un dispositif d'alimentation par le secteur, respectivement. Le dispositif à vibreur et le dispositif d'alimentation par le secteur sont contenus dans un bloc d'alimentation en énergie électrique portatif.

*Construction* (voir la figure ci-après). — L'ensemble des signaux aux fréquences de mesure provenant du système à courants porteurs est appliqué au jack d'entrée de l'appareil de mesure par l'intermédiaire d'une sonde et d'un cordon d'essai long de 10 pieds (1 pied = 30,5 cm). La sonde est construite de telle façon que l'impédance d'entrée soit de 3000 ohms quand le commutateur est dans la position « mesure de niveau » (level), de sorte que l'affaiblissement introduit par cette dérivation sur un circuit d'impédance égale à

75 ohms est inférieur à 0,1 décibel. Cette sonde peut être enfichée dans tous les jacks d'essai du système à courants porteurs, et comprend un dispositif de terminaison rendant son impédance égale à 75 ohms, et un commutateur pouvant prendre les positions « mesure de niveau » (level) et « mesure d'affaiblissement » (loss). La tension à la sortie du cordon d'essai est appliquée, à travers le jack d'entrée de l'appareil de mesure, à un des filtres présélectifs ou au complément de ligne. Les filtres présélectifs jouent un rôle essentiel en abaissant le niveau des tensions parasites à fréquence intermédiaire résultant d'interférences possibles entre les harmoniques de l'oscillateur local et les signaux parvenant à l'appareil de mesure. Des filtres présélectifs ne sont pas nécessaires pour les ondes pilotes de fréquence égale ou supérieure à 1552 kc/s, puisque les harmoniques qui peuvent être produits sont au-dessus de la bande des fréquences des signaux susceptibles de parvenir à l'appareil de mesure. Toutefois, pour équilibrer l'affaiblissement d'insertion des filtres présélectifs, les ondes pilotes dont les fréquences sont égales ou supérieures à 1552 kc/s sont transmises à travers un complément de ligne dont l'affaiblissement d'insertion est égal à celui des filtres présélectifs.

Le courant de sortie du filtre présélectif ou du complément de ligne traverse alors un commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure au moyen duquel on peut faire varier la sensibilité de l'appareil par échelons de 10 décibels dans un intervalle de 40 décibels. Le signal qui apparaît à la sortie du commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure est alors appliqué à un changeur de fréquence. Le signal, de fréquence donnée, appliqué à une grille du tube changeur de fréquence est modulé par une des 11 fréquences fixes fournies par l'oscillateur local à cristaux piézoélectriques. Les fréquences engendrées par l'oscillateur local sont toutes supérieures de 1 kc/s aux fréquences des ondes pilotes correspondantes, sauf dans le cas de l'onde pilote à 60 kc/s où la fréquence de l'oscillateur local est inférieure de 1 kc/s à la fréquence de cette onde pilote. Pour toutes les ondes pilotes autres que l'onde à 60 kc/s, l'amplificateur à fréquence intermédiaire accordé sur 1 kc/s sépare la composante latérale inférieure de modulation à la sortie du changeur de fréquence. Dans le cas de l'onde pilote à 60 kc/s, c'est la « fréquence image » (60—59) qui est séparée, la fréquence de l'oscillateur local (59 kc/s) étant inférieure de 1 kc/s à la fréquence de l'onde pilote (60 kc/s). Cette précaution est nécessaire pour éviter la réception d'un « signal image » dû à l'interférence entre la fréquence de l'oscillateur local (59 kc/s) et un courant téléphonique transmis dans la voie de 60 à 64 kc/s. Les perturbations qui proviendraient de la réception d'un signal image sont évitées dans le cas des autres ondes pilotes en raison du choix d'une fréquence intermédiaire de 1 kc/s et du fait que les fréquences les plus voisines appartenant à des voies téléphoniques sont séparées de la fréquence de l'onde pilote par un intervalle de 4 kc/s.

L'amplificateur à la fréquence intermédiaire, accordé à 1 kc/s, est précédé par un filtre passe-bande dont la bande passante a été déterminée en tenant compte des tolérances admissibles sur la précision des fréquences de l'oscillateur local et des fréquences des ondes pilotes transmises, et en s'assurant que la bande latérale de modulation, produite par le changeur de fréquence, que l'on désire conserver se trouve toujours à l'intérieur de cette bande passante. La sélectivité que ce filtre doit présenter est déterminée par les conditions imposées par l'onde pilote à 60 kc/s qui est placée à un intervalle de fréquence

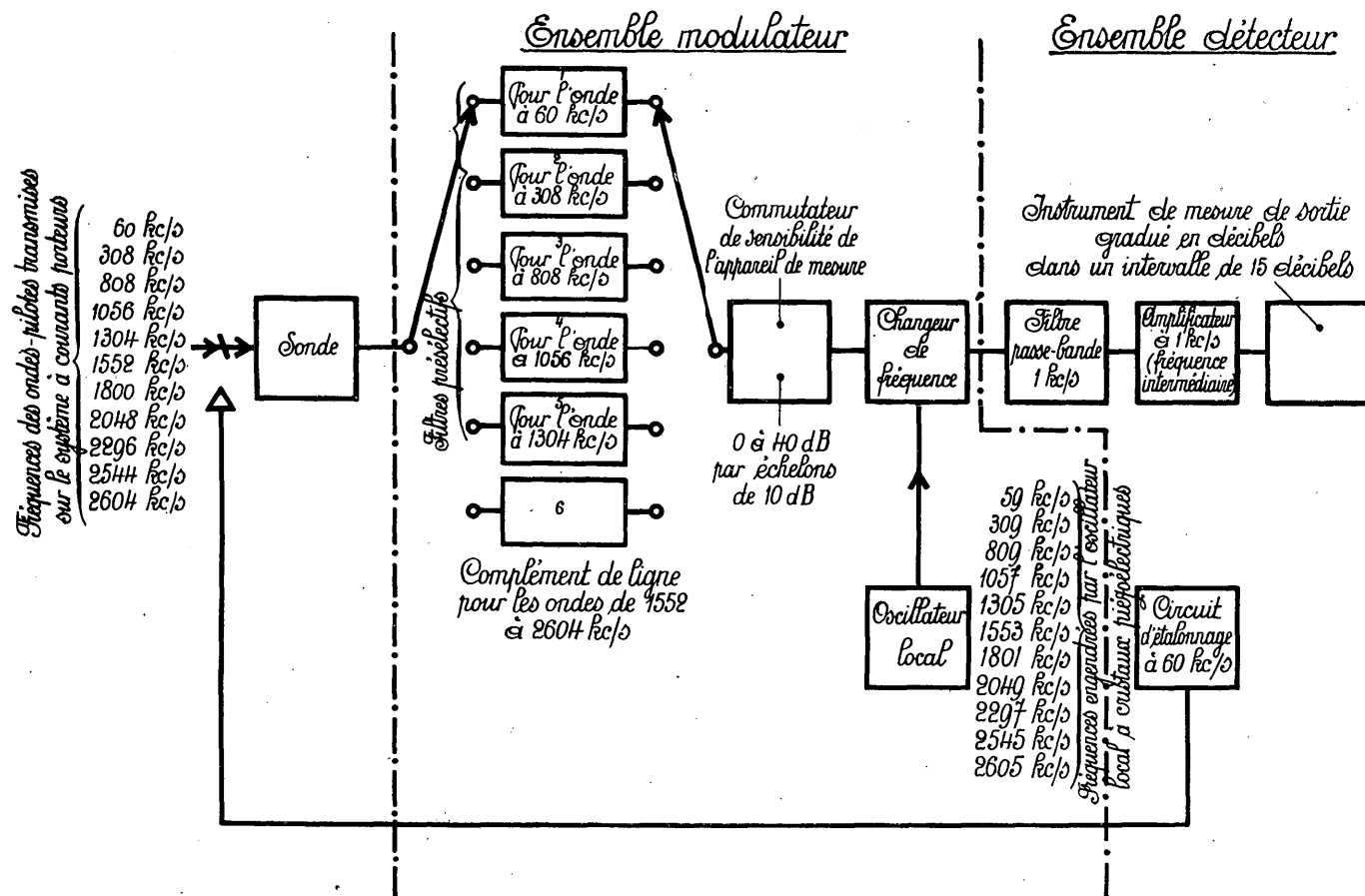


Schéma de principe d'un appareil sélectif de mesures de transmission, employant des ondes pilotes (appareil portatif pour stations de répéteurs sur paires coaxiales).

de 300 p/s seulement des courants téléphoniques. Le filtre passe-bande à 1 kc/s est suivi d'un amplificateur à contre-réaction, accordé à 1 kc/s qui procure la sensibilité et la stabilité nécessaires. Comme pratiquement tout le gain de l'appareil de mesure est concentré dans cet amplificateur, il est possible d'obtenir une très grande stabilité et d'éviter ainsi la nécessité d'un étalonnage en fréquence. Ensuite, le courant de sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire est redressé et l'intensité du courant résultant est indiquée par l'instrument de mesure du niveau de sortie, qui comporte une échelle linéaire, graduée en décibels dans un intervalle de 15 décibels.

L'appareil est muni d'un circuit d'étalonnage comprenant un oscillateur à 60 kc/s, un circuit d'émission, un instrument de mesure pour l'étalonnage, et un jack de sortie dans lequel on obtient la tension d'étalonnage.

*Procédure à suivre pour l'exécution d'une mesure.* — On met l'appareil en position de fonctionnement. On enfiche la sonde dans le jack coaxial d'étalonnage, et on règle la commande du niveau de sortie jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument de mesure du niveau à l'émission soit en face du repère rouge. On met le commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure sur la position « — 40 décibels » et on règle l'oscillateur local pour la fréquence d'onde pilote de 60 kc/s. On agit ensuite sur la commande de « réglage fin » de l'oscillateur d'étalonnage jusqu'à obtenir une déviation maximum de l'aiguille de l'instrument de mesure de sortie. Puis on règle la commande du gain de l'amplificateur à la fréquence intermédiaire 1 kc/s jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument de mesure de sortie soit en face de la graduation zéro décibel. Le commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure est alors mis dans la position « hors-circuit » (off) et la sonde appliquée au jack d'essai choisi sur le système à courants porteurs. L'oscillateur du changeur de fréquence est placé dans la position correspondant à l'onde pilote que l'on désire mesurer et l'on règle le commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure jusqu'à obtenir une indication convenable sur le cadran de l'instrument de mesure de sortie. Le niveau de l'onde pilote, exprimé en décibels par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms, est alors la somme du nombre de décibels correspondant au réglage du commutateur de sensibilité de l'appareil de mesure et du nombre de décibels lu sur la graduation de l'instrument de mesure de sortie.

\* \* \*

### *Caractéristiques*

*Fréquences utilisées pour les mesures sélectives :* 60, 308, 808, 1056, 1304, 1552, 1800, 2048, 2296, 2544 et 2604 kc/s.

*Sélectivité :* Environ 30 décibels pour un écart de fréquence de 400 p/s par rapport à l'accord exact.

*Sensibilité :* — 55 décibels par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms.

*Graduation de l'instrument de mesure :* divisions espacées de 1 décibel dans un intervalle de 15 décibels.

*Impédance d'entrée*: 3000 ohms pour les mesures de niveau.

*Intervalle de mesure*: + 5 à — 55 décibels par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms (pour les mesures d'affaiblissement et pour les mesures de niveau).

*Précision*: approximativement  $\pm 0,25$  décibel.

*Tubes à vide utilisés*:  $\left\{ \begin{array}{lll} \text{deux} & 6 \text{ J } 7 \text{ G} & \text{Brimar} \\ \text{quatre} & 6 \text{ C } 5 \text{ G} & \text{Brimar} \\ \text{un} & \text{E C H } 35 & \text{Mullard} \end{array} \right.$

---

## ANNEXE 6

### MÉTHODE POUR LA MESURE DE L'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D'UNE PAIRE COAXIALE, TERMINÉE A SON EXTRÉMITÉ PAR UNE RÉSISTANCE SPÉCIFIÉE

*(Mémoire de la Standard Telephone and Cables Company)*

*Objet du mémorandum.* — Le présent mémorandum décrit la méthode de mesure de l'impédance caractéristique de paires coaxiales, à des fréquences de l'ordre de 1 Mc/s, qui consiste à mesurer l'impédance à l'origine émettrice, la paire coaxiale étant terminée à l'extrémité éloignée par une résistance du même ordre de grandeur que l'impédance caractéristique de cette paire coaxiale.

*Nécessité de cette méthode.* — Pendant quelque temps dans le passé la méthode habituelle était d'évaluer l'affaiblissement et l'impédance caractéristique de paires coaxiales, à des fréquences de l'ordre de 1 Mc/s, d'après des mesures d'impédance à l'origine émettrice, l'extrémité réceptrice de la paire étant successivement ouverte et en court-circuit, en utilisant un pont d'impédances pour radiofréquences du type G. R. 516 C ou S. R. 1154. Bien que l'on puisse compter normalement sur une précision d'environ 10/100 dans la détermination de l'affaiblissement avec cette méthode, ce qui est satisfaisant, la valeur de l'impédance caractéristique est affectée d'une incertitude beaucoup plus grande. Au point de vue de la qualité des circuits sur paires coaxiales pour la transmission téléphonique à courants porteurs, les réflexions, dues à des irrégularités d'impédance, que l'on a rencontrées en pratique n'ont pas donné de soucis excessifs; mais pour une bonne transmission télévisuelle une plus haute qualité des circuits complets est désirable, et une connaissance plus précise de l'impédance caractéristique des longueurs individuelles de câbles à paires coaxiales est désirable à cette fin.

On peut compter sur la méthode de mesure avec résistance de terminaison décrite dans le présent mémorandum pour déterminer l'impédance caractéristique avec une précision suffisante, à condition d'appliquer cette méthode avec le soin qui convient. Un procédé pour évaluer la précision probable du résultat obtenu sur une paire coaxiale quelconque est décrit ci-après.

On ne peut pas utiliser la méthode de mesure avec résistance de terminaison pour déterminer l'affaiblissement avec un degré de précision raisonnable. Pour cette détermination il faut conserver la méthode comportant des mesures à circuit ouvert et en court-circuit. De plus, quand on emploie la méthode de mesure avec résistance de terminaison pour mesurer l'impédance caractéristique, il faut déterminer les fréquences pour lesquelles la longueur de la paire coaxiale est un multiple entier du quart de la longueur d'onde avec l'extrémité éloignée de la paire ouverte ou en court-circuit.

*Description de la mesure avec résistance de terminaison.* — La méthode de mesure avec résistance de terminaison nécessite la mesure de l'impédance de la paire coaxiale à l'origine émettrice, pour deux fréquences consécutives telles que la longueur de la paire coaxiale soit un multiple du quart de la longueur d'onde, l'extrémité éloignée étant terminée par une résistance approximativement égale à l'impédance caractéristique de la paire coaxiale. L'impédance caractéristique est la moyenne des deux valeurs d'impédance ainsi mesurées. On réduit au minimum les erreurs dues au pont de mesure en employant une résistance de terminaison de valeur telle que les deux valeurs d'impédances lues sur ce pont se trouvent dans le même groupe de dizaines du pont.

*Précautions à observer.* — Pourvu que la fréquence correspondant à un nombre entier de quarts de longueur d'onde soit déterminée avec précision, et que les deux valeurs d'impédance lues sur le pont de mesure se trouvent dans le même groupe de dizaines, les principales causes d'erreurs possibles sont: 1<sup>o</sup> une valeur non appropriée de la résistance de terminaison, 2<sup>o</sup> les erreurs de mesure; 3<sup>o</sup> les irrégularités internes de la paire coaxiale mesurée. Afin d'obtenir la précision désirée sur le résultat de la mesure d'impédance caractéristique, on doit supprimer les deux premières causes d'erreur. Alors toute irrégularité interne sera mise en évidence.

1<sup>o</sup> *Résistances de terminaison.* — La résistance de terminaison doit être d'un type tel que, quand on l'adapte à l'extrémité éloignée de la paire coaxiale, sa valeur aux fréquences élevées soit sensiblement égale à sa valeur en courant continu. Un critérium indiquant si cette condition est remplie est la façon dont les valeurs d'impédance mesurées à l'origine émettrice sur des paires coaxiales homogènes correspondent à celles auxquelles on doit s'attendre d'après les considérations théoriques indiquées au paragraphe ci-après et dans la figure 2. On a trouvé qu'une résistance du type SR 1192 enfichée dans un adaptateur du type C 15 convenait à cet usage. Il est bon d'employer la même résistance pour l'équilibrage initial du pont d'impédances.

2<sup>o</sup> *Erreurs de mesure.* — Jusqu'à un certain point il est difficile de distinguer les erreurs de mesure des effets dus à des irrégularités de la paire coaxiale; mais, quand on mesure un câble dont on sait qu'il est normalement de bonne qualité, des discordances de caractère erratique entre les résultats de mesures et les résultats auxquels on doit s'attendre d'après la théorie feraient penser qu'il y a des erreurs de mesure. Comme on peut très facilement et immédiatement déduire la valeur de l'impédance caractéristique des nombres lus sur le pont de mesure, il est très simple de vérifier sans délai l'existence d'erreurs que l'on soupçonne.

3<sup>o</sup> *Irrégularités de la paire coaxiale.* — Si la résistance de terminaison est satisfaisante et qu'il n'y a pas d'erreurs de mesure, toutes les discordances qui peuvent subsister entre les résultats des mesures et les valeurs théoriques doivent être attribuées à des irrégularités internes de la paire coaxiale mesurée.

*Considérations théoriques.* — Pour une ligne de transmission homogène, de longueur  $l$ , ayant une constante de propagation  $p$ , un affaiblissement

linéique  $a$ , un déphasage linéique  $b$  et une impédance caractéristique  $Z_C$ , et terminée sur une impédance  $Z_R$ , l'impédance à l'origine émettrice est donnée par :

$$Z_E = Z_C \frac{Z_C \sinh pl + Z_R \cosh pl}{Z_R \sinh pl + Z_C \cosh pl} \quad (1)$$

$$= Z_C \frac{\frac{Z_R}{Z_C} + \operatorname{th} pl}{1 + \frac{Z_R}{Z_C} \operatorname{th} pl} \quad (2)$$

où

$$\operatorname{th} pl = \operatorname{th} (al + j bl) = \frac{\operatorname{th} al + j \operatorname{tg} bl}{1 + j \operatorname{th} al \operatorname{tg} bl} \quad (3)$$

$$= \frac{\operatorname{coth} al - j \cot bl}{1 - j \operatorname{coth} al \cot bl} \quad (4)$$

Si  $l$  est un multiple pair de  $\frac{\lambda}{4}$  ( $\lambda$  étant la longueur d'onde)

$\operatorname{tg} bl = 0$ , et d'après (3):  $\operatorname{th} pl = \operatorname{th} al$

$$\text{d'où } Z_E = Z_C \frac{\frac{Z_R}{Z_C} + \operatorname{th} al}{1 + \frac{Z_R}{Z_C} \operatorname{th} al}$$

et quand  $al$  tend vers zéro,  $Z_E$  tend vers  $Z_R$ .

Si  $l$  est un multiple impair de  $\frac{\lambda}{4}$ ,  $\cot bl = 0$

alors d'après (4):  $\operatorname{th} pl = \operatorname{coth} al$

$$\text{d'où } Z_E = Z_C \frac{\frac{Z_R}{Z_C} + \operatorname{coth} al}{1 + \frac{Z_R}{Z_C} \operatorname{coth} al} = Z_C \frac{\frac{Z_C}{Z_R} + \operatorname{th} al}{1 + \frac{Z_C}{Z_R} \operatorname{th} al}$$

et quand  $al$  tend vers zéro,  $Z_E$  tend vers  $\frac{Z_C^2}{Z_R}$ .

Les résultats indiqués ci-dessus ne sont vrais que si  $Z_C$  et  $Z_R$  sont des résistances pures. Ceci est presque vrai, avec la précision convenant au but qu'on se propose en ce moment, dans le cas de paires coaxiales à des fréquences de l'ordre de 1 Mc/s.

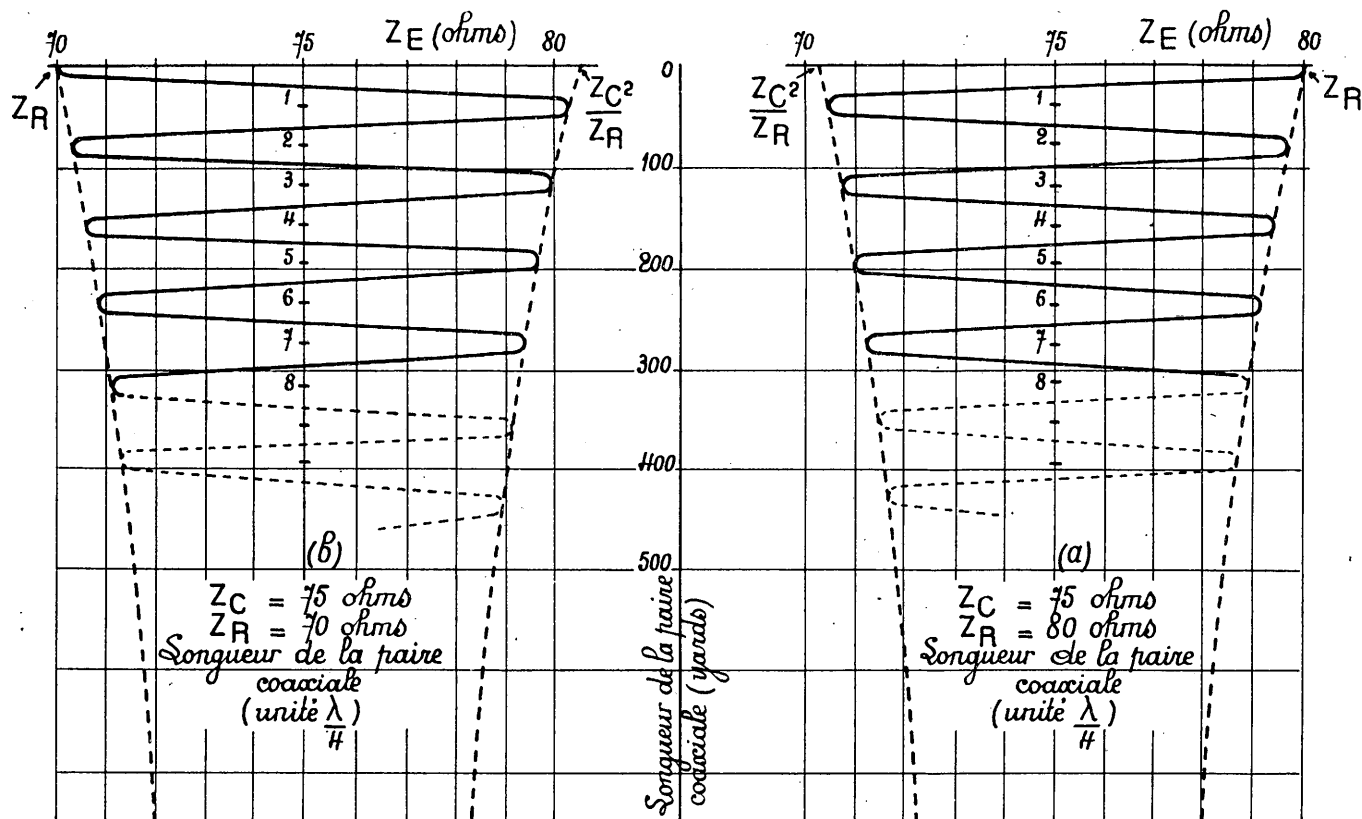


Figure 1

Variation de la partie réelle de  $Z_E$  en fonction de la longueur de la paire coaxiale, à 2 Mc/s (paire coaxiale type 370 DS)

La figure 1 ci-contre représente la variation, en fonction de la longueur de la paire coaxiale de la partie réelle de  $Z_E$  pour une paire coaxiale du type 370 DS, à une fréquence de 2 Mc/s, en admettant que  $Z_E = 75$  ohms, pour les deux cas où  $Z_R = 80$  ohms (courbe *a*) et  $Z_R = 70$  ohms (courbe *b*). Les enveloppes des courbes sont représentées en trait interrompu. On doit observer que l'augmentation de l'affaiblissement a pour effet de faire tendre vers la valeur  $Z_C$  l'ordonnée de l'enveloppe de la courbe représentative de  $Z_E$  quand la longueur de la paire coaxiale croît, et aussi que  $Z_E$  tend vers  $Z_R$  pour les longueurs qui sont des multiples pairs de  $\frac{\lambda}{4}$ .

La figure 2 représente la partie supérieure de l'enveloppe de la courbe représentative de  $Z_E$  pour des fréquences de 1 Mc/s, 2 Mc/s et 2,5 Mc/s, et pour des résistances de terminaison égales à  $(Z_C + 15)$  ohms,  $(Z_C + 5)$  ohms et  $(Z_C + 2)$  ohms, en admettant que  $Z_C$  est de l'ordre de 75 ohms. Ce graphique permet d'obtenir la valeur théorique de  $Z_E$  avec une précision suffisante pour vérifier les mesures réellement faites pour des longueurs égales à un multiple pair de  $\frac{\lambda}{4}$ , pour toutes les longueurs allant jusqu'à 1250 yards \* et à toutes les fréquences comprises entre 1 Mc/s et 2,5 Mc/s. Par exemple une longueur de paire coaxiale de 379 yards, avec une valeur de  $\frac{\nu}{c}$  égale à 0,965 ( $\nu$  étant la vitesse de propagation sur la paire, et  $c$  la vitesse de propagation dans le vide, des ondes électromagnétiques), comprendrait un nombre pair de quarts de longueur d'onde à 2,5 Mc/s. Si en la terminant par une résistance de 78 ohms la valeur mesurée de  $Z_E$  était 77,3 ohms à 2,5 Mc/s, et 74,8 ohms pour la fréquence immédiatement voisine pour laquelle la longueur de la paire est encore un multiple pair de  $\frac{\lambda}{4}$  (2,3 Mc/s), on aurait alors  $Z_C = 76,0$  ohms, qui est la moyenne des deux valeurs mesurées de  $Z_E$ . La plus grande de ces deux valeurs peut être vérifiée d'après le graphique (figure 2) de la façon suivante: puisque  $Z_R = 78$  et  $Z_C = 76$ , on a  $Z_R - Z_C = 2$ . Par suite, d'après le graphique, à la longueur de 379 yards correspond, sur la courbe pour laquelle  $Z_R - Z_C = 2$  et si la fréquence est de 2,5 Mc/s, une valeur de  $Z_E - Z_C$  égale à 1,5 ohm. D'où  $Z_E = Z_C + 1,5 = 77,5$  ohms, ce qui s'accorde assez bien avec la valeur mesurée (77,3 ohms). Quand on emploie ce graphique on doit interpoler si c'est nécessaire pour des valeurs intermédiaires de  $Z_R - Z_C$  et de la fréquence. On peut utiliser ce graphique quand  $Z_R$  est inférieure à  $Z_C$  en prenant  $Z_C - Z_R$  au lieu de  $Z_R - Z_C$ , et  $Z_C - Z_E$  au lieu de  $Z_E - Z_C$ . Il s'applique alors à la plus petite des deux valeurs d'impédance lues sur le pont de mesure.

---

\*) 1 yard = 91,4 centimètres.

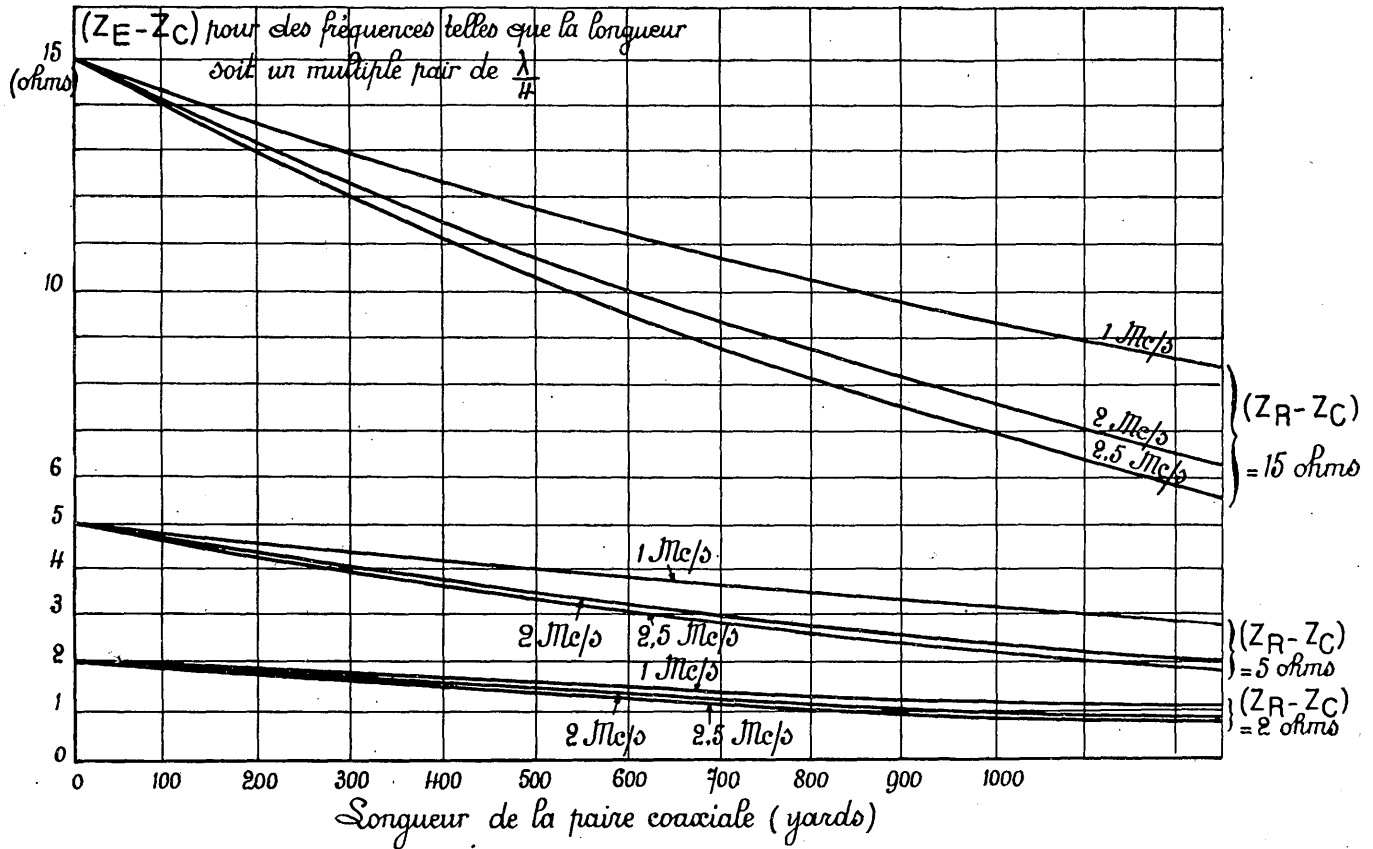


Figure 2

Graphique permettant de vérifier les valeurs d'impédance à l'émission mesurées pour des longueurs de la paire coaxiale qui sont des multiples pairs de  $\frac{\lambda}{4}$  (paire coaxiale type 370 DS)

## ANNEXE 7

### **APPAREIL D'ESSAI UTILISÉ AUX ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY POUR LE REBUT DES TUBES A VIDE DES AMPLIFICATEURS DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS**

L'appareil pour l'essai des tubes à vide du type 1 AH a été spécialement construit pour essayer les tubes à vide du type pentode à filament nos 373 A et 374 A, utilisés respectivement comme tube amplificateur de tension et comme tube de sortie amplificateur de puissance dans les répéteurs du système à 12 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câbles du type K2. Comme ces tubes à vide étaient d'un type nouveau et étaient utilisés dans un nouveau système téléphonique, l'occasion se présentait d'établir de nouveaux critères pour les essais et des méthodes d'essais qui ne détermineraient pas seulement l'état actuel des tubes à vide, mais qui fourniraient aussi une indication meilleure que celles dont on avait disposé antérieurement pour savoir si l'on obtiendrait un fonctionnement satisfaisant du tube à vide, au moins pendant la période de fonctionnement de ce tube qui devait s'écouler jusqu'au moment où l'on ferait de nouveau des essais. En gardant ceci présent à l'esprit, on a établi l'appareil d'essais des tubes à vide 1 AH pour mesurer les caractéristiques suivantes des tubes :

- 1) transconductance dynamique,  $G_M$ ;
- 2) amplitude de crête du courant plaque quand on amène à zéro la tension de polarisation de grille;
- 3) composante continue du courant plaque;
- 4) activité du filament qui est indiquée par la variation des caractéristiques indiquées ci-dessus quand on les mesure après avoir diminué de 10% la tension de chauffage du filament;
- 5) courant grille;
- 6) puissance maximum de sortie du tube à vide 374 A, dans les conditions de charge où il se trouve dans l'amplificateur.

L'appareil d'essai des tubes à vide 1 AH est portatif, il mesure approximativement 12 sur 11 sur 6 pouces (1 pouce = 2,54 cm) et pèse environ 25 livres anglaises (environ 11 kg). Il comporte trois supports destinés à recevoir pour les essais deux tubes à vide 373 A et un tube 374 A, soit l'équipement en tubes à vide d'un amplificateur intermédiaire du système K2. L'énergie électrique est fournie à l'appareil au moyen d'un cordon qui y est fixé en permanence et d'une fiche que l'on enfiche dans une prise normale

d'alimentation en énergie électrique pour amplificateur, prévue sur les baies d'amplificateurs. Cette énergie électrique est fournie sous forme d'une tension régulée de 60 volts à 60 p/s, d'une tension continue de 150 volts et de la tension de grille pour le tube à vide 374 A.

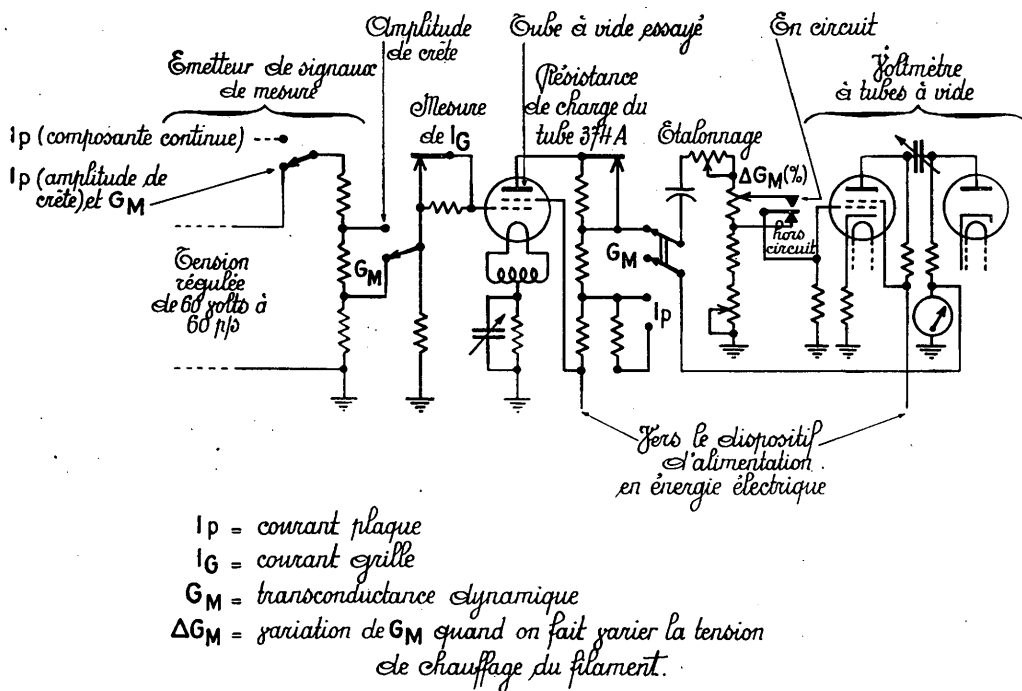


Schéma simplifié de l'appareil d'essai des tubes à vide 1AH

Le montage électrique de cet appareil comprend les circuits associés aux supports des tubes à vide essayés, qui permettent de faire fonctionner ces tubes à vide dans des conditions qui imitent de très près celles où ils se trouveraient dans l'amplificateur, un émetteur de signaux de mesure (signal supply circuit) qui fournit des signaux de mesure à partir de la tension régulée de 60 volts à 60 p/s, un voltmètre à tubes à vide mesurant l'amplitude de crête, et divers circuits de commutation et de commande nécessaires pour faire les diverses mesures. Le schéma simplifié de la figure ci-dessus représente les parties essentielles de l'appareil; on n'a représenté qu'un seul support pour l'essai d'un tube à vide, en supprimant les deux autres et les dispositifs de commutation correspondants.

On étalonne l'appareil en appliquant au voltmètre à tubes à vide une tension étalon à 60 p/s provenant de l'émetteur de signaux de mesure et en réglant la sensibilité de ce voltmètre de façon à obtenir une déviation normalisée de l'aiguille de l'instrument indicateur. On mesure la transconductance en appliquant à la grille du tube essayé une tension connue, provenant de l'émetteur de signaux de mesure, et en mesurant avec le voltmètre à tubes à vide la tension produite aux bornes d'une résistance de charge connue. Pour mesurer l'amplitude de crête du courant plaque, on fait appliquer à la grille,

par l'émetteur de signaux de mesure, une tension alternative qui amène périodiquement à zéro la tension de polarisation de cette grille, et le voltmètre à tubes à vide indique la tension de crête produite aux bornes d'une résistance de charge connue, insérée dans le circuit plaque. On obtient la valeur de crête vraie en ajoutant, à l'amplitude de crête de la composante alternative mesurée ci-dessus, l'intensité mesurée de la composante continue du courant plaque. On mesure cette composante continue en employant l'instrument de mesure du voltmètre à tubes à vide, branché comme un voltmètre ordinaire aux bornes de la résistance de charge connue, aucun signal n'étant appliqué à l'entrée du tube à vide essayé. Au moyen d'une prise faite sur le transformateur de chauffage du filament, on diminue de 10% la tension du filament et l'on fait des mesures d'activité de ce filament. Le montage du voltmètre à tubes à vide comporte à l'entrée un potentiomètre gradué, de sorte que la variation, en %, de la transconductance au cours d'un essai d'activité du filament est lue directement sur le cadran de ce potentiomètre.

On obtient une indication de l'intensité du courant grille en insérant une grande résistance dans le circuit grille et en mesurant la variation de la composante continue du courant plaque qui en résulte. Pour mesurer la puissance maximum que le tube à vide 374 A est capable de fournir, on insère dans le circuit plaque une résistance de charge qui fait fonctionner le tube à vide sur une caractéristique dynamique en charge telle que la valeur instantanée du courant plaque quand la tension instantanée de polarisation de la grille passe par zéro corresponde à la valeur obtenue quand le tube est monté sur l'amplificateur. La puissance de sortie fournie dans ces conditions est indiquée par la tension de crête produite aux bornes de cette résistance de charge.

## ANNEXE 8

### **MÉTHODE DE RÉGLAGE DE LA CONTRE-DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT, LORS DE L'ÉTABLISSEMENT DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES, ÉTUDIÉE EN GRANDE-BRETAGNE**

Au cours de l'établissement d'un système à courants porteurs sur paires coaxiales avant sa mise en service, l'Administration britannique utilise un appareil récepteur non sélectif à large bande de fréquences et un oscillateur à fréquence variable d'une façon continue.

La méthode employée généralement consiste à calculer d'abord les valeurs approximatives, pour chaque station de répéteurs, de l'affaiblissement de la ligne à une fréquence donnée, des variations de cet affaiblissement en fonction de la température, et des variations de l'affaiblissement en fonction de la fréquence à une température donnée; on détermine ainsi approximativement les réglages nécessaires pour chaque équipement et, provisoirement, on règle l'équipement à la valeur déterminée. On envoie alors sur la ligne, à partir de la « station directrice coaxiale » (coaxial line control station) (définie dans la section III—5.3 du tome III du Livre Jaune)) une série de signaux de mesure dont les fréquences respectives sont à de petits intervalles l'une de l'autre, et l'on mesure les niveaux de ces signaux à la sortie de la première station de répéteurs et des stations suivantes. D'après les nombres obtenus, on détermine les réglages définitifs des correcteurs de distorsion d'affaiblissement, et on fixe le nombre, la position et la caractéristique « affaiblissement-fréquence » de tous les correcteurs complémentaires de la distorsion d'affaiblissement résiduelle de la ligne [line residual (« mop-up ») equalizers] qui peuvent être nécessaires. On répète cette procédure pour l'autre sens de transmission, chaque sens étant traité indépendamment, sauf que la compensation des variations de température effectuée dans une station quelconque est la même pour les deux sens de transmission.

Quand on a terminé la contre-distorsion d'affaiblissement définitive du câble, on fait dans chaque station intermédiaire des mesures de dénivèlement à 7 fréquences dans la bande de 60 à 2850 kc/s, et on inscrit les résultats de ces mesures, pour servir de référence au service de maintenance du système.

---

## ANNEXE 9

### MESURE DE LA DISTORSION DE PHASE SUR UN CIRCUIT BOUCLÉ

*(Note de la British Broadcasting Corporation)*

Le principe adopté a été de déterminer, avec une grande précision, les fréquences pour lesquelles se produit une rotation de  $\pi$  radians de l'angle de phase. On appliquait le signal au circuit bouclé et à un affaiblisseur local à travers un amplificateur à deux voies qui présentait une distorsion de phase très faible, et on mettait en opposition dans un transformateur différentiel la tension à la sortie du circuit bouclé et la tension à la sortie de l'affaiblisseur. On faisait varier l'affaiblissement et la fréquence jusqu'à obtenir l'équilibre. On employait un détecteur sensible, accordé, pour obtenir avec une grande sensibilité l'indication de n'importe quelle différence entre les deux signaux mis en opposition. On mesurait alors avec un fréquencemètre à cristal la fréquence de l'oscillateur produisant le signal, et l'on pense que les fréquences correspondant à une rotation de  $\pi$  radians de l'angle de phase étaient ainsi déterminées avec une précision d'au moins 0,1%.

On a employé cette méthode sur un circuit bouclé sur lequel le temps total de propagation de phase était de 25 microsecondes; on a donc obtenu une précision de 0,025 microseconde.

---

## ANNEXE 10

### MÉTHODE PROPOSÉE

#### POUR LA MESURE DU TEMPS DE PROPAGATION DE PHASE DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION ET LES SYSTÈMES AVEC RETRANSMISSION

*(Note de l'Administration britannique des téléphones)*

*Introduction.* — Le temps de propagation de phase, exprimé en secondes; dans un réseau ou un système de transmission linéaire est égal au rapport entre d'une part le déphasage total (en général déphasage d'insertion) à la fréquence considérée, exprimé en radians, et d'autre part la pulsation exprimée en radians par seconde. On peut donc l'obtenir en mesurant le déphasage total, mais on rencontre des difficultés dans les cas suivants:

a) Quand on ne dispose pas en un même lieu des deux extrémités du circuit, par exemple dans le cas d'un système de transmission dans un seul sens;

b) Quand le temps de propagation total sur le système de transmission est très grand par rapport aux petites variations (en fonction de la fréquence) du temps de propagation de phase que l'on désire mesurer et compenser. Ceci se produit, par exemple, sur un long système sur paire coaxiale. On propose une nouvelle méthode pour surmonter ces difficultés.

*Principe de la méthode.* — On peut déterminer le temps de propagation de phase relatif d'un système de transmission pour des harmoniques d'une fréquence  $f_1$ , par exemple, par rapport au temps de propagation de phase pour cette fréquence, en émettant une onde périodique de forme d'onde connue, comportant cette fréquence fondamentale  $f_1$  et riche en harmoniques, en enregistrant l'onde reçue et en la soumettant à l'analyse harmonique par la méthode de Fourier. Par exemple, supposons qu'on émette la tension suivante:

$$a_1 \sin \omega_1 t + a_2 \sin 2\omega_1 t + a_3 \sin 3\omega_1 t + \dots$$

et que la tension reçue soit:

$$b_1 \sin \omega_1 (t - T) + b_2 \sin [2\omega_1 (t - T) - \varphi_2] + b_3 \sin [3\omega_1 (t - T) - \varphi_3] + \dots$$

Le temps de propagation de phase sera alors:

$$\begin{aligned} &\text{à la fréquence } f_1 \dots\dots\dots T \\ &\text{à la fréquence } 2 f_1 \dots\dots\dots T + \frac{\varphi_2}{2\omega_1} \\ &\text{à la fréquence } 3 f_1 \dots\dots\dots T + \frac{\varphi_3}{3\omega_1}, \text{ etc.} \end{aligned}$$

On ne peut pas déterminer la valeur de  $T$  à moins de disposer d'un circuit bouclé, mais ceci est généralement sans importance à côté de la connaissance de la variation, en fonction de la fréquence, du temps de propagation de phase qu'il est désirable de compenser pour faire de l'onde reçue une reproduction fidèle de l'onde émise.

*Une méthode électrique pour l'analyse de la forme de l'onde reçue.* — La méthode qui comporte l'enregistrement et l'analyse harmonique de l'onde reçue est plutôt incommode, et l'on propose d'employer à sa place la méthode d'analyse électrique suivante:

Conformément à la figure 1 ci-après, à l'origine émettrice un oscillateur réglé à la fréquence  $f_1$  alimente un appareil A qui produira une onde dont la forme sera d'un type qu'on peut reproduire avec précision, telle qu'une impulsion étroite, une onde de forme rectangulaire, une onde composée de demi-sinusoides, etc... La forme d'onde de l'impulsion étroite est probablement la meilleure puisque, dans une telle onde, les harmoniques ont une amplitude presque uniforme jusqu'à une fréquence élevée dont la valeur dépend de la largeur de l'impulsion. Ce signal est appliquée au circuit à mesurer. A l'extrémité réceptrice, le signal traverse un filtre passe-bas ou passe-bande pour extraire la composante fondamentale  $f_1$ , débarrassée des harmoniques. Le signal sinusoïdal de fréquence  $f_1$  est appliqué, après avoir traversé un déphaseur variable qui peut être de n'importe quel type connu approprié, à un appareil B aussi identique que possible à l'appareil A situé à l'origine émettrice. Le niveau de la tension appliquée à l'appareil B doit être le même que celui de la tension appliquée à l'appareil A.

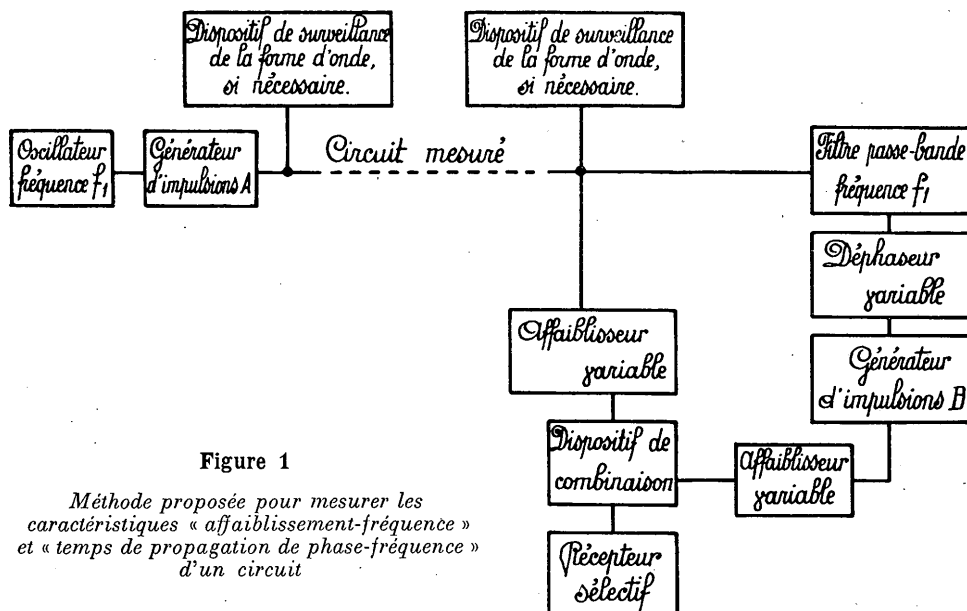


Figure 1

Méthode proposée pour mesurer les caractéristiques « affaiblissement-fréquence » et « temps de propagation de phase-fréquence » d'un circuit

L'impulsion recueillie à la sortie de l'appareil B est alors appliquée, par l'intermédiaire d'un affaiblisseur variable, à un dispositif de combinaison dans lequel elle est combinée avec le signal reçu à la sortie du circuit à mesurer, après que ce dernier signal a traversé un affaiblisseur variable. Le dispositif de combinaison peut, par exemple, consister en deux tubes à vide débitant dans une impédance de charge d'anode commune, les deux signaux en forme d'impulsions étant appliqués à leurs grilles. La tension à la sortie du dispositif de combinaison est alors appliquée à un récepteur sélectif qui pourrait être un radiorécepteur de type normal.

Le mode opératoire est le suivant:

On accorde le récepteur sélectif à la fréquence  $f_1$ , on règle le déphaseur variable et un des affaiblisseurs variables, ou les deux, de façon à obtenir une tension nulle à la sortie du dispositif de combinaison, et on note les positions des cadrans de réglage des affaiblisseurs et du déphaseur. On accorde ensuite le récepteur sélectif à la fréquence  $2 f_1$  et on répète les mêmes opérations. Ensuite, on fait de même aux fréquences  $3 f_1$ ,  $4 f_1$ , etc... On pourrait, si on le désirait, étalonner directement le déphaseur en temps de propagation de phase à la fréquence  $f_1$ ; toutefois un étalonnage différent serait alors nécessaire pour chaque valeur de  $f_1$ . S'il était étalonné pour la fréquence  $f_1$ , le temps de propagation de phase relatif pour la fréquence  $2 f_1$ , par rapport au temps de propagation de phase pour la fréquence  $f_1$ , serait donné directement par la variation de la position du cadran de réglage du déphaseur quand on passe de  $f_1$  à  $2 f_1$ , et le gain ou l'affaiblissement relatif, à la fréquence  $2 f_1$ , du circuit mesuré, rapporté à sa valeur pour la fréquence  $f_1$  pourrait être obtenu à partir des positions du cadran de réglage de l'affaiblisseur à ces deux fréquences. Les mêmes considérations s'appliquent aux fréquences  $3 f_1$ ,  $4 f_1$ , etc...

On remarquera que ce système peut être employé quand les extrémités émettrice et réceptrice sont séparées et quand le temps de propagation de phase total est grand par rapport à sa variation en fonction de la fréquence.

On doit remarquer que le choix de la fréquence  $f_1$  est tout à fait arbitraire, mais plus on prendra pour cette fréquence une valeur basse, plus grand sera le nombre de fréquences de mesure dans une bande de fréquences donnée. Si l'on désire couvrir toute la bande de fréquences allant, disons de 50 p/s à 4 Mc/s ou davantage, plusieurs valeurs de  $f_1$  seront nécessaires, et il pourra être plus commode d'avoir deux jeux distincts d'appareils pour des valeurs différentes de  $f_1$  plutôt que de réunir toutes les valeurs de  $f_1$  dans un seul jeu d'appareils.

Une onde de forme rectangulaire pourrait être plus commode qu'une impulsion étroite pour la valeur ou les valeurs basses de  $f_1$ , puisque l'examen visuel de l'onde reçue correspondant à l'application d'une onde de forme rectangulaire peut être utile pour d'autres buts. Des oscillographes pour la surveillance de la forme d'onde figurent sur le schéma ci-après (figure 1) et seraient utiles si l'on s'intéressait à la forme des ondes plutôt qu'à la caractéristique « temps de propagation de phase-fréquence » et à la caractéristique « déphasage-fréquence » du circuit. Si l'on mesure un circuit bouclé, le second appareil B n'est pas absolument nécessaire. L'appareil A pourrait alors remplir la double fonction de produire le signal à l'émission et le signal de comparaison, mais on devrait obtenir ce dernier en faisant traverser au signal à l'émission un réseau à temps total de propagation de phase réglable, ayant un affaiblissement constant à toutes fréquences et un temps de propagation de phase indépendant de la fréquence.

*Conclusion.* — La méthode proposée ci-dessus pour mesurer la caractéristique « temps de propagation de phase-fréquence », et si on le désire la caractéristique « affaiblissement-fréquence » d'un circuit de télévision paraît avoir plusieurs avantages sur les méthodes proposées antérieurement, particulièrement quand on ne dispose pas d'un circuit bouclé. L'équipement nécessaire est d'une forme simple et la précision de la méthode dépendra dans une large mesure de la possibilité de reproduire des caractéristiques identiques dans les appareils A et B.

On pourrait employer cet équipement pour donner des renseignements sur le fonctionnement du circuit en régime transitoire pour une onde de forme rectangulaire ou pour une impulsion, en même temps que sur la caractéristique « affaiblissement-fréquence » et sur la caractéristique « temps de propagation de phase-fréquence » du système en régime permanent, et cette combinaison dans le même équipement de facilités pour mesurer le fonctionnement en régime transitoire et le fonctionnement en régime permanent peut se révéler très utile.

La méthode esquissée ci-dessus a été considérée pour la première fois par l'Administration britannique en 1939, mais elle n'a pas été développée à cette époque en raison de la guerre.

*Remarque.* — L'Administration britannique a récemment construit et essayé des appareils de mesure du temps de propagation de phase du type proposé dans la présente annexe. On a obtenu des résultats satisfaisants sur le terrain; avec une durée de l'impulsion d'émission de 0,1 microseconde,

on peut obtenir une précision de 0,01 microseconde dans la mesure du temps de propagation de phase de quadripôles où les deux paires de bornes extrêmes sont accessibles en un même point de mesure. On peut aussi effectuer de façon satisfaisante des mesures sur des circuits dont les deux extrémités ne sont pas accessibles au même point, mais avec une précision légèrement moindre.

Il est nécessaire d'acquérir plus d'expérience au sujet de l'emploi de cet appareil (et d'appareils de mesure du temps de propagation de groupe) sur des systèmes de télévision complets, avant de pouvoir faire une recommandation définitive.

On n'a pas encore examiné l'influence qu'aurait la présence, dans le système de transmission, d'éléments non linéaires, tels que des dispositifs de rétablissement du courant continu, mais on pense que des mesures de ce type devraient autant que possible être limitées aux parties linéaires du système, à moins qu'on ne trouve (par la suite) qu'il est possible d'interpréter correctement les résultats de mesures faites sur les parties non linéaires.

---

## ANNEXE 11

### **APPAREIL POUR LA MESURE DU TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE SUR LES CIRCUITS POUR TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES**

*(Note de l'Administration britannique des téléphones)*

*Principe de fonctionnement.* — Le principe de fonctionnement de l'appareil est basé sur la mesure de la différence des temps de propagation de groupe à deux fréquences, une de celles-ci étant une fréquence de référence et l'autre étant située au point de la bande de fréquences utilisée où l'on désire obtenir la valeur du temps de propagation de groupe. On considère qu'en n'importe quel point de la bande de fréquences utilisée la pente de la caractéristique « déphasage-fréquence » a une valeur approximativement constante dans un petit intervalle de variation de la fréquence autour de la fréquence examinée. Dans le présent appareil, on a pris pour intervalle élémentaire de variation de la fréquence 10 kc/s. Deux ondes porteuses, l'une à la fréquence de référence et l'autre à la fréquence de mesure, sont modulées par deux signaux à 10 kc/s provenant de la même source, de telle sorte qu'initialement les courants modulateurs soient exactement en opposition de phase. Après avoir été transmis ensemble à travers l'appareil ou le système de transmission sur câble examiné, les deux signaux modulés sont démodulés pour donner deux signaux à 10 kc/s qui maintenant s'écartent de l'opposition de phase d'une quantité proportionnelle à la différence des temps de propagation de groupe correspondant à leurs fréquences porteuses respectives. Ainsi, la mesure finale se réduit à mesurer la différence de phase entre deux signaux à 10 kc/s. On obtient ce résultat en introduisant un déphasage additionnel dans une des voies empruntées par les signaux à 10 kc/s après démodulation, jusqu'à ce que les deux signaux appliqués aux grilles du tube à vide final, dont le débit de sortie dépend de la différence vectorielle des deux signaux, soient exactement en opposition de phase.

*Description générale.* — Cet appareil a été d'abord mis au point pour la mesure du temps de propagation de groupe sur une paire coaxiale, bien qu'il convienne aussi à la mesure du temps de propagation de groupe de n'importe quel réseau d'impédance 75 ohms. Dans sa forme actuelle, il n'est pas nécessaire d'employer un circuit bouclé, l'appareil étant divisé en parties « émission » et « réception » dont chacune est montée sur un bâti d'acier de 4 pieds 6 pouces (1 pied = 30,48 cm; 1 pouce = 2,54 cm).

La figure 1 ci-contre représente le schéma d'ensemble de l'appareil entier.

La partie émettrice comprend:

- a) un oscillateur engendrant le courant modulateur à 10 kc/s;

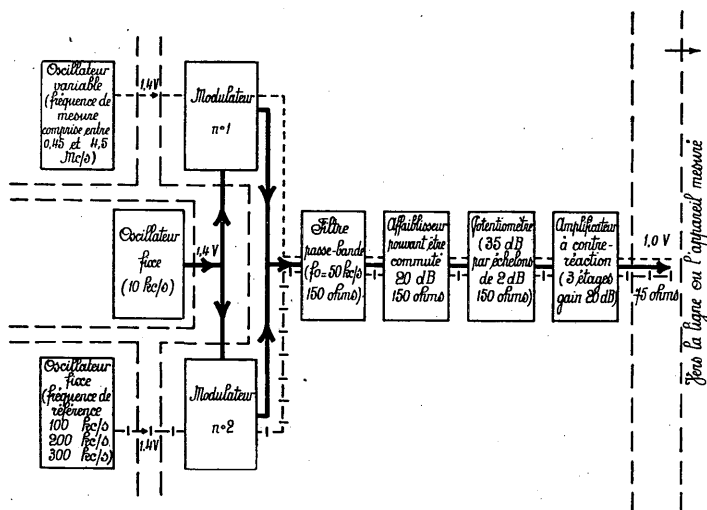


Figure 1

Schéma de l'appareil pour la mesure du temps de propagation de groupe (Dispositif émetteur)

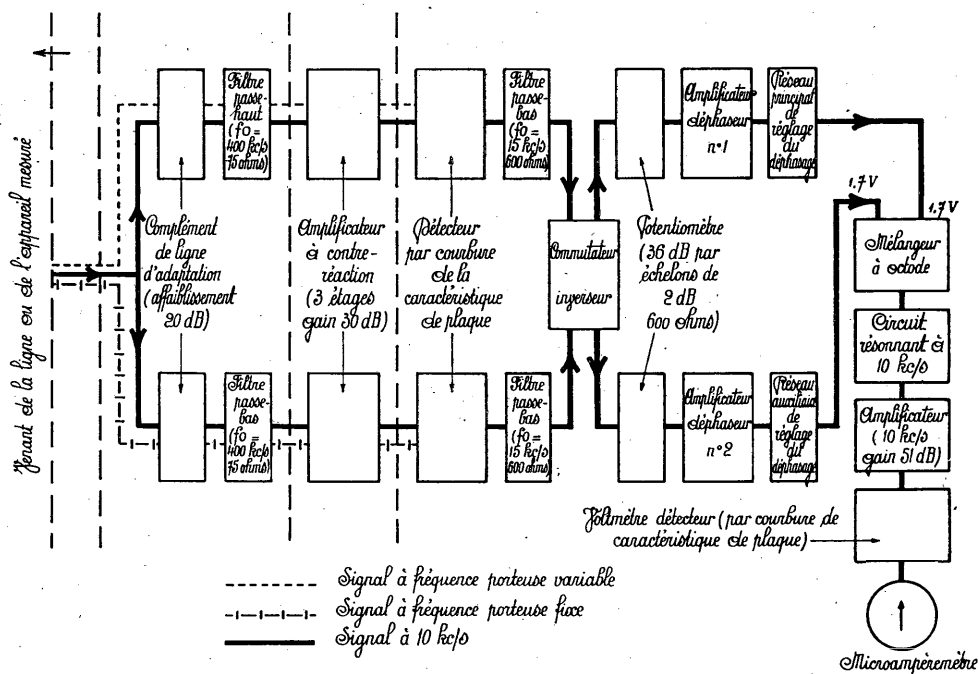


Figure 1 (suite)

Schéma de l'appareil pour la mesure du temps de propagation de groupe (Dispositif récepteur)

- b) un oscillateur engendrant la fréquence de référence. On peut disposer des fréquences 100, 200 et 300 kc/s; on en choisit une au moyen d'un commutateur;
- c) un oscillateur engendrant la fréquence de mesure, variable d'une façon continue de 450 kc/s à 4500 kc/s;
- d) un panneau de modulation et d'amplification.

Les oscillateurs, du type à « résistance négative », sont construits pour donner une tension de sortie maximum de 2,0 volts efficaces dans une résistance de 500 ohms avec un rapport harmoniques-fondamental d'environ 1%. L'oscillateur à 10 kc/s et l'oscillateur qui produit la fréquence de référence sont pourvus de condensateurs d'appoint, placés d'avance dans une position déterminée, qu'on peut régler de la face avant du panneau, de sorte que, si nécessaire, on peut régler la fréquence avec précision par comparaison avec n'importe quelle fréquence étalon dont on dispose.

Le modulateur comprend deux tubes à vide octodes mélangeurs, du type FC4, auxquels on applique la fréquence de mesure et la fréquence de référence. La fréquence modulatrice 10 kc/s est appliquée aux deux tubes à vide par l'intermédiaire d'un transformateur équilibré, de sorte que les deux composantes à 10 kc/s sont déphasées de  $180^\circ$  et les circuits de plaque sont communs. Les deux signaux modulés présents dans le circuit de plaque sont alors amplifiés au moyen d'un amplificateur à contre-réaction à large bande passante construit pour délivrer une tension d'environ 1 volt aux bornes d'une impédance de 75 ohms.

Pour régler la partie émettrice, on amène les oscillateurs de mesure et de référence aux fréquences désirées, et on règle la tension de sortie de chaque oscillateur à 1,4 volt efficace. On peut faire varier le niveau de sortie du modulateur, débitant dans une impédance de 75 ohms, par échelons de 2 décibels au moyen d'un potentiomètre dont le cadran comporte une graduation de 36 décibels, et au moyen d'un affaiblisseur commutable de 20 décibels.

La partie réceptrice comprend:

a) des filtres pour séparer les fréquences de mesure et de référence. Un filtre passe-bas à 400 kc/s et un filtre passe-haut à 400 kc/s, chacun précédé d'un complément de ligne non réactif, ont leurs entrées branchées en parallèle, mais leurs sorties sont séparées. Le complément de ligne non réactif est inséré en vue d'adapter les impédances, afin de terminer exactement le réseau mesuré sur une impédance de 75 ohms, et il introduit un affaiblissement de 20 décibels dans chaque voie.

b) deux amplificateurs à contre-réaction — c'est-à-dire un à la suite de chaque filtre — pour fournir un gain de 30 décibels.

c) le panneau démodulateur. Il comprend deux tubes à vide détecteurs avec des filtres passe-bas à 15 kc/s dans chaque circuit de plaque, de sorte qu'on obtient deux signaux à 10 kc/s. Le déphasage entre ces deux signaux sera  $(180 \pm \varphi)$  degrés, où  $\varphi$  est la différence de phase entre les signaux aux fréquences de mesure et de référence appliqués aux grilles des tubes à vide détecteurs. On a la possibilité de commuter un réseau de condensateurs et de résistances dans l'un ou l'autre circuit, de sorte qu'on peut déplacer de  $\varphi^\circ$

la phase d'un des signaux à 10 kc/s pour amener les deux signaux à être exactement déphasés de  $180^\circ$ . On dispose aussi d'une commande de l'amplitude, de sorte qu'on peut régler les deux signaux à 10 kc/s au même niveau, et l'équilibre final apparaît sur un petit indicateur. Cet indicateur comprend un tube à vide octode mélangeur auquel sont appliqués les deux signaux à 10 kc/s, suivi par deux étages d'amplification et par un tube détecteur par courbure de la caractéristique de plaque, avec un microampèremètre dans son circuit de plaque. On peut faire varier par échelons le gain de l'amplificateur pour augmenter la sensibilité de l'indicateur. On règle donc successivement les commandes d'amplitude, de déphasage et de sensibilité jusqu'à obtenir un équilibre final.

Le temps de propagation de groupe du réseau mesuré est proportionnel à la variation de déphasage  $\varphi^\circ$  indiquée par la variation de capacité du réseau déphaseur inséré sur la voie à 10 kc/s. Les parties constitutives des deux équipements émetteur et récepteur auront, bien entendu, un temps de propagation de groupe qui n'est pas constant dans toute la bande de fréquences utilisée, et si l'on ne fait pas de mesures sur une boucle, on doit tenir compte de ce temps de propagation résiduel. Des étalonnages sont prévus dans ce but, mais si on peut faire une mesure sur une boucle et si une extrême précision est nécessaire, on peut se dispenser des étalonnages servant à déterminer ce temps de propagation de groupe résiduel et il suffit de noter la variation du temps de propagation de groupe quand on insère le réseau à mesurer.

*Intervalle de mesure et précision.* — L'appareil a été construit pour mesurer une différence entre le temps de propagation de groupe à la fréquence de mesure et le temps de propagation de groupe à la fréquence de référence d'au moins 10 microsecondes à toute fréquence.

Le cadran du condensateur, gradué de 0 à 180 degrés, est muni d'un vernier de sorte qu'on peut faire des lectures sur ce cadran à 0,1 division de cette échelle près, ce qui correspond approximativement à 0,005 microseconde.

Les premières mesures faites indiquent qu'on peut obtenir une précision meilleure que 0,1 microseconde.

*Remarque.* — La méthode décrite ci-dessus pour la mesure du temps de propagation de groupe s'est révélée satisfaisante en pratique, bien que des améliorations ultérieures de l'appareillage actuel se soient montrées désirables pour vaincre les défauts du premier appareil construit en 1939 et pour améliorer la précision.

---

## ANNEXE 12

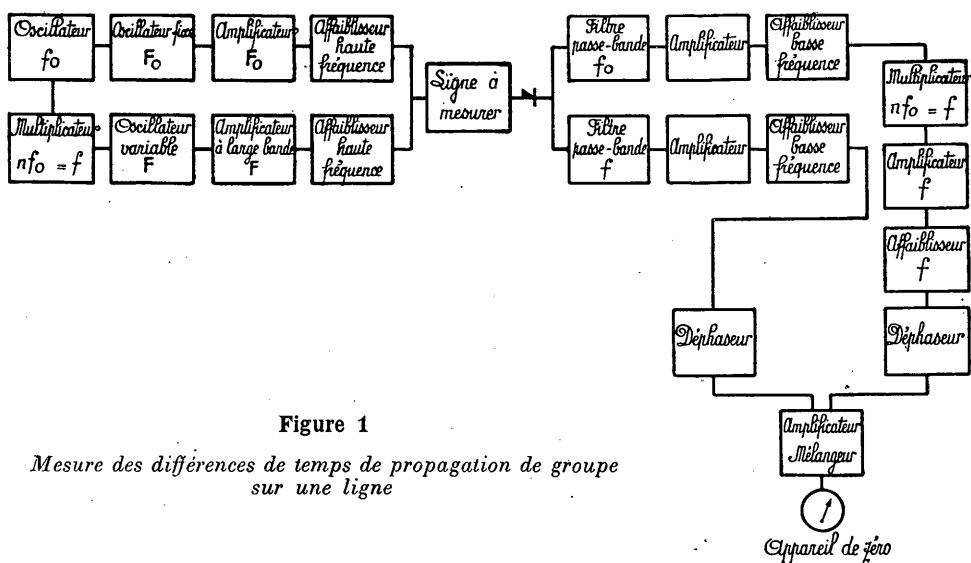
### MÉTHODE DE MESURE DU TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE ENTRE EXTRÉMITÉS ÉLOIGNÉES D'UN CIRCUIT.

(Note de l'Administration française des Téléphones)

La méthode en cours d'expérimentation dans le cas de mesures entre extrémités éloignées d'un circuit est exposée ci-après.

La fréquence de référence  $F_0$  (voir la figure 1) et la fréquence variable  $F$  sont modulées respectivement en amplitude par les fréquences  $f_0$  et  $f$ .

$f_0$  et  $f$  ont une valeur assez basse pour que, dans le plus grand des intervalles  $F_0 - f_0$ ,  $F_0 + f_0$ , ou  $F - f$ ,  $F + f$ , les variations d'affaiblissement et de temps de propagation de groupe soient négligeables. Afin d'assurer une relation de phase constante entre les deux fréquences de modulation,  $f$  est obtenue par multiplication de  $f_0$ ; en d'autres termes, l'on a  $f = f_0 \times n$ .



Les deux ondes modulées sont appliquées à la ligne à mesurer. A la réception, les deux ondes sont détectées, les fréquences de modulation  $f_0$  et  $f$  séparées par des filtres, et la fréquence  $f_0$  est multipliée par le facteur  $n$ . On mesure le déphasage  $\Delta\phi$  entre les deux ondes de même fréquence ainsi obtenues.

Si l'enveloppe de la fréquence  $F_0$  se présente, à l'entrée de la ligne, sous la forme  $I_0 \sin(\omega_0 t + \alpha)$  en posant:  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , elle s'exprime à la sortie,

après détection et filtrage, par  $I'_0 \sin (\omega_0 t + \alpha + \beta - \theta_0)$ , le temps de propagation de groupe étant égal, pour cette fréquence, à  $\tau_0 = \frac{\theta_0}{\omega_0}$ . La multiplication que l'on impose à la fréquence  $f_0$  après détection produit un courant

$$I''_0 \sin [n (\omega_0 t - \theta_0) + n (\alpha + \beta)] = I''_0 \sin (\omega t - \varphi + \gamma)$$

en désignant par  $\gamma$  l'ensemble des déphasages fixes introduits par les divers appareils et en posant

$$\omega = n\omega_0 = 2\pi f, \varphi_0 = n\theta_0$$

Le temps de propagation de groupe afférent à la fréquence  $F_0$  s'exprime alors par la formule:

$$\tau_0 = \frac{\varphi_0}{\omega}$$

L'enveloppe de la fréquence  $F$  se présente à l'entrée de la ligne sous la forme:

$$I \sin n (\omega_0 t + \alpha) = I \sin (\omega t + n\alpha)$$

A la sortie, après détection et filtrage, elle s'exprime par:  $I' \sin (\omega t - \varphi + \delta)$ . Le temps de propagation de groupe correspondant à la fréquence  $F$  s'exprime par:

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega}$$

Le déphasage entre les courants  $I'$  et  $I''$  est égal à  $(\varphi - \varphi_0 + \gamma - \delta)$ . C'est cette grandeur qui est accessible à la mesure. La rotation de phase  $(\gamma - \delta)$  est constante pour toutes les valeurs de  $F_0$  ou de  $F$ . On l'élimine par tarage. On en déduit la valeur de

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\varphi}{\omega}$$


---

## ANNEXE 13

### **DISPOSITIF DE MESURE DE LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ UTILISÉ PAR L'ADMINISTRATION SUISSE DES TÉLÉPHONES DANS LES SYSTÈMES A 12 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLES**

L'équipement de mesure pour les stations de répéteurs intermédiaires décrit dans l'annexe 1 ci-dessus, permet de mesurer (entre autres) le niveau de l'onde pilote à 60 kc/s qui, en Suisse, est envoyée sur chaque système à courants porteurs; comme il faut un circuit sélectif à 60 kc/s pour effectuer cette mesure, on a prévu la mesure de la distorsion de non-linéarité (3<sup>me</sup> harmonique) à la fréquence de 20 kc/s. Cette fréquence de 20 kc/s est engendrée par un oscillateur interne dont le niveau de sortie peut varier de + 2 à — 4 népers. On mesure le 3<sup>me</sup> harmonique au moyen de l'équipement sélectif de mesure précité, qui présente les caractéristiques suivantes:

sélectivité: — 3 népers pour  $\pm 1,5$  kc/s d'écart par rapport à 60 kc/s;  
exactitude:  $\pm 0,04$  néper;  
étalonnage au moyen d'un oscillateur interne de 60 kc/s;  
impédance d'entrée  $> 5000$  ohms.

---

## ANNEXE 14

### **DISPOSITIF DE MESURE DE LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ SUR DES SYSTÈMES A 12 VOIES TÉLÉPHONIQUES SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLES, UTILISÉ AU MEXIQUE PAR LA SOCIÉTÉ TELÉFONOS DE MEXICO**

L'hypsomètre sélectif utilisé au Mexique (voir la figure 1), décrit dans l'annexe 2 ci-dessus, sert aussi à mesurer la distorsion de non-linéarité, soit de la ligne haute fréquence entière, soit d'un répéteur quelconque considéré isolément. Dans ce cas, la ligne haute fréquence mesurée doit être retirée du service et remplacée par une ligne de réserve. A la station extrême on envoie sur la ligne une onde sinusoïdale de fréquence égale à 9,33 kc/s (ou comme alternative 14 kc/s), au niveau absolu + 2 népers. Si l'on émet une onde à la fréquence 9,33 kc/s, *le troisième harmonique* de cette fréquence est 28 kc/s, et dans le cas où l'on émet une onde à 14 kc/s, *le second harmonique* est aussi 28 kc/s.

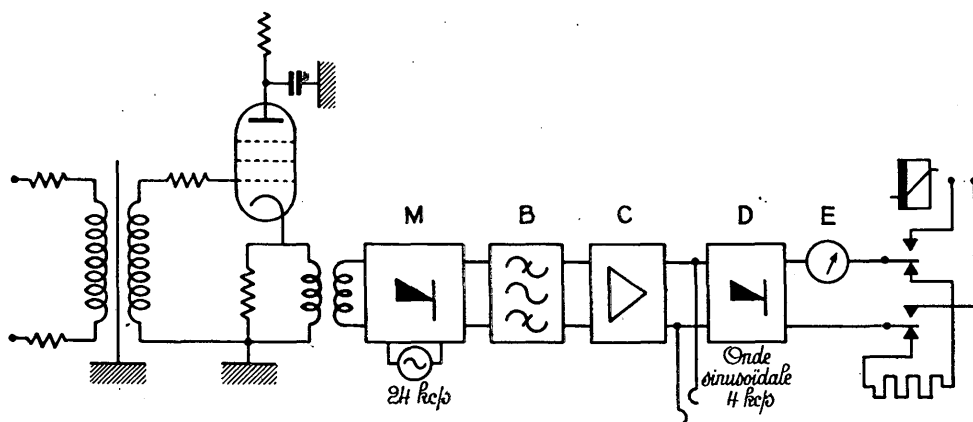


Figure 1

*Hypsomètre sélectif employé au Mexique par la Société Téléfonos de Mexico*

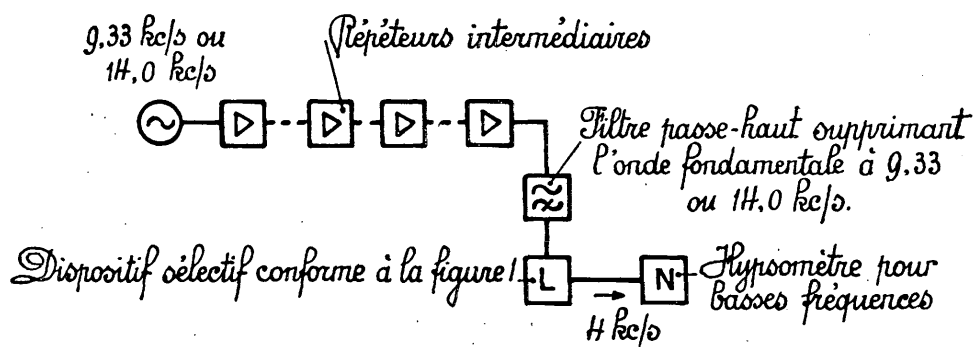


Figure 2

*Mesure de la distorsion de non-linéarité de la ligne haute-fréquence entière*

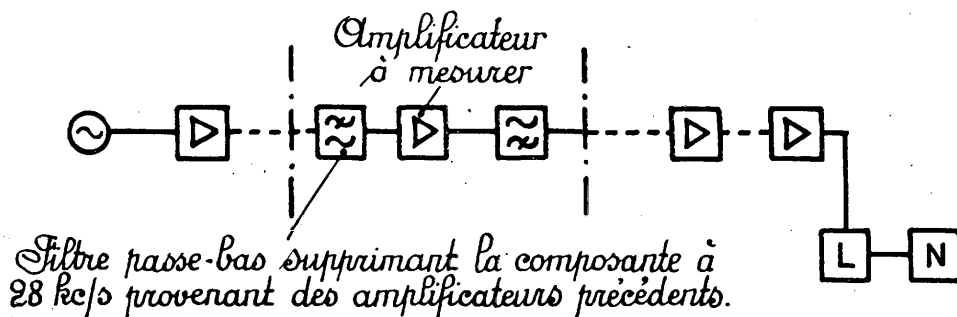


Figure 3

*Mesure de la distorsion de non-linéarité d'un amplificateur particulier*

Si l'on doit mesurer toute la chaîne d'amplificateurs d'une section de ligne, le montage est conforme à la figure 2. Un filtre passe-haut est inséré entre la sortie de la ligne haute fréquence et le dispositif sélectif, afin d'éliminer la composante fondamentale à 9,33 ou 14,0 kc/s. L'onde sinusoïdale à 4 kc/s provenant du dispositif sélectif est mesurée avec un hypsomètre ordinaire. On obtient alors la distorsion harmonique sous forme de l'écart logarithmique (en népers) entre le fondamental et l'harmonique considéré (affaiblissement de distorsion harmonique d'ordre 3 ou 2 suivant le cas). Si l'on doit faire les mesures sur un amplificateur particulier, on emploie le montage représenté par la figure 3. Dans ce cas, un filtre passe-bas, inséré avant l'amplificateur mesuré, élimine les harmoniques produits par la non-linéarité des amplificateurs placés entre la station terminale et l'amplificateur considéré. On insère après cet amplificateur un filtre passe-haut, qui arrête la fréquence fondamentale et permet seulement à l'harmonique de fréquence 28 kc/s d'être transmis jusqu'à l'autre station terminale éloignée, où il est mesuré de la façon indiquée ci-dessus.

Il est intéressant de remarquer qu'on peut mesurer la distorsion de non-linéarité de n'importe quel amplificateur de ligne à partir de la station terminale ou d'une station directrice.

La précision de la méthode est satisfaisante. On peut mesurer des harmoniques dont le niveau est aussi bas que 9 népers au-dessous du niveau du fondamental avec une précision de  $\pm 0,1$  à  $\pm 0,2$  néper, précision qui s'est montrée tout à fait satisfaisante.

---

## ANNEXE 15

### **APPAREILS DE MESURE DE LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ SUR DES SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS ÉTUDIÉS PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES**

1) *Appareil pour systèmes à 24 voies téléphoniques à courants porteurs.* — Cet appareil est prévu pour le contrôle des amplificateurs des systèmes à 24 voies téléphoniques à courants porteurs.

Il sera associé à l'hypsomètre hétérodyne décrit dans l'annexe 4 ci-dessus.

La fréquence de mesure sera de 16,8 kc/s, produite par un oscillateur contenu dans l'appareil.

Pour un niveau absolu de puissance du fondamental à la sortie de + 2 népers (dans 150 ohms), on devra pouvoir apprécier un affaiblissement de distorsion harmonique de 6 népers correspondant à un niveau absolu de tension des harmoniques de — 4,7 népers.

L'appareil comportera essentiellement un filtre d'entrée pour éliminer les harmoniques de la fréquence 16,8 kc/s, un filtre de sortie pour éliminer le fondamental, et un dispositif d'étalonnage.

L'appareil sera contenu dans un coffret transportable avec possibilité de présentation en « boîtier normalisé type 44 » pour appareils de mesure.

2) *Appareil pour systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales.* — Cet appareil est prévu pour le contrôle des répéteurs pour systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales. Il sera associé à l'hypsomètre hétérodyne pour systèmes à 24 voies téléphoniques sur paires symétriques décrit dans l'annexe 4 ci-dessus.

La fréquence de mesure sera 107,2 kc/s, produite par un oscillateur contenu dans l'appareil.

Pour un niveau absolu de tension du fondamental à la sortie de + 1 néper dans 75 ohms, on devra pouvoir apprécier un affaiblissement de distorsion harmonique de 6 népers.

L'appareil comportera essentiellement un filtre d'entrée pour éliminer les harmoniques de la fréquence 107,2 kc/s, un filtre de sortie pour éliminer le fondamental et un dispositif d'étalonnage.

## ANNEXE 16

### MÉTHODE DE RÉCIPROCITÉ POUR L'ÉTALONNAGE DES MICROPHONES A CONDENSATEUR

*(Mémoire du 22 janvier 1947 de l'American Telephone and Telegraph Company)*

#### 1. INTRODUCTION

Pendant la guerre on a trouvé avantageux dans plusieurs laboratoires, comprenant les Bell Telephone Laboratories, d'adopter un système d'étalonnage des microphones à condensateurs, appelé la « méthode de réciprocité », qui a supplanté la méthode du thermophone précédemment employée. Il y a eu un certain nombre de raisons pour prendre cette décision, qu'il n'y a pas lieu de discuter ici, si ce n'est pour mentionner qu'on a trouvé un accord très satisfaisant entre divers laboratoires travaillant indépendamment, quand on a fait des comparaisons en chaîne.

Un article fondamental sur ce sujet a été publié par R. K. Cook, aux pages 489 à 505 du numéro de novembre 1940 de la revue « Journal of Research, National Bureau of Standards ». Il n'est pas dans l'intention du présent mémorandum de traiter les mêmes questions, mais plutôt de se concentrer sur un aperçu des principes physiques de la méthode.

Ceci s'applique particulièrement à l'établissement du théorème de réciprocité, qui est énoncé, mais n'est pas démontré dans l'article précité, et ceci fournira quelques résultats intermédiaires qui ont été omis dans l'application du théorème.

#### 2. APÉRÇU SUR LA MÉTHODE DE RÉCIPROCITÉ

Sous sa forme la plus simple, la méthode de réciprocité fournit simultanément la caractéristique « efficacité-fréquence » de deux microphones, I et II. Un d'entre eux, par exemple I, doit être capable de fonctionner aussi comme source sonore. Une autre source sonore, III, qui peut être un autre microphone à condensateur, est nécessaire dans une des étapes intermédiaires.

Les caractéristiques obtenues sont des caractéristiques de microphone muni d'un coupleur, c'est-à-dire que les pressions acoustiques sont produites et appliquées aux microphones dans une cavité fermée qui réunit la source sonore au microphone. Le théorème de réciprocité fournit une méthode qui permet de calculer la pression dans le coupleur en fonction de quantités physiques faciles à mesurer. Pour éviter les effets de propagation, tels que la formation d'ondes stationnaires, les dimensions du coupleur doivent être petites par rapport à la longueur d'onde des vibrations sonores dans le gaz contenu dans le coupleur.

Les opérations successives de l'étalonnage sont alors les suivantes:

a) En employant I comme source sonore et II comme microphone, on détermine le rapport de la tension électrique à la sortie du système à la tension d'entrée. Ce rapport est proportionnel au produit des efficacités de I et de II.

b) En employant III comme source sonore, on détermine successivement les tensions électrique à la sortie de I et de II. On divise une de ces tensions par l'autre, ce qui donne le quotient des efficacités de I et de II.

c) Puisqu'on peut calculer le facteur de proportionnalité dans la première opération à partir du théorème de réciprocité, on peut déduire des résultats des opérations a et b, pris simultanément, les efficacités individuelles des microphones I et II.

### 3. LE THÉORÈME DE RÉCIPROCITÉ

Dans un réseau électrique linéaire passif, on peut énoncer comme suit le théorème de réciprocité. Si un générateur d'impédance interne nulle placé dans la branche 1 du réseau fait circuler un certain courant dans la branche 2, un courant de même intensité circulera dans la branche 1 si le générateur est transporté dans la branche 2. Dans un transducteur électro-acoustique les quantités qui sont liées par une relation de réciprocité ne sont pas évidentes intuitivement d'une façon aussi immédiate. On les trouvera ci-après en considérant un microphone à condensateur, d'abord comme une source sonore, et ensuite comme un récepteur de sons.

Le but dans le premier cas est de trouver la variation du volume (capacité cubique) du condensateur quand on applique à ses armatures une petite augmentation de différence de potentiel; ceci est fait au paragraphe 3-1 ci-après. Dans le second cas, on cherche la quantité de charge électrique qui est amenée à s'écouler du condensateur quand on applique au diaphragme une petite augmentation de pression acoustique; ceci est discuté au paragraphe 3-2 ci après. Les résultats obtenus dans ces paragraphes démontrent le théorème de réciprocité. On les énonce alors de nouveau, cette fois en fonction de l'efficacité de l'appareil utilisé comme microphone (voir le paragraphe 3-3 ci-après). Les autres paragraphes décrivent le principe de l'étalonnage.

Il sera évident d'après le caractère des approximations faites ci-après que toutes les variations considérées, variations de différence de potentiel, de charge électrique, de capacité, de déplacement, etc., sont limitées à des valeurs assez faibles pour qu'on puisse considérer le microphone à condensateur comme un dispositif linéaire. Dans ces conditions, une méthode d'approche du problème naturelle et rapide consiste dans l'emploi de relations énergétiques généralisées, sous forme d'équations différentielles, pour fournir les équations du mouvement du diaphragme. Une autre méthode d'approche du problème est celle des analogies entre les systèmes électro-acoustiques et les réseaux électriques; c'est, bien entendu, la même méthode sous une forme différente. On peut aussi déduire directement les équations cherchées des formules qui donnent la capacité et la force d'attraction électrostatique entre les armatures d'un condensateur à armatures planes parallèles. C'est cette dernière méthode qui a été choisie; le calcul algébrique est plus fastidieux,

mais la nature des considérations physiques qui interviennent peut être plus apparente.

### 3-1 *Emploi de l'appareil comme source sonore*

Considérons la figure 1 *a* ci-après, où une batterie de polarisation de force électromotrice  $E$  est reliée à une armature du microphone, et où  $C$  est la capacité du microphone à condensateur. Si  $D$  est la distance entre les armatures parallèles du condensateur, la pression électrostatique (force par unité de surface) qui s'exerce entre les armatures est :

$$F = \frac{E^2}{8\pi D^2} \text{ baryes (dynes/cm}^2\text{)}$$

Supposons maintenant que la différence de potentiel entre les armatures augmente de  $e$ . Ceci augmentera la force d'attraction et aura pour effet que le diaphragme se rapprochera de l'armature fixe. La diminution de la distance entre les armatures, à son tour, augmente encore davantage la force. Le mouvement continuera jusqu'à ce qu'il soit arrêté par les forces élastiques développées dans le diaphragme. A l'équilibre, le déplacement du diaphragme sera  $d_1$  centimètres, et la pression électrostatique

$$F + f_1 = \frac{(E + e)^2}{8\pi (D - d_1)^2}$$

L'augmentation de pression électrostatique,  $f_1$ , est

$$f_1 = \frac{(E + e)^2}{8\pi (D - d_1)^2} - F = \frac{E^2}{8\pi D^2} \left[ \frac{\left(1 + \frac{e}{E}\right)^2}{\left(1 - \frac{d_1}{D}\right)^2} - 1 \right]$$

La force totale qui s'exerce sur la surface entière du diaphragme  $A$  est alors  $Af_1$  dynes. Ceci concorde avec la valeur  $d_1$  centimètres du déplacement si

$$d_1 = KA f_1$$

la constante  $K$  étant définie comme la quantité dont le diaphragme se déplace sous l'application d'une force de une dyne. En substituant dans cette équation la valeur trouvée ci-dessus pour  $f_1$  on a :

$$\frac{d_1}{KA} = \frac{E^2}{8\pi D^2} \left[ \frac{(1 + e/E)^2}{(1 - d_1/D)^2} - 1 \right]$$

Il faut résoudre cette équation par rapport à  $d_1$ . En développant les expressions qui figurent dans la parenthèse, en effectuant la division et en négligeant les termes d'ordre supérieur au premier en  $e/E$  et  $d_1/D$  on trouve :

$$\frac{d_1}{KA} = \frac{E^2}{8\pi D^2} \left[ 2 \frac{e}{E} + 2 \frac{d_1}{D} \right]$$

ou en ordonnant :

$$d_1 = \frac{KA E e}{4\pi D^2 \left(1 - \frac{KA E^2}{4\pi D^3}\right)} \text{ cm}$$

Avant l'application de la tension  $e$  le volume du condensateur était égal à  $AD$  centimètres cubes. L'application de  $e$  fait varier le volume d'une petite quantité  $v$  avec

$$v = A d_1$$

ou

$$v = \frac{KA^2 E}{4\pi D^2 \left(1 - \frac{KA E^2}{4\pi D^3}\right)} e \text{ cm}^3$$

La capacité du condensateur (valeur au repos) est, en négligeant l'effet des bords :

$$C = \frac{A}{4\pi D} \text{ unités électrostatiques,}$$

de sorte que :

$$v = \frac{4\pi KC^2 E}{1 - \frac{KCE^2}{D^2}} e \text{ cm}^3$$

### 3-2. *Emploi de l'appareil comme microphone*

Considérons la figure 1 *b* ci-après, et admettons qu'une onde acoustique progressive plane ébranle le diaphragme, produisant une petite augmentation de pression,  $p$ . Le diaphragme se déplace, et comme la distance entre les armatures décroît, la force attractive électrostatique produite par la batterie de polarisation augmente. La combinaison de la pression acoustique et de l'attraction électrostatique entraîne le diaphragme vers l'armature opposée jusqu'à ce que les forces élastiques développées dans le diaphragme limitent le mouvement. Le déplacement est alors  $d_2$  centimètres, avec

$$d_2 = KA (p + f_2)$$

le coefficient  $K$  (« compliance ») ayant la même valeur qu'au paragraphe 3-1 ci-dessus.

(Le fait que le diaphragme est encastré sur ses bords, et par suite ne peut pas se déplacer à la façon d'un piston, peut faire naître quelques doutes sur ce point. Le mode de flexion du diaphragme lui donne, bien entendu, une forme beaucoup plus compliquée que celle d'un piston. Mais si la force est appliquée uniformément sur le diaphragme à la fois quand c'est une force électrostatique et quand c'est une force acoustique, le mouvement qui en résulte est le même, et on peut considérer que  $K$  est le même, bien que  $K$  soit une fonction de la position du point du diaphragme où l'on mesure le déplacement. Toutefois, la grandeur  $d$  utilisée dans les formules est une sorte de valeur moyenne,

dont l'emploi se justifie parce qu'elle est petite par rapport à D. Le coefficient K est fonction de la charge acoustique aussi bien que des propriétés mécaniques du diaphragme.)

Quand on emploie l'appareil comme microphone, l'augmentation  $f_2$  de la force d'attraction électrostatique est donnée par

$$F + f_2 = \frac{E^2}{8\pi (D - d_2)^2}$$

puisque le potentiel de polarisation est maintenu constant. En faisant les mêmes approximations que ci-dessus:

$$f_2 = \frac{E^2 d_2}{4\pi D^3} \text{ dynes}$$

on obtient alors  $d_2$  en résolvant l'équation:

$$d_2 = KA \left( p + \frac{E^2 d_2}{4\pi D^3} \right)$$

ce qui donne:

$$d_2 = \frac{KA p}{1 - \frac{KAE^2}{4\pi D^3}}$$

Ce déplacement augmente la capacité du condensateur, puisque les armatures se sont rapprochées. La capacité passe de la valeur

$$C = \frac{A}{4\pi D}$$

à la valeur

$$\begin{aligned} C + C_0 &= \frac{A}{4\pi (D - d_2)} = \frac{A}{4\pi D \left( 1 - \frac{d_2}{D} \right)} \\ &= C \left[ 1 + \frac{d_2}{D} + \left( \frac{d_2}{D} \right)^2 + \dots \right] \end{aligned}$$

d'où approximativement:

$$C_0 = C \frac{d_2}{D}$$

La variation de capacité entraîne une variation de charge électrique de la valeur  $Q = CE$  à la valeur

$$Q + q = (C + C_0) E$$

La variation de charge électrique est alors:

$$q = C_0 E$$

En substituant les valeurs de  $C_0$  et  $d_2$  données par les formules ci-dessus, on obtient :

$$q = \frac{\text{CE}}{\text{D}} d_2$$

$$q = \frac{\text{KACE}}{D \left( 1 - \frac{\text{KAE}^2}{4\pi D^3} \right)} p$$

ou en utilisant la relation  $A = 4 \pi DC$

$$q = \frac{4\pi KC^2 E}{1 - \frac{KCE^2}{D^2}} p \text{ unités électrostatiques}$$

### 3-3. Expression des relations de réciprocité en fonction de l'efficacité de l'appareil employé comme microphone

Les deux paragraphes ci-dessus se terminaient par les relations suivantes :

$$\rho = \frac{4\pi KC^2 E}{1 - \frac{KCE^2}{D^2}} e.$$

$$q = \frac{4\pi KC^2 E}{1 - \frac{KCE^2}{D^2}} p$$

Les coefficients sont identiques. Les quantités entre lesquelles il y a réciprocité pour un microphone à condensateur sont donc:

quand l'appareil est employé comme source sonore,  
e comme cause, o comme effet;

quand l'appareil est employé comme récepteur de sons,  
 $p$  comme cause,  $q$  comme effet;

ou, d'une façon plus générale,

si, quand l'appareil est utilisé comme récepteur de sons, on a

$$q = tp$$

alors, quand l'appareil est employé comme source sonore, on a

$$\nu = te$$

où la constante  $t$  est la même dans les deux cas.

L'opération suivante consiste à exprimer sous une nouvelle forme les relations de réciprocité, en fonction de l'efficacité du microphone à condensateur quand il est employé comme microphone. Ceci revient à trouver l'expression de  $t$  en fonction de l'efficacité. Sous cette forme, on trouvera que le

coefficient K (« compliance ») qu'il peut être incommode d'employer directement, disparaît dans une nouvelle définition de la capacité du condensateur. La nouvelle grandeur ainsi définie sera, comme on pouvait s'y attendre par intuition, la capacité dynamique.

L'efficacité  $r$  d'un microphone à condensateur est définie par l'expression

$$r = \frac{\text{variation de la différence de potentiel à circuit ouvert aux bornes de l'appareil}}{\text{variation de pression appliquée au diaphragme}}$$

Le concept de différence de potentiel « à circuit ouvert » demande aussi à être défini. On admet que la batterie de polarisation est reliée à l'armature du condensateur par l'intermédiaire d'une résistance si grande qu'on peut la considérer comme infinie. Dans de telles conditions aucune charge électrique ne peut se déplacer. Quand l'application d'une pression acoustique entraîne un déplacement du diaphragme tel que la capacité croisse de la valeur  $C$  à la valeur  $C + C'_0$ , la différence de potentiel doit décroître de la valeur  $E$  à la valeur  $E - e'$  pour que la charge puisse conserver la valeur constante  $Q$ . La variation  $e'$  de la différence de potentiel est par définition la différence de potentiel « à circuit ouvert » produite par l'onde sonore. Avant l'application de l'onde sonore au diaphragme du microphone, on a :

$$E = \frac{Q}{C}$$

Après l'application de cette onde, on a :

$$\begin{aligned} E - e' &= \frac{Q}{C + C'_0} = \frac{EC}{C + C'_0} \\ &= E (1 - C'_0/C + \dots) \end{aligned}$$

ou approximativement

$$e' = \frac{EC'_0}{C}$$

L'efficacité est donc

$$r = \frac{e'}{p} = \frac{EC'_0}{pC}$$

La valeur de  $C'_0$  n'est pas tout à fait égale à celle de  $C_0$ , qui est la variation de la capacité quand on emploie l'appareil comme microphone, mais on peut trouver la relation qui existe entre ces deux grandeurs. Soit  $d_3$  centimètres le déplacement du diaphragme dans les conditions où l'on a défini la différence de potentiel « à circuit ouvert »,  $C'_0$  est reliée à ce déplacement par la relation :

$$C + C'_0 = \frac{A}{4\pi(D - d_3)} = \frac{C}{1 - \frac{d_3}{D}}$$

ou, en faisant la même approximation que ci-dessus :

$$C'_0 = C \frac{d_3}{D}$$

Dans ce cas le déplacement est dû seulement à la pression acoustique puisque la charge reste constante, que le potentiel décroît et qu'il n'y a pas d'accroissement de la force électrostatique qui pourrait favoriser ce déplacement. On a donc

$$d_3 = KA p$$

Quand on emploie l'appareil comme microphone, le déplacement est plus grand, puisqu'il est favorisé par l'accroissement de la force électrostatique. On a trouvé au paragraphe 3-2 ci-dessus que le déplacement  $d_2$  était donné par la formule:

$$d_2 = \frac{KA p}{1 - \frac{KAE^2}{4\pi D^3}}$$

Par suite:

$$d_3 = \left(1 - \frac{KAE^2}{4\pi D^3}\right) d_2$$

La variation correspondante de capacité, quand on employait l'appareil comme microphone, était, d'après le paragraphe 3-2 ci-dessus:

$$C_0 = C \frac{d_2}{D}$$

d'où

$$C'_0 = \frac{d_3}{d_2} C_0$$

L'efficacité à circuit ouvert peut donc s'écrire sous la forme suivante:

$$r = \frac{EC'_0}{p C} = \frac{EC_0}{p C} \times \frac{d_3}{d_2}$$

Mais, quand on emploie l'appareil comme microphone, la charge qui s'écoule dans le circuit sous l'effet de la pression  $p$  est

$$q = EC_0$$

Par suite, on peut exprimer l'efficacité à circuit ouvert en fonction de la charge qui s'écoule quand on emploie l'appareil comme microphone:

$$r = \frac{q}{p C} \frac{d_3}{d_2}$$

En modifiant l'ordre des facteurs et en introduisant la valeur de  $d_3/d_2$  donnée ci-dessus, on obtient:

$$q = \frac{r C p}{1 - \frac{KAE^2}{4\pi D^3}}$$

Où, en utilisant comme ci-dessus la relation  $A = 4 \pi DC$ ,

$$q = \frac{r C p}{1 - \frac{KCE^2}{D^2}}$$

L'expression qui figure au dénominateur s'est introduite parce qu'on a tenu compte dans l'exposé ci-dessus de l'augmentation de la force d'attraction électrostatique qui a résulté du mouvement du diaphragme. Il est commode de modifier en conséquence la définition de la capacité du microphone, qui devient

$$C' = \frac{C}{1 - (KCE^2/D^2)}$$

On a, en fonction de  $C'$ ,

$$q = r C' p \quad \text{unités électrostatiques}$$

Ayant obtenu cette relation entre  $q$  et  $p$ , pour l'appareil employé comme microphone, le théorème de réciprocité donne immédiatement la formule suivante, dans le cas où l'appareil est employé comme source sonore

$$v = r C' e \quad \text{cm}^3$$

Jusqu'ici on a établi les formules dans le cas de variations lentes de certains paramètres, les autres restant constants. Toutefois les considérations exposées ci-dessus sont compatibles avec l'établissement de ces formules sous forme dynamique, et par suite les grandeurs  $p$ ,  $e$ ,  $v$ , etc., peuvent être considérées comme des grandeurs complexes  $p e^{i\omega t}$  dépendant de la fréquence. Le coefficient  $K$ , qui exprime les propriétés mécaniques du diaphragme, comprenant sa raideur et son amortissement, dépendra de la fréquence et, par suite, la capacité dynamique  $C'$  représentera la valeur mesurée à la fréquence considérée.

On peut alors continuer à établir les étapes successives de l'étalonnage.

#### 4. PRESSION PRODUITE DANS UN COUPLEUR FERMÉ

Considérons, conformément à la figure 2, un microphone à condensateur terminé par une chambre fermée, ayant un volume  $V$  et contenant un gaz à la pression statique  $B$ , habituellement égale à la pression atmosphérique. L'application d'une petite différence de potentiel additionnelle  $e$  produit une variation du volume égale à  $v$  centimètres cubes, l'expression de  $v$  ayant été donnée ci-dessus.

La variation de volume produit une variation de pression  $p$  dans le coupleur. Les volumes et les pressions sont reliés par la relation suivante, applicable aux gaz:

$$(B + p) (V + v)^\gamma = BV^\gamma$$

où  $\gamma$  est le rapport de la chaleur spécifique à pression constante à la chaleur spécifique à volume constant. Dans le cas de l'air,  $\gamma = 1,41$ . L'emploi de cette

relation suppose que la variation de volume se produit adiabatiquement, sans gain ou perte de chaleur. On déduit de cette relation :

$$p = \frac{BV^\gamma}{(V + v)^\gamma} - B = B \left[ \frac{1}{\left(1 + \frac{v}{V}\right)^\gamma} - 1 \right]$$

$$= B \left[ 1 - \gamma \frac{v}{V} + \text{des termes en } \left(\frac{v}{V}\right)^2 \text{ et puissances plus élevées de } \left(\frac{v}{V}\right) - 1 \right]$$

En négligeant  $\frac{v^2}{V^2}$  et les puissances plus élevées de  $\frac{v}{V}$ , on a  $p = -\gamma \frac{B}{V} v$   
et puisque  $v = r C' e$

$$p = -\frac{\gamma B r C'}{V} e$$

où  $r$  est l'efficacité de l'appareil employé comme microphone.

##### 5. DÉTERMINATION DU PRODUIT DE DEUX EFFICACITÉS

Le résultat obtenu ci-dessus permet de déterminer le produit des efficacités de deux microphones. Supposons, d'après la figure 3, que le microphone I est utilisé comme source sonore et qu'il est couplé au microphone II par une chambre de volume  $V$ . Une différence de potentiel additionnelle  $e'_1$ , appliquée au microphone produit une pression  $p$  dans le coupleur. Ceci produit une différence de potentiel à circuit ouvert  $e'_2$  aux bornes du microphone II. D'après la définition de l'efficacité  $e'_2 = r_2 p$ .

Mais l'on a

$$p = -\frac{\gamma B r_1 C'_1}{V} e'_1$$

de sorte que

$$e'_2 = -\frac{\gamma B C'_1}{V} r_1 r_2 e'_1 \text{ unités C. G. S.}$$

ou

$$r_1 r_2 = -\frac{V}{\gamma B C'_1} \frac{e'_2}{e'_1} \text{ unités C. G. S.}$$

##### 6. DÉTERMINATION DU RAPPORT DE DEUX EFFICACITÉS

Conformément à la figure 4, on utilise la même source sonore III pour actionner le microphone I, puis le microphone II, en employant le même coupleur et en appliquant la même force électromotrice  $e_3$ . Le rapport des efficacités des deux microphones est donné par le rapport des tensions de sortie

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{e_1}{e_2}$$

## 7. EXPRESSION DES EFFICACITÉS EN UNITÉS C. G. S.

On déduit alors les valeurs individuelles des efficacités de leur produit et de leur rapport, ce qui donne :

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \sqrt{-\frac{V}{\gamma BC'_1} \times \frac{e'_2}{e'_1} \times \frac{e_1}{e_2}} \\ r_2 &= \sqrt{-\frac{V}{\gamma BC'_1} \times \frac{e'_2}{e'_1} \times \frac{e_2}{e_1}} \end{aligned} \right\} \text{unités C. G. S.}$$

(Le signe moins ne présente d'intérêt que si l'on mesure les phases des forces électromotrices.)

## 8. EXPRESSION DES EFFICACITÉS EN UNITÉS USUELLES

Les formules ci-dessus ont été exprimées tout au long en unités C.G.S. Les unités habituelles pour exprimer les efficacités sont des unités hybrides, les unités électriques appartenant au système pratique et les unités mécanique (longueur, force, etc...) au système C.G.S. Une efficacité s'exprime sur cette base en volts par barye (volts par dyne par centimètre carré). Si le nombre qui exprime une efficacité en unités électrostatiques C.G.S. est  $r_0$  le nombre  $r$  qui exprime la même efficacité en unités hybrides est

$$r = \frac{c}{10^8} r_0$$

où  $c$  est le rapport de l'unité électromagnétique de charge électrique à l'unité électrostatique ( $c \simeq 3 \cdot 10^{10}$ ).

De même, si le nombre qui représente une capacité en unités électrostatiques est  $C_0$ , le nombre  $C$  qui représente la même capacité en farads est

$$C = \frac{10^9}{c^2} C_0 \quad \text{farads}$$

Les formules du paragraphe 7 ci-dessus deviennent alors en unités hybrides

$$r_1 = \frac{c}{10^8} \sqrt{-\frac{V}{\gamma BC'_1} \times \frac{10^9}{c^2} \times \frac{e'_2}{e'_1} \times \frac{e_1}{e_2}}$$

ou

$$r_1 = \sqrt{-\frac{10^{-7} V}{\gamma BC'_1} \times \frac{e'_2}{e'_1} \times \frac{e_1}{e_2}} \quad \text{volts/barye}$$

et

$$r_2 = \sqrt{-\frac{10^{-7} V}{\gamma BC'_1} \times \frac{e'_2}{e'_1} \times \frac{e_2}{e_1}} \quad \text{volts/barye}$$

Les figures 1 à 4 ci-dessous représentent les étapes successives de l'étalonnage d'un microphone à condensateur par la méthode de réciprocité

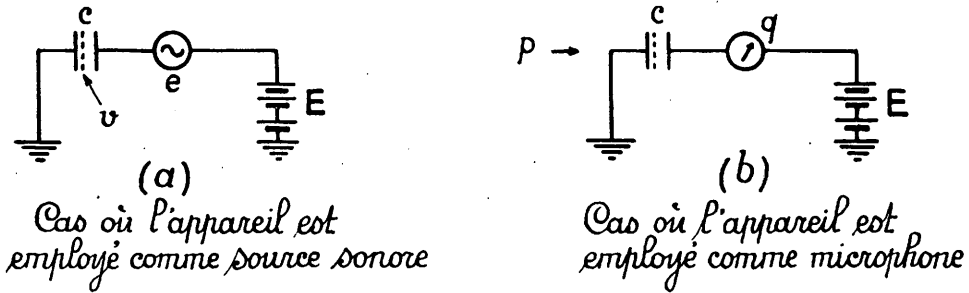


Figure 1

Le théorème de réciprocité

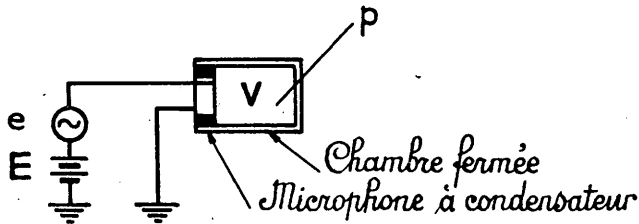


Figure 2

Pression produite dans une chambre fermée

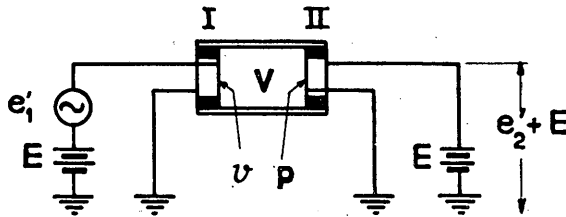


Figure 3

Détermination du produit des efficacités de deux microphones

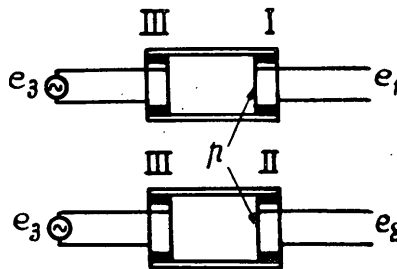


Figure 4

Détermination du rapport des efficacités de deux microphones

On peut remarquer aussi que la formule du paragraphe 3-3 donnant la relation entre la variation de volume et la force électromotrice devient en unités hybrides:

$$v = 10^7 r C' e \text{ cm}^3$$

Cette expression mise sous cette forme a été prise comme point de départ dans l'article de R. K. Cook cité ci-dessus.

## 9. CONCLUSION

Les formules qui donnent les efficacités des microphones indiquent que la précision des résultats dépend de la mesure de rapports de tensions, du volume intérieur du coupleur, d'une capacité, de la pression atmosphérique ou de la pression d'un gaz autre que l'air, et de la connaissance de la constante  $\gamma$  pour le gaz employé. On peut obtenir toutes ces données par des méthodes directes. On doit cependant tenir compte d'autres considérations physiques, qui sont indiquées dans une certaine mesure par les diverses approximations faites au cours de l'établissement des formules. En particulier les déplacements relatifs du diaphragme, les variations de tension électrique, les variations de pression, etc., doivent être des quantités assez petites pour que les systèmes puissent être considérés comme linéaires. On a aussi omis d'entrer dans le détail de certaines réactions qui se produisent en réalité, telles que le fait que, quand ils sont réunis par un coupleur, les diaphragmes des deux microphones se déplacent. Ces facteurs constituent des limitations aux conditions d'expérience qui sont discutées dans l'article déjà cité de Cook. Dans certaines circonstances, on fait encore d'autres corrections qui n'ont pas encore été publiées. Toutefois, les conditions pratiques de fonctionnement de la plupart des microphones à condensateur sont bien adaptées aux exigences de cette méthode.

---

## ANNEXE 17

### TRACÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE DE FONCTIONNEMENT D'UN MICROPHONE AUX DIVERSES FRÉQUENCES, A L'AIDE DE L'AUDIOGRAPHE

On peut utiliser l'audiographe pour tracer la caractéristique de fonctionnement d'un microphone aux diverses fréquences. Cet appareil comprend un oscillateur et un dispositif enregistreur associés l'un à l'autre. Pour l'enregistrement automatique, le condensateur variable qui commande la fréquence de l'oscillateur est accouplé directement au tambour enregistreur entraîné par le moteur  $M_1$ . La tension de sortie de l'oscillateur est à la fréquence indiquée par la plume qui trace la caractéristique sur le tambour enregistreur. (L'oscillateur est aussi muni d'une commande manuelle indépendante du mécanisme enregistreur, de sorte qu'on peut employer cet oscillateur comme un appareil distinct. En plaçant un commutateur, situé sur le panneau de devant de l'audiographe sur la position « enregistrement » ou sur la position « pas d'enregistrement », on fait fonctionner le dispositif à tambour enregistreur ou la commande manuelle respectivement.)

Quand on se sert du tambour enregistreur la fréquence de l'oscillateur varie continuellement de 30 à 10 000 p/s. L'impédance de sortie de l'oscillateur peut être fixée au choix à 50, 200, 500 ou 5000 ohms. L'impédance d'entrée de l'enregistreur est de 10 000 mégohms.

*Principe de fonctionnement de l'enregistreur* (voir la figure 1). — La tension appliquée à l'entrée de l'enregistreur est appliquée, par l'intermédiaire d'un potentiomètre ayant un intervalle de variation de 40 décibels, à un affaiblisseur A 1 qui a une impédance fixe de 50 000 ohms et dont l'affaiblissement peut varier par échelons de un demi-décibel, dans un intervalle comprenant 80 de ces échelons. La tension de sortie de cet affaiblisseur est redressée et on rend le courant ainsi obtenu égal à un courant continu constant, au moyen d'un système à relais qui commande le sens de rotation d'un moteur M 2 qui déplace la plume de l'enregistreur et en même temps fait varier l'affaiblissement de A 1. Si par exemple la tension appliquée à l'entrée augmente, en conséquence le courant  $I_1$  devient supérieur à  $I_2$  et le moteur tourne dans un sens tel que la plume de l'enregistreur indique une valeur plus élevée sur la feuille de papier graduée portée par le tambour enregistreur, et que l'affaiblissement de A<sub>1</sub> augmente. Alors  $I_1$  décroît jusqu'à devenir inférieur à  $I_2$ , et le sens de rotation du moteur M<sub>2</sub> change. Par suite, la plume de l'enregistreur trace une courbe formée de zigzags, d'amplitude égale à un demi-décibel, dont la courbe moyenne est la caractéristique désirée.

*Maintien d'une pression acoustique constante.* — La tension de sortie de l'oscillateur G est appliquée au haut-parleur H par l'intermédiaire d'un

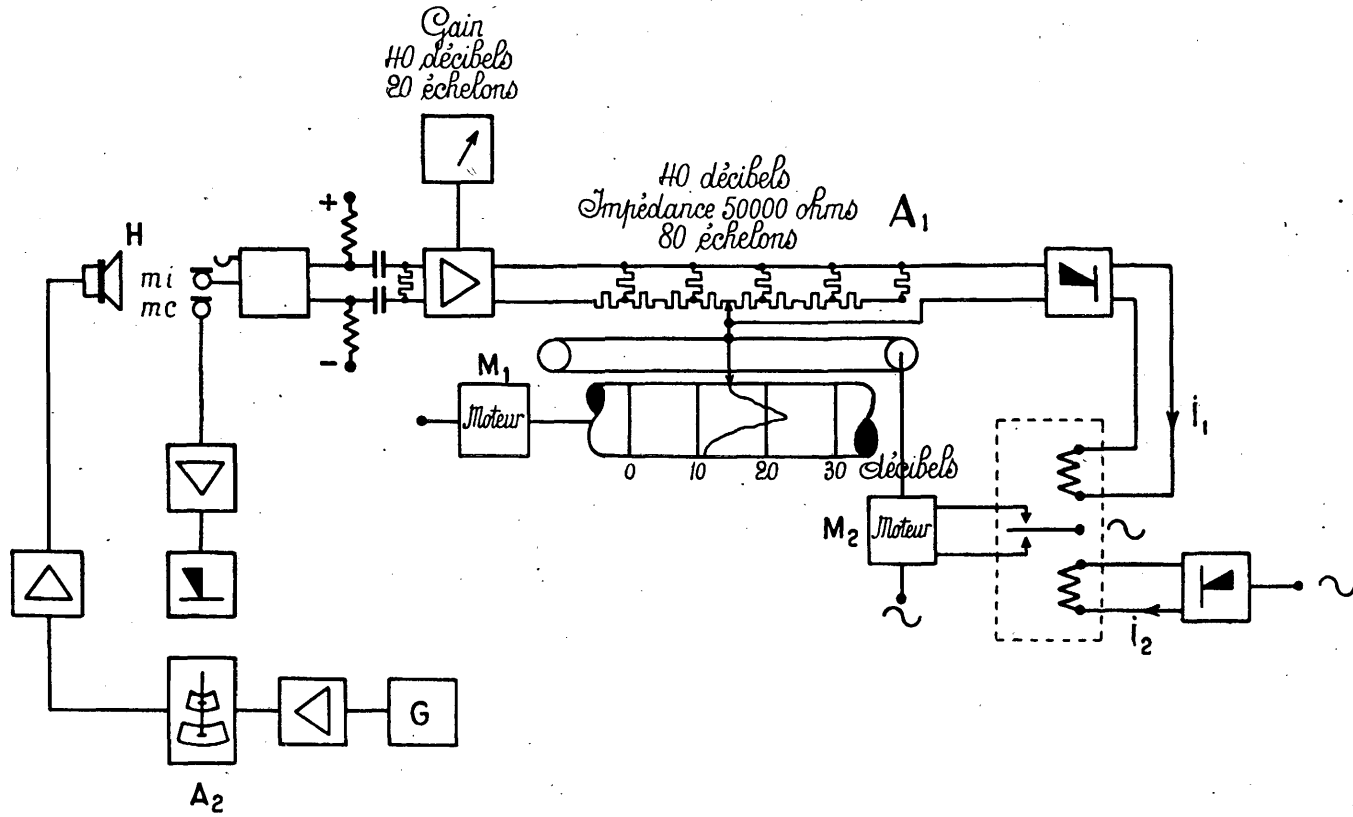


Figure 1

Schéma de l'audiographe

amplificateur de tension, d'un dispositif affaiblisseur spécial A 2 et d'un amplificateur de puissance. Ce haut-parleur est placé dans une pièce isolée acoustiquement et exempte d'échos, avec un microphone étalon *mc* et le microphone essayé *mi*. Ces deux microphones sont placés l'un près de l'autre en un point de l'axe de symétrie du haut-parleur, à 60 centimètres devant l'abat-son (baffle). Le microphone étalon permet d'obtenir une pression acoustique constante, ce qui est réalisé de la façon suivante.

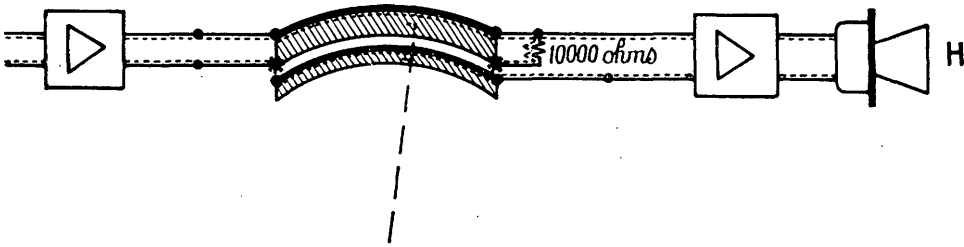


Figure 2

*Détail du dispositif affaiblisseur A2 destiné à stabiliser la pression acoustique produite par le haut-parleur*

La tension de sortie du microphone étalon est amplifiée et redressée, et le courant continu ainsi obtenu alimente un milliampèremètre qui constitue le dispositif affaiblisseur A<sub>2</sub>. L'aiguille de cet instrument est munie d'un arc de platine qui trempe dans deux récipients séparés pleins d'eau ordinaire (voir la figure 2). Les bornes d'entrée et de sortie sont connectées de telle façon que ce dispositif fonctionne comme un potentiomètre de grande résistance. Une déviation du milliampèremètre fait diminuer la tension de sortie. Si par exemple la pression acoustique augmente, la déviation du milliampèremètre augmente et l'intensité acoustique du son émis par le haut-parleur diminue en conséquence. Il résulte de ce procédé de stabilisation que le haut-parleur produit une pression acoustique, au point de mesure, qui dépend de la caractéristique de fonctionnement du microphone étalon aux diverses fréquences. On emploie comme étalon un microphone piézoélectrique, pratiquement exempt de distorsion d'affaiblissement, et par conséquent la pression acoustique obtenue est parfaitement constante. Une valeur normale pour cette pression acoustique est de 10 baryes (dynes par centimètre carré) au point de mesure, dans le champ acoustique non perturbé. Le dispositif de stabilisation de la pression acoustique décrit ci-dessus fonctionne d'une façon satisfaisante dans la bande des fréquences de 100 à 4500 p/s.

## ANNEXE 18

### **MÉTHODES ET APPAREILS UTILISÉS PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY POUR LE CONTROLE DES FRÉQUENCES DANS LES SYSTÈMES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES**

On propose de comparer les fréquences des maîtres-oscillateurs placés dans les équipements terminaux d'un système à courants porteurs sur paires coaxiales en appliquant des multiples appropriés de la fréquence fondamentale (4 kc/s) respectivement aux plaques de déviation horizontale et aux plaques de déviation verticale d'un tube à rayons cathodiques, et en déterminant, en fonction du temps, le déplacement de la figure formée sur l'écran du tube à rayons cathodiques, par rapport à un repère de référence marqué sur cet écran. Quand l'intervalle indique que c'est nécessaire, on règle de nouveau les oscillateurs jusqu'à ce que les observations faites sur l'écran du tube à rayons cathodiques indiquent que les conditions imposées en ce qui concerne la synchronisation sont satisfaites.

*Méthode de comparaison des fréquences.* — Dans un équipement terminal télérégulé au point de vue de la fréquence (controlled or dependent terminal), la fréquence locale est comparée à la fréquence régulatrice reçue, qui est transmise sur la paire coaxiale à partir de la « station régulatrice » (controlling station) et par suite reliée à la fréquence du « maître-oscillateur régulateur » (controlling oscillator).

La fréquence régulatrice reçue, 60 kc/s, est appliquée aux plaques de déviation horizontale du tube à rayons cathodiques. La fréquence locale, de valeur nominale 1860 kc/s (fréquence porteuse du groupe secondaire n° 6 dans l'équipement générateur de fréquences en service), est appliquée aux plaques de déviation verticale. Ceci produit sur l'écran du tube à rayons cathodiques une figure qui se déplacerait avec une période inférieure à 6 secondes pour une différence relative de  $10^{-7}$  entre les fréquences des deux maîtres-oscillateurs. Par conséquent, on compte que l'observation de l'écran du tube à rayons cathodiques pendant moins d'une demi-minute suffirait pour régler les fréquences de façon à assurer le degré de synchronisation requis. En observant la direction du déplacement de la figure qui apparaît sur l'écran du tube à rayons cathodiques, il est possible de déterminer immédiatement s'il faut augmenter ou diminuer la fréquence locale.

Pour une liaison à courants porteurs formée d'un certain nombre de sections interconnectées, on devrait régler la fréquence en s'éloignant progressivement de la « station régulatrice », de sorte que les sections les plus voisines de cette station soient synchronisées les premières.

Dans les pays où existe un étalon national de fréquence ayant la stabilité et la précision absolue requises, on peut employer un tel étalon pour régler le « maître-oscillateur régulateur » du système à courants porteurs. Quand on exploite un système à courants porteurs traversant la frontière entre deux pays, la fréquence pilote peut servir de moyen de comparaison entre les étalons nationaux de fréquence.

S'il n'y a pas d'étalon national de fréquence, un oscillateur de l'équipement terminal « régulateur » est pris comme oscillateur de référence. On estime que l'observation des variations de tous les autres oscillateurs par rapport à ce « maître-oscillateur régulateur » suffira à indiquer la stabilité de sa fréquence. Si l'ensemble des autres oscillateurs change de fréquence par rapport au « maître-oscillateur régulateur », ce dernier ne devrait pas être conservé comme oscillateur de référence.

Les conditions requises pour la précision absolue de fréquence dans un réseau isolé sont loin d'être aussi sévères que les conditions requises pour la synchronisation, et sont facilement satisfaites par la construction même des oscillateurs.

Les deux fréquences, de valeur nominale 60 kc/s, fournies par les équipements générateurs de fréquence existant en double exemplaire, sont aussi appliquées au panneau de comparaison des fréquences et peuvent être comparées avec la fréquence locale 1860 kc/s. Une de ces deux fréquences, étant dérivée de la même source que la fréquence 1860 kc/s, sera en synchronisme avec elle, mais l'autre servira de comparaison entre l'oscillateur en service et l'oscillateur de réserve. Ainsi il est possible d'effectuer tous les réglages nécessaires sur l'oscillateur de réserve et d'assurer le degré de synchronisation requis quand on passe d'un équipement générateur de fréquences à l'autre.

*Appareil de mesure.* — Cet appareil est associé à l'équipement générateur de fréquences. Il comprend un petit oscilloscope cathodique, avec un dispositif approprié d'alimentation en énergie électrique, et des amplificateurs à un étage qui permettent de comparer les fréquences 60 kc/s et 1860 kc/s engendrées localement. Un amplificateur supplémentaire à un étage, comprenant un filtre à 60 kc/s, permet d'appliquer au tube à rayons cathodiques avec une amplitude suffisante la fréquence pilote provenant de la ligne.

L'appareil est muni de commutateurs permettant de comparer la fréquence locale 1860 kc/s avec :

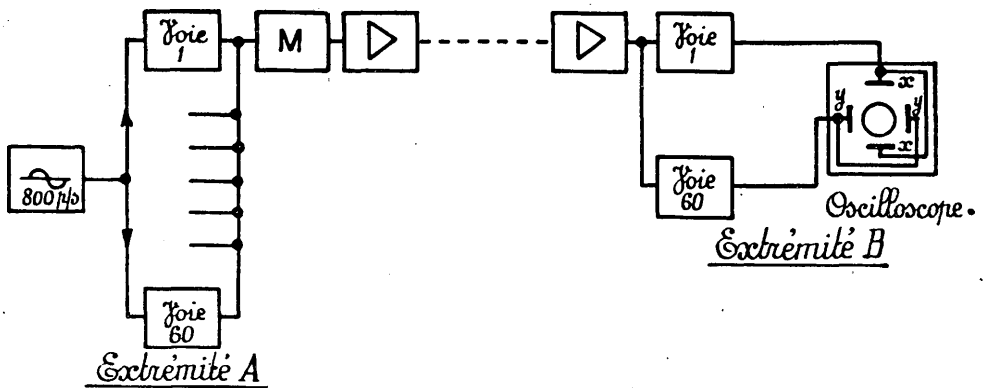
- a) la fréquence pilote reçue, provenant de la ligne;
  - b) chacune des deux fréquences produites par les oscillateurs locaux, séparément;
  - c) n'importe quelle autre fréquence appropriée qui peut être appliquée aux bornes du panneau destiné à cet usage.
-

## ANNEXE 19

### MÉTHODE UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR CONTRÔLER L'ÉCART DES FRÉQUENCES PORTEUSES ENTRE EXTRÉMITÉS DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES

L'Administration française des Téléphones a mis au point une méthode de contrôle de l'écart des fréquences porteuses entre extrémités de systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales.

Le contrôle est effectué entre bornes à fréquences vocales d'extrémités des voies téléphoniques 1 et 60 d'un groupe secondaire quelconque, il ne nécessite aucune intervention dans la partie haute fréquence des équipements et, à ce titre, peut faire partie des mesures courantes de maintenance. A une extrémité un même générateur émet un courant de fréquence vocale, 800 p/s par exemple, sur les voies 1 et 60 d'un groupe secondaire, à l'autre extrémité les courants sont recueillis sur chacune des voies et appliqués respectivement aux paires de plaques X et Y d'un oscilloscope cathodique.



Sur l'écran de l'oscilloscope on observe alors une figure de Lissajous dont la fréquence de battement est une fonction de l'écart de fréquence des générateurs de courants porteurs de chaque extrémité.

Soit  $\Delta f$  la fréquence de battement de la figure de Lissajous observée, l'écart relatif de fréquence  $\varepsilon$  des générateurs est égal à :

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{60 \times 4000}$$

Dans le cas d'un écart  $\varepsilon$  égal à  $2 \cdot 10^{-7}$  par exemple, le battement de la figure de Lissajous aura une fréquence  $\Delta f$  de

$$\Delta f = 60 \times 4000 \times 2 \cdot 10^{-7} = 4,8 \cdot 10^{-2} \text{ p/s,}$$

soit environ une période pour 20 secondes, ce qui s'observe très bien.

Si l'on ne dispose que d'un groupe primaire pour effectuer le contrôle, le courant à 800 p/s est émis simultanément sur la voie 1 et sur la voie 12 et recueilli sur ces voies à l'autre extrémité. La méthode d'observation reste la même, mais la formule devient:

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{4000 \times 12}$$

C'est-à-dire que, pour un même écart de fréquence entre les générateurs, la période du battement sera multipliée par 5. Un écart de  $10^{-7}$  s'observe donc encore très facilement.

Le signe de l'écart est obtenu par le sens du réglage à opérer sur les générateurs, lorsque le réglage est nécessaire.

---

## ANNEXE 20

### MÉTHODE DE SYNCHRONISATION DES FRÉQUENCES EMPLOYÉE PAR LE BELL SYSTEM AUX ETATS-UNIS D'AMÉRIQUE SUR LE SYSTÈME A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES DU TYPE L1

Toutes les fréquences pilotes et fréquences porteuses de voie téléphonique, de groupe primaire et de groupe secondaire employées dans le système à courants porteurs sur paires coaxiales du type L1 sont des multiples de 4 kc/s, et sont toutes produites par des « générateurs d'harmoniques » (harmonic generators) commandés par une fréquence de 4 kc/s engendrée par un « circuit générateur de la fréquence 4 kc/s » (4 kc frequency supply). Ce « circuit générateur de la fréquence 4 kc/s » est un oscillateur à cristal de 128 kc/s avec cinq étages diviseurs de fréquence (chacun dans le rapport de 2 à 1), et sur lequel est prise une dérivation de la fréquence 64 kc/s utilisée pour la synchronisation. Un des « générateurs de la fréquence 4 kc/s » d'un système à courants porteurs est désigné comme « générateur régulateur » (master supply), placé au « bureau régulateur » (master office). La fréquence de n'importe quel autre générateur de fréquence du système à courants porteurs est maintenue en synchronisme avec celle du « générateur régulateur » par le réglage d'un condensateur variable, placé dans le circuit de contre-réaction accordé sur 128 kc/s, ce condensateur étant entraîné par un moteur synchrone commandé par la différence entre la fréquence synchronisante 64 kc/s du « générateur régulateur » et la fréquence 64 kc/s de l'autre générateur considéré.

α) Si l'autre générateur est dans le même bureau que le « générateur régulateur », les deux fréquences, de valeur nominale 64 kc/s, pour la synchronisation sont appliquées directement à un « circuit de comparaison de fréquences » (frequency comparison circuit), dans lequel la différence entre ces fréquences commande le moteur qui règle le condensateur.

β) Si l'autre générateur est dans un bureau différent, la fréquence 64 kc/s transmise par la ligne, et venant du « bureau régulateur », est prélevée sur la ligne au moyen d'un pont à grande impédance et d'un filtre de dérivation (pick-off filter), est amplifiée par un « amplificateur de fréquence synchronisante », et ensuite appliquée au circuit de comparaison des fréquences en même temps que la fréquence synchronisante de 64 kc/s provenant du circuit local « générateur de la fréquence 4 kc/s ».

Tout cet appareillage est, par construction, une partie intégrante du système à courants porteurs. Avec la méthode de synchronisation résumée ci-dessus, la différence de fréquences entre deux équipements terminaux quelconques est maintenue à une valeur relative inférieure à un dix-millionième. Les générateurs de fréquence individuels ont une stabilité propre d'environ  $\pm$  deux millionièmes par rapport à une fréquence étalon.

## ANNEXE 21

### DESCRIPTION DU GÉNÉRATEUR D'ONDES DE TÉLÉVISION CONSTRUIT PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY

Le générateur d'ondes de télévision comprend neuf panneaux élémentaires, qui sont les suivants:

- 1<sup>o</sup> maître-oscillateur;
- 2<sup>o</sup> générateur de la fréquence de changement de lignes;
- 3<sup>o</sup> panneau de division de fréquence (counter panel);
- 4<sup>o</sup> panneau de mélange des impulsions de synchronisation de ligne et de trame;
- 5<sup>o</sup> panneau de mélange des signaux de vision;
- 6<sup>o</sup> dispositif d'alimentation en énergie électrique du panneau de division de fréquence;
- 7<sup>o</sup> panneau du tube cathodique de surveillance;
- 8<sup>o</sup> panneau de la base de temps du dispositif de surveillance;
- 9<sup>o</sup> panneau d'alimentation en énergie électrique du dispositif de surveillance.

Les connexions entre les différents panneaux de ce générateur d'ondes de télévision sont représentées sur la figure 1.

*Maître-oscillateur.* — Ce panneau produit les impulsions à la fréquence du maître-oscillateur dont sont dérivées toutes les autres impulsions dans toutes les parties du générateur d'ondes de télévision. La fréquence de répétition des impulsions est réglable entre 10 kc/s et 50 kc/s et la largeur des impulsions est réglable entre 5 microsecondes et la moitié de la période correspondant à la fréquence de répétition des impulsions, qui peut être asservie automatiquement à un multiple de la fréquence du secteur de distribution d'énergie électrique.

*Générateur de la fréquence de changement de lignes.* — Les impulsions à la fréquence de changement de lignes sont produites à partir du front arrière des impulsions à la fréquence du maître-oscillateur. Dans le cas normal où chaque image comprend deux trames entrelacées on emploie un circuit-verrou (gate circuit) pour laisser passer une impulsion sur deux. La largeur de l'impulsion est réglable entre 5 et 25 microsecondes.

*Panneau de division de fréquence.* — On réduit le nombre des impulsions à la fréquence du maître-oscillateur pour obtenir les impulsions à la fréquence de changement de trames au moyen de trois étages de comptage des impulsions, placés sur ce panneau. Chacun de ces étages de comptage peut compter de 2 à 12 impulsions, dans l'intervalle de variation de la fréquence d'entrée qui

est nécessaire; par exemple, pour les normes de télévision britanniques, on place les cadrans de ces étages de comptage dans les positions correspondant respectivement aux nombres 9,9 et 5.

Ce panneau comporte deux tubes cathodiques de surveillance qui indiquent directement le nombre d'impulsions comptées dans chacun de ces trois étages, et qui indiquent également le synchronisme entre la fréquence de changement de trames et la fréquence du secteur de distribution d'énergie électrique.

*Panneau de mélange des impulsions de synchronisation de lignes et de trames.* — Ce panneau produit les impulsions de synchronisation de trames et les mélange avec les impulsions de synchronisation de lignes pour donner l'onde de synchronisation complète. On peut retarder la première impulsion de synchronisation de trames, par rapport au début de chaque impulsion à la fréquence de changement de trames, par échelons correspondant à la moitié de la durée d'exploration d'une ligne, en réglant la commande de *retard de la synchronisation de trame*, le retard étant réglable entre les valeurs correspondant respectivement à la moitié de la durée d'exploration d'une ligne et à la durée d'exploration de dix lignes. On peut faire varier de un à douze le nombre d'impulsions de synchronisation de trames en réglant la commande de *longueur de la synchronisation de trames*.

*Panneau de mélange des signaux de vision.* — On peut ajouter aux impulsions de synchronisation de trames et de lignes des signaux de vision provenant d'une source extérieure, en même temps que les impulsions de blocage nécessaires, pour produire l'onde de télévision complète (videosignal). Ce panneau comporte trois commandes pour régler le *retard du signal d'effacement du retour de ligne*, la *durée du signal d'effacement du retour de ligne* et la *durée du signal d'effacement du retour de trame*. On peut régler indépendamment les amplitudes des signaux de vision et des impulsions de synchronisation dans l'onde complète.

*Panneau d'alimentation en énergie électrique du panneau de division de fréquence.* — Ce panneau fournit des tensions d'alimentation stabilisées, positives et négatives, au panneau de division de fréquence en même temps que la haute tension supplémentaire pour les tubes cathodiques.

*Panneau du tube cathodique de surveillance.* — Ce panneau contient un tube cathodique de six pouces de diamètre (1 pouce = 2,54 cm) sur l'écran duquel on peut faire apparaître la forme de n'importe laquelle des ondes engendrées par le générateur. Un amplificateur, avec une commande de gain permettant de faire varier le rapport d'amplification d'une façon continue entre les valeurs 1,5 et 10, y est incorporé.

Ce panneau est muni d'un dispositif électronique à deux pinceaux cathodiques (« double beam » feature), destiné à être employé avec les systèmes de télévision à entrelacement, permettant de faire apparaître les ondes correspondant aux trames « paires » et « impaires » comme des traces séparées sur l'écran fluorescent.

*Panneau de la base de temps du dispositif de surveillance.* — L'intervalle de variation de la vitesse avec laquelle la base de temps est parcourue est tel qu'on puisse obtenir n'importe quelle valeur de la base de temps comprise entre 250 microsecondes (c'est-à-dire approximativement deux périodes et

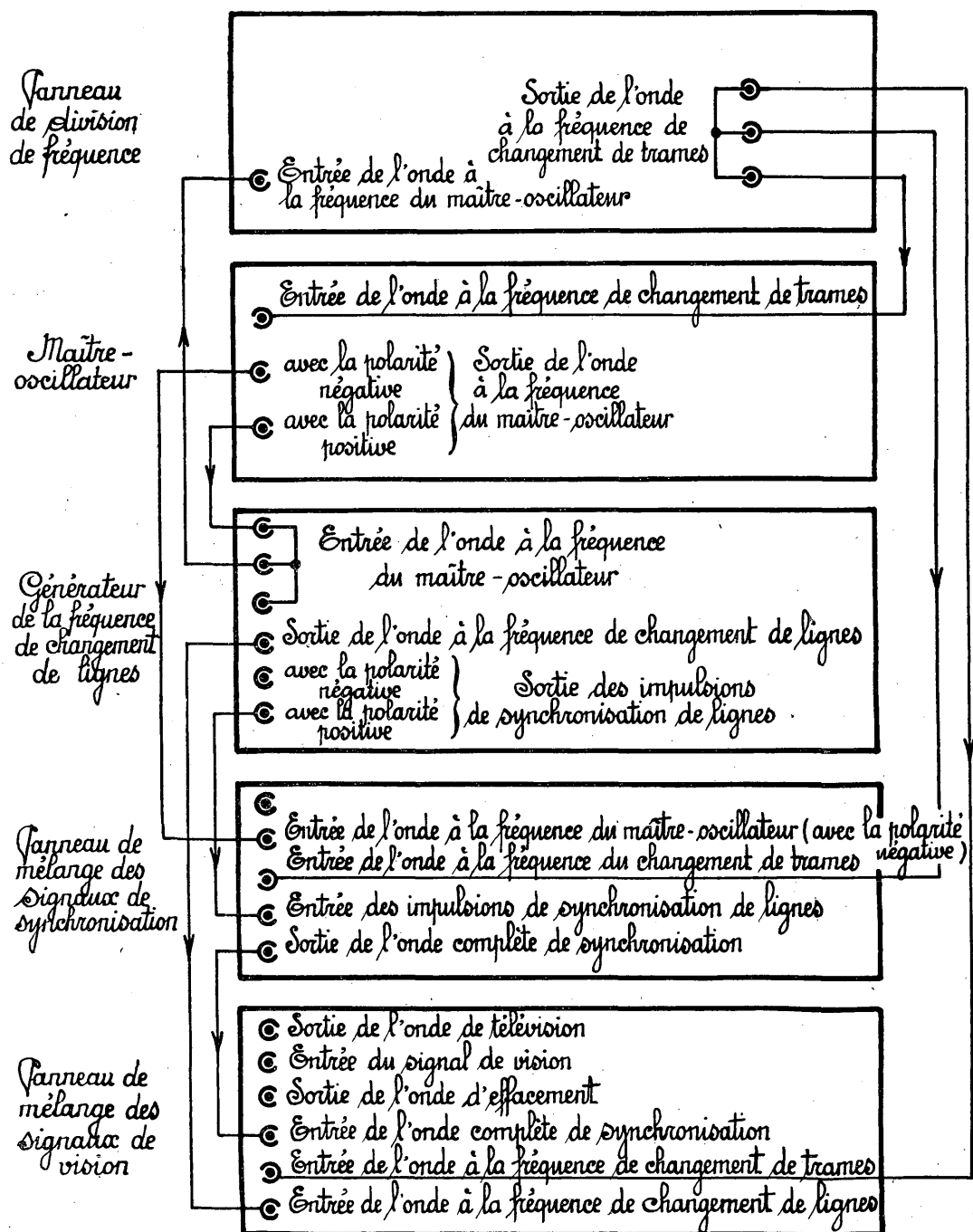


Figure 1

Connexions entre les panneaux du générateur d'ondes de télévision

demie du changement de lignes dans le cas du système à 405 lignes) et 33 milli-secondes (c'est-à-dire approximativement une période et demie du changement de trames). Le dispositif de surveillance est normalement synchronisé avec les impulsions à la fréquence de changement de trames et comporte un circuit à retard, de telle sorte qu'on puisse surveiller n'importe quelle portion d'une trame en utilisant n'importe quelle vitesse de parcours de la base de temps.

*Panneau d'alimentation en énergie électrique du dispositif de surveillance.* — Ce panneau alimente en énergie électrique le tube cathodique, les amplificateurs et les bases de temps du dispositif de surveillance.

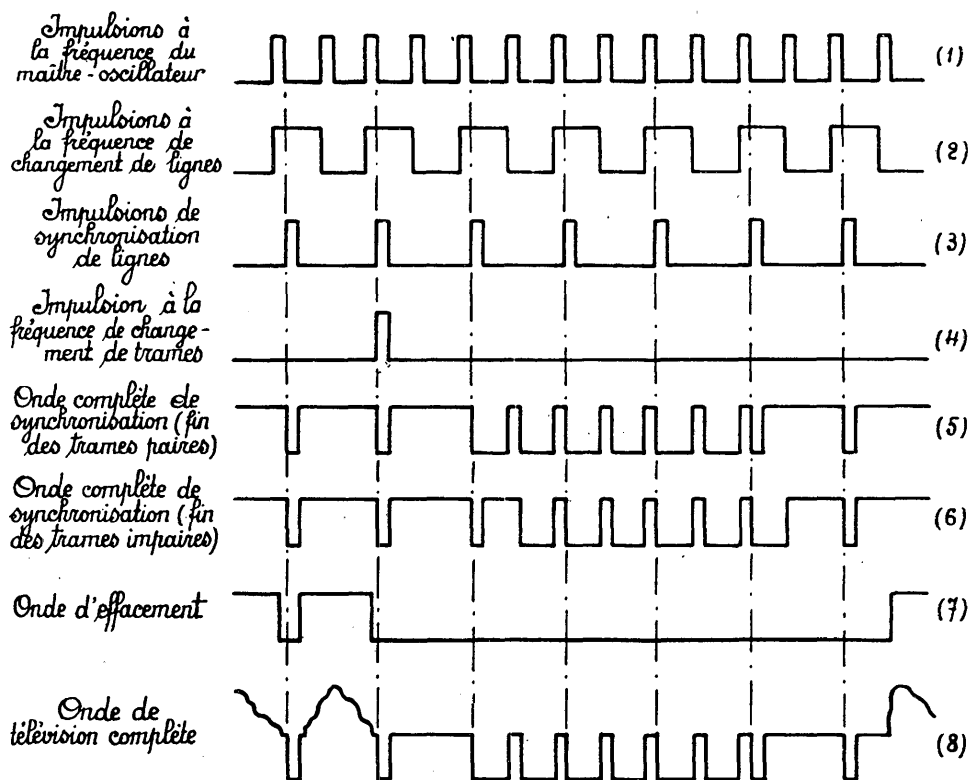


Figure 2

*Ondes à la sortie des différents panneaux du générateur d'ondes de télévision*

*Formes d'onde à la sortie des différents panneaux.* — A la sortie de chaque panneau on dispose des ondes engendrées par ces panneaux, avec une amplitude approximativement égale à 10 volts, en vue de la surveillance et des essais, et on peut les utiliser pour engendrer par des procédés électroniques des signaux destinées aux essais de transmission. Le générateur fournit aussi l'onde de télévision complète, au niveau de puissance normalisé en un « point de commutation » (correspondant à une double amplitude de crête de un volt), appliquée à deux résistances de charge extérieures de 75 ohms, qui peuvent être connectées simultanément.

La figure 2 représente des ondes typiques de celles que l'on peut produire.

## ANNEXE 22

### **GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX-TYPES DE TÉLÉVISION EMPLOYÉ EN GRANDE-BRETAGNE**

L'administration britannique des Téléphones et la British Broadcasting Corporation emploient un montage à tubes électroniques pour engendrer un signal-type, qui s'est révélé très utile dans la pratique pour essayer des circuits où les distorsions d'affaiblissement et de phase ont été corrigées. Ce signal-type se compose d'une impulsion d'une durée de 2 microsecondes avec une durée d'établissement de 0,1 microseconde, mesurée entre les points où ce signal atteint respectivement 10% et 90% de sa valeur finale. L'on n'observe pas sur ce signal de « dépassement » (overshoot). Cette impulsion est combinée avec des impulsions de synchronisation de ligne ordinaires de façon à obtenir une fine ligne verticale blanche sur l'écran d'un oscillographe cathodique utilisé pour la surveillance de l'image. On a trouvé que ce signal procurait une sensibilité particulièrement grande dans la détermination de la bande des fréquences transmises par un circuit et de la distorsion causée par ce circuit.

---

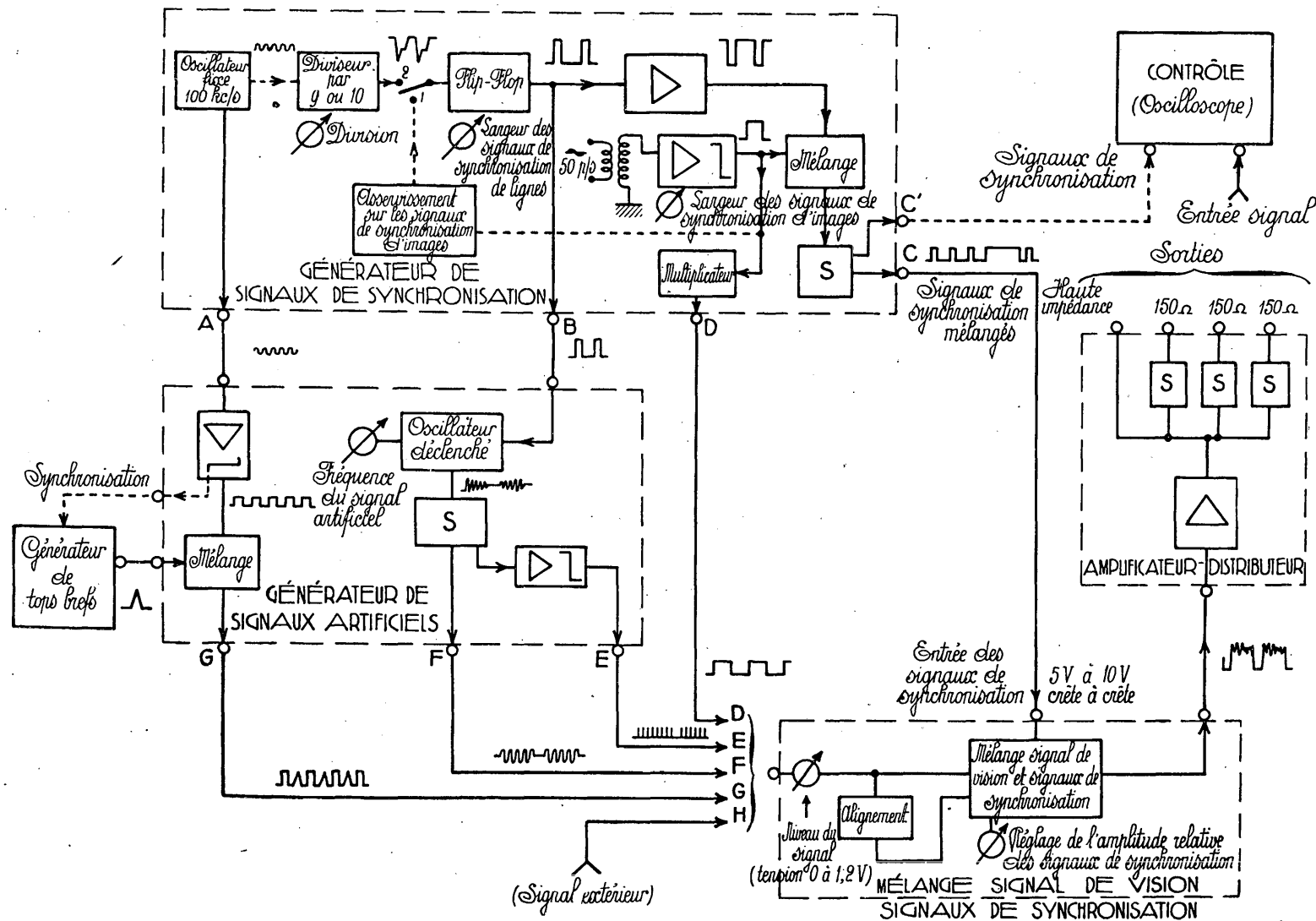
## ANNEXE 23

### **GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX-TYPES DE TÉLÉVISION EMPLOYÉ PAR LA RADIODIFFUSION FRANÇAISE**

*Principe.* — Les essais d'équipements de télévision effectués jusqu'à ce jour ont montré que les mesures classiques sont insuffisantes:

1° Les essais basés sur l'observation des mires sont d'une valeur beaucoup plus qualitative que quantitative. Ils donnent seulement une idée du fonctionnement global de la chaîne, tube analyseur compris, et ne permettent pas de faire la part des distorsions apportées par celui-ci.

2° Les mesures effectuées par simple injection de signaux sinusoïdaux ou même impulsifs dans les équipements ne correspondent pas en général au mode de fonctionnement normal des équipements et ces signaux ne peuvent être observés que difficilement sur les écrans des récepteurs.



Générateur de signaux-types de la Radiodiffusion française

En conséquence, il s'est avéré indispensable de créer un appareil produisant de véritables signaux artificiels de télévision, composé d'éléments connus et mesurables et fournissant des images types sur un écran de récepteur. Un tel appareillage doit être d'un fonctionnement sûr et d'un encombrement réduit. Le schéma de principe ci-joint est un exemple de réalisation effectuée dans les laboratoires du service de la Télévision de la Radiodiffusion française.

1° *Générateur de signaux de synchronisation.* — Un générateur de signaux de synchronisation simplifié produit :

1. Par écrétage direct du courant sinusoïdal du secteur de distribution d'énergie électrique, préalablement filtré, des signaux rectangulaires de synchronisation des images, à fronts raides et de largeur réglable entre 4 et 10 fois la durée d'une ligne. A partir de ceux-ci, la sortie D du générateur délivre des signaux rectangulaires récurrents à une fréquence multiple de celle du secteur.

2. A partir d'un multivibrateur du type « flip-flop », des signaux rectangulaires destinés à la synchronisation des lignes, de largeur variable entre 5% et 20% de la durée d'une ligne et de fronts pratiquement raides.

Ces signaux peuvent être dérivés :

soit des signaux d'image. (Ils conservent alors des phases fixes par rapport à ceux-ci et produisent des trames de balayage fixes sur l'écran.)

soit d'un oscillateur à quartz (100 kc/s). Ils sont alors à fréquence fixe (10 kc/s ou 11,15 kc/s).

Les signaux de synchronisation de lignes et d'images sont ensuite mélangés et distribués en C et C'.

2° *Générateur de signaux artificiels.* — Il produit :

1. Des signaux rectangulaires obtenus par écrétage de l'onde sinusoïdale à 100 kc/s dérivée de l'oscillateur à quartz.

Ces signaux peuvent synchroniser un générateur délivrant des impulsions triangulaires, de durée égale à 1/25 de microseconde, et être mélangés à ces impulsions pour donner le signal appliqué en G.

2. Des signaux sinusoïdaux de fréquence variable entre 80 kc/s et 15 Mc/s environ, et de phase fixe par rapport aux signaux de synchronisation de lignes.

Ils sont obtenus à partir d'un oscillateur à fréquence variable, déclenché par les signaux de synchronisation de lignes.

Ces signaux sont recueillis à la sortie F de ce générateur.

3. Des signaux rectangulaires dont la fréquence de récurrence est variable entre 80 kc/s et 1,5 Mc/s environ, de durée d'établissement inférieure à 0,04 microseconde et de phase fixe par rapport aux signaux de synchronisation de lignes.

Ils sont obtenus par écrétage des signaux sinusoïdaux précédents et distribués en E.

3° *Mélange et distribution.* — Chacun de ces signaux, et aussi bien un autre signal venant d'un appareil extérieur, peut être mélangé avec les signaux de synchronisation pour former le signal-type complet. La proportion du signal de synchronisation peut être réglée à volonté.

Les appareils de mélange et distribution satisfont à des conditions de fonctionnement particulièrement sévères de façon à n'apporter pratiquement aucune distorsion de non-linéarité et aucune distorsion d'affaiblissement dans la bande des videofréquences.

*En résumé :* L'appareillage décrit délivre donc différents signaux complets, qui tous sont fixes par rapport aux signaux de synchronisation.

Ils permettent :

1. *La mesure de la distorsion géométrique des récepteurs.* — Les signaux délivrés en D donnent sur l'écran du récepteur des bandes horizontales fixes égales entre elles (voir la figure 1 ci-après).

Les signaux délivrés en E donnent des bandes verticales fixes de largeurs égales entre elles (figure 2).

La comparaison des images des bandes sur l'écran du récepteur donne une mesure de la distorsion géométrique.



Figure 1



Figure 2

2. *La mesure de la distorsion de non-linéarité.* — Le signal sinusoïdal délivré en F et mélangé aux signaux de synchronisation peut être déplacé par rapport au fond des signaux de synchronisation, de façon à être situé successivement sur toutes les portions de la caractéristique « amplitude à l'entrée — amplitude à la sortie » de l'équipement à essayer (figure 3).

Les différences d'amplitudes à la sortie de celui-ci mesurent la distorsion de non-linéarité.

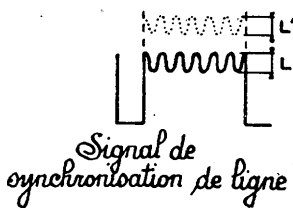


Figure 3

3. *La mesure de la variation de l'affaiblissement en fonction de la fréquence.* — La fréquence du signal sinusoïdal délivré en F est variable depuis environ 8 fois la fréquence de changement de lignes jusqu'à au moins 1,4 fois la fréquence maximum transmise.

L'observation de ce signal, soit à l'oscilloscope, soit sur l'écran d'un récepteur après passage dans l'équipement à essayer, permet de déterminer l'affaiblissement à toute fréquence.

4. *La mesure de la caractéristique de fonctionnement en régime transitoire.*

— a) Les signaux rectangulaires distribués en G et de phases fixes par rapport aux signaux de synchronisation (figure 4) peuvent être observés soit à l'oscilloscope, soit sur l'écran d'un récepteur.

Ces signaux se comportent pratiquement comme une fonction unité d'Heaviside et la déformation de leurs fronts et de leurs paliers caractérise le fonctionnement en régime transitoire de l'équipement essayé.

b) Les signaux distribués en G comportent une impulsion triangulaire dont la transmission peut être assimilée à celle d'une impulsion de Dirac (figure 5).

Les signaux rectangulaires encadrant ces impulsions constituent une base de référence permettant de déterminer:

d'une part, l'affaiblissement de l'impulsion;

d'autre part, l'augmentation de largeur de cette impulsion.



Figure 4

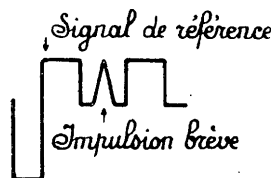


Figure 5

## ANNEXE 24

### APPAREIL DE SURVEILLANCE DES TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES UTILISÉ PAR LA RADIODIFFUSION FRANÇAISE

Une méthode pratique pour contrôler un videosignal en un point d'un circuit de télévision, par exemple à la sortie d'un amplificateur, consiste à utiliser un oscillographe spécialisé permettant d'examiner l'allure complète du signal au point étudié.

Un oscillographe portatif ordinaire peut être utilisé; toutefois, il est préférable d'utiliser un dispositif spécial capable de donner un tracé oscillographique plus stable et plus précis.

La figure ci-après représente un montage satisfaisant à cet égard.

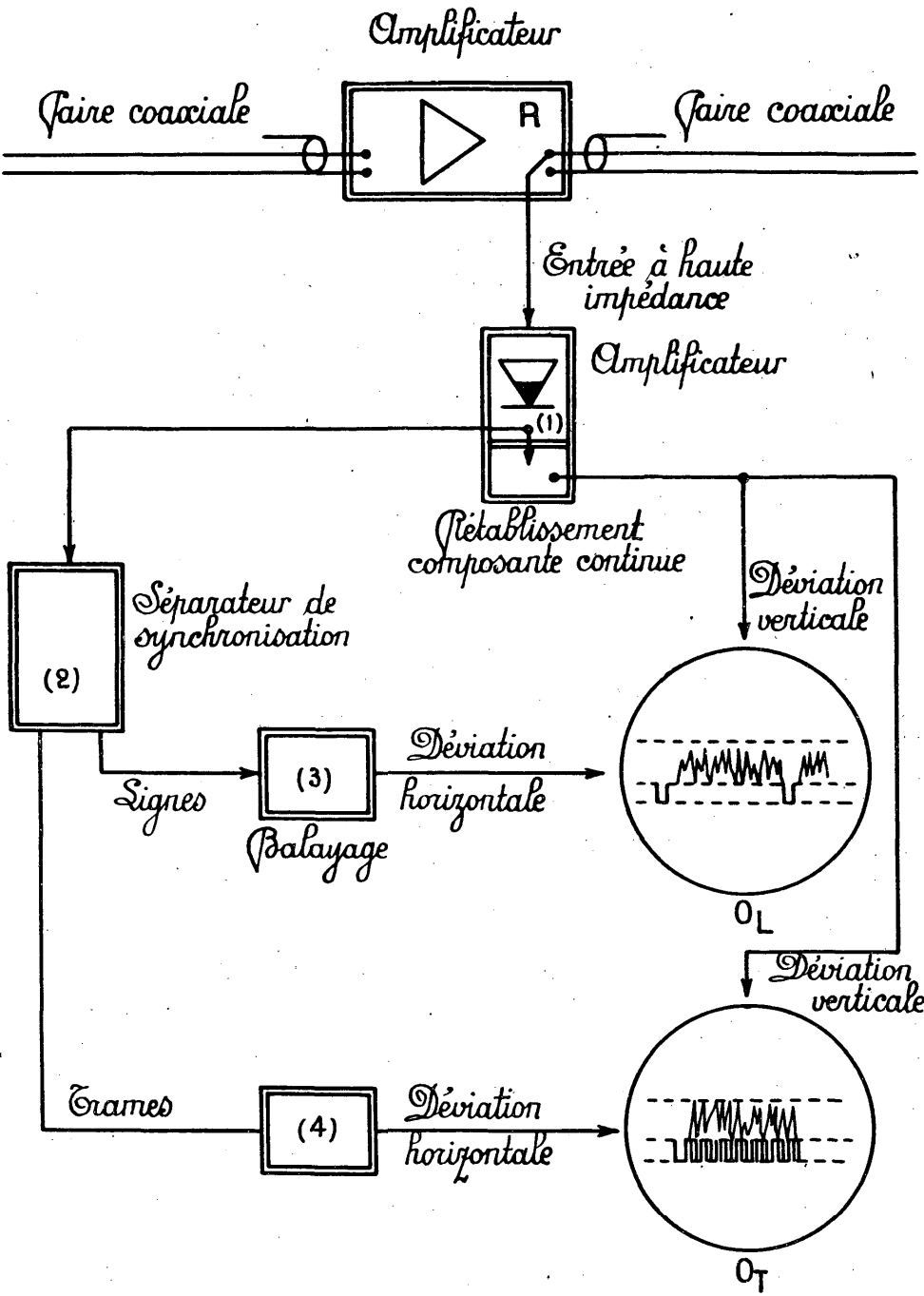
Sur la sortie de l'amplificateur (R), qui attaque un câble à basse impédance, est prise une dérivation à haute impédance, laquelle attaque un amplificateur (1). Le signal amplifié par le répéteur (R) étant un videosignal modulé à une fréquence porteuse, il est nécessaire d'inclure un démodulateur dans l'amplificateur (1). Si, au point étudié, la composante continue existe, l'amplificateur (1) transmet cette composante; dans le cas contraire, le dernier étage de (1) comporte un dispositif de rétablissement de cette composante, par exemple par alignement des fonds des signaux de synchronisation sur un potentiel de référence.

Deux oscillographes  $O_L$  et  $O_T$  sont utilisés pour le contrôle: l'un est balayé horizontalement à la fréquence des lignes, l'autre à celle des trames. La déviation verticale de ces deux oscillographes est commandée par le signal sortant de l'amplificateur (1), tandis que les dents de scie de déviation horizontale produites dans les générateurs de balayage (3) et (4) sont respectivement synchronisées par des impulsions de lignes et de trames extraites du videosignal par un séparateur de synchronisation (2).

Par application d'un signal calibré à l'entrée de l'amplificateur (1), il est possible d'étalonner les oscillographes, ce qui permet de tracer les cotes normalisées du signal sur un rhodoïd transparent.

La précision des mesures effectuées avec un tel dispositif sur un tube cathodique de 9 cm peut atteindre 5%. Cette précision pourrait être améliorée notablement avec des tubes à spot fin et de grand diamètre.

---



Appareil de surveillance des transmissions télévisuelles de la Radiodiffusion française

## ANNEXE 25

### **CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES DISPOSITIFS DE SURVEILLANCE (A PLACER AUX POINTS DE JONCTION ENTRE LES CIRCUITS INTERNATIONAUX DE TÉLÉVISION ET LES CIRCUITS NATIONAUX DE PROLONGEMENT) PROPOSÉES PAR LA BRITISH BROADCASTING CORPORATION**

Au point où l'on en est actuellement, on ne peut faire qu'une recommandation générale au sujet des appareils de surveillance à employer aux extrémités nationales des circuits internationaux de télévision, à la lumière de l'expérience acquise, et l'on se rend compte du fait que ces propositions peuvent devoir être considérablement modifiées au fur et à mesure que la technique des transmissions télévisuelles à grande distance fera des progrès.

On admet que le signal transmis sur un circuit international de télévision sera transmis sous la forme d'un signal modulé entre le système émetteur et le système récepteur appartenant aux Organismes de radiodiffusion télévisuelle. Il peut être nécessaire de faire certaines mesures, aux stations frontières, sur cette forme de signal modulé, mais pour le moment on n'est en mesure de faire aucune recommandation au sujet des appareils qui seraient utiles à ce point de vue. Les présentes recommandations sont donc limitées au cas d'essais faits sur le signal démodulé. Ceci veut dire qu'un amplificateur placé en dérivation sur la ligne avec une grande impédance d'entrée, associé à un démodulateur, doit être installé dans ces stations frontières. Comme on recommande à la fois l'emploi d'un dispositif de surveillance de la forme d'onde du signal et d'un dispositif de surveillance de l'image, il est proposé d'employer un amplificateur du type « amplificateur de branchement » (distribution amplifier), bien qu'un dispositif de surveillance intermittence (probe) puisse être admissible. L'amplificateur de branchement a l'avantage d'être installé en permanence. Le dispositif de surveillance de la forme d'onde est destiné à vérifier les caractéristiques de transmission du circuit de télévision, tandis que la principale fonction du dispositif de surveillance de l'image est de mesurer les perturbations parasites (noise).

On fera donc les essais suivants avec le dispositif de surveillance de la forme d'onde:

- 1) On peut faire apparaître sur l'écran d'un oscilloscope la forme de l'ensemble constitué par un signal de vision et le signal de synchronisation associé, à la fréquence de changement de lignes, et à la fréquence de changement de trames; d'après cela on peut évaluer les caractéristiques de déphasage et d'affaiblissement depuis 50 p/s jusqu'à, par exemple, 300 000 p/s. Cet essai

a une grande sensibilité, et de très petits écarts par rapport aux conditions normales de fonctionnement devraient être immédiatement décelés.

2) Avec des signaux d'essai spéciaux, on peut mesurer la durée d'établissement et la grandeur du dépassement balistique d'une onde à front raide. On peut évaluer d'après ces mesures le fonctionnement du circuit de télévision, au point de vue de l'affaiblissement et du déphasage, depuis 0,3 Mc/s environ jusqu'à la plus haute fréquence transmise.

3) Avec des signaux d'essai spéciaux, on peut évaluer le fonctionnement du circuit au point de vue de la linéarité.

4) On peut vérifier au cours de la transmission le rapport de l'amplitude du signal de synchronisation au signal de vision; ceci constitue un critère approximatif de la linéarité du système de transmission télévisuelle.

5) On peut mesurer l'amplitude de signaux perturbateurs en régime permanent, tels que le « ronflement » dû au courant alternatif d'alimentation, d'autres signaux de télévision, des ondes sinusoïdales de haute fréquence en régime permanent, etc...

Le dispositif de surveillance de l'image servira à faire les observations suivantes:

1) Observation des perturbations parasites (noise), particulièrement celles qui sont de nature intermittente ou qui ont la forme d'impulsions.

2) Vérification générale de la qualité de l'image au cours de la transmission, par laquelle on pourrait observer et localiser n'importe quelle distortion importante.

#### *Spécification des dispositifs de surveillance de la forme d'onde et de l'image*

Bien qu'il n'existe aucun dispositif de surveillance de la forme d'onde ou de l'image qui soit tout à fait approprié au but proposé, l'expérience acquise avec ce type d'appareil a conduit la British Broadcasting Corporation à établir les spécifications provisoires ci-après qui, pense-t-on, constituent un guide utile en ce qui concerne ces deux types d'appareils de mesure.

#### *Spécification provisoire pour un dispositif de surveillance de la forme d'onde*

1) La forme d'onde devra apparaître sur l'écran fluorescent d'un tube cathodique, cet écran ayant un diamètre d'au moins trois pouces et demi (1 pouce = 2,54 cm). La trace du pinceau cathodique devra être brillante, et étroitement focalisée.

2) Des dispositifs produisant un balayage linéaire de l'écran, aux fréquences de changement de trames et de changement de lignes, dans la direction horizontale devront être adaptés à l'appareil. Il devra être possible d'observer une petite portion d'un videosegnal répété à la fréquence de changement de lignes, et peut-être à la fréquence de changement de trames. On pense que

dans ce cas il est désirable que le signal soit étalé de telle sorte qu'une durée égale à cinq centièmes de la période de changement de lignes (ou peut-être de la période de changement de trames) occupe l'écran entier; on reconnaît toutefois que cela est nécessaire seulement si ces cinq centièmes de la période se trouvent compris dans les quinze premiers centièmes de la période de changement de lignes. Le balayage de l'écran du tube cathodique devra être linéaire à  $\pm 5\%$  près.

3) Les circuits de balayage devront pouvoir être synchronisés avec le videosignal appliqué aux plaques de déviation verticale du tube cathodique, ou avec un signal appliqué séparément. La tension du signal de synchronisation pourra avoir une polarité quelconque et une amplitude comprise entre 1 et 500 volts. Les ondulations du courant provenant du secteur de distribution d'énergie électrique devront être réduites afin d'empêcher que des irrégularités de la synchronisation soient produites par un « ronflement » résiduel dû au secteur.

4) L'oscillographe devra être capable de donner une représentation de signaux ayant une double amplitude de crête comprise entre 0,1 volt et 2 volts.

5) On devra disposer de moyens de mesurer l'amplitude du signal avec une précision de  $\pm 2\%$ . Il est possible qu'on doive prendre une limite un peu plus large pour des signaux de faible amplitude.

6) On devra disposer de moyens de mesurer la durée des impulsions, jusqu'à un maximum de 100 microsecondes, avec une précision correspondant à la plus grande des deux quantités suivantes: 5% de cette durée, ou 0,25 microseconde. On a l'intention de prendre ensuite la largeur de l'impulsion, ainsi mesurée, comme étalon pour la mesure de la durée d'établissement de cette impulsion, de sorte qu'on pourra obtenir une précision meilleure que 0,25 microseconde dans la mesure de cette quantité caractéristique d'une impulsion.

7) *Caractéristiques électriques de l'amplificateur relié aux plaques de déviation verticale.*

On pense que la caractéristique « gain-fréquence » devrait être aussi uniforme que possible, et on a fixé des limites de  $\pm 0,1$  décibel pour la variation du gain entre 50 p/s et 5 Mc/s; toutefois on estime qu'il peut être nécessaire d'élargir quelque peu ces limites, mais on ne pense pas que ces limites devraient dépasser  $\pm 0,25$  décibel. L'écart par rapport à une relation linéaire entre le déphasage  $b$  et la pulsation  $\omega$  ne doit pas dépasser  $\pm 1$  degré de 50 p/s à 200 kc/s. Le temps de propagation de groupe doit être constant à moins de  $\pm 0,01$  microseconde près de 200 kc/s à 3 Mc/s. Le fonctionnement de l'amplificateur, en ce qui concerne les caractéristiques « déphasage-fréquence » et « gain-fréquence », en dehors de la bande de fréquences où s'appliquent les spécifications indiquées ci-dessus, doit être tel qu'il ne produise pas de dépassement balistique dans le cas d'une impulsion ayant une durée de croissance de 0,15 microseconde.

*Perturbations parasites (noise).* — La composante (des perturbations produites par l'amplificateur) provenant du « ronflement » de la source d'alimentation en énergie électrique doit être à un niveau inférieur de 50 décibels

au niveau de sortie de l'amplificateur qui produit sur l'écran du tube cathodique une déviation verticale ayant une double amplitude de crête de 1 pouce, quand un signal ayant le niveau minimum spécifié dans la clause 4 ci-dessus est appliqué à l'entrée de cet amplificateur.

*Linéarité.* — Quand on applique à l'amplificateur un signal carré répété périodiquement, ou un videosignal (comprenant un signal de synchronisation) répété périodiquement, la figure qui apparaît sur l'écran du tube cathodique doit être telle que les variations d'amplitude sur cette figure suivent, en leur restant proportionnelles à moins de  $\pm 1\%$  près, les variations de l'amplitude ou de la hauteur de l'impulsion (pulse height) de l'ensemble du signal de télévision appliqué à l'entrée de l'amplificateur tant que la hauteur de cette figure ne dépasse pas 1 pouce au maximum. Pour une hauteur maximum de cette figure égale à 2 pouces, la distorsion de non-linéarité admissible devra correspondre à  $\pm 8\%$ .

8) Toutes les commandes du dispositif de surveillance de la forme d'onde devront être indépendantes l'une de l'autre quand ce dispositif fonctionne. Ce dispositif devra être muni des commandes suivantes: brillance et focalisation de la tache lumineuse, vitesse de balayage (déterminée par la base de temps), synchronisation, déplacement du zéro de l'échelle horizontale et de l'échelle verticale, réglage du gain du dispositif de déviation horizontale, réglage du gain du dispositif de déviation verticale.

9) On s'attend à ce qu'un amplificateur soit nécessaire pour actionner les plaques de déviation horizontale. On devra pouvoir accéder à l'entrée de cet amplificateur.

10) On devra pouvoir accéder à la grille de commande du tube cathodique. Si ce tube comprend un dispositif d'intensification du faisceau cathodique (beam intensifier amplifier), il suffira qu'on puisse accéder aux bornes d'entrée de ce dispositif d'intensification.

11) Le retour de la tache lumineuse devrait être supprimé, afin de donner le maximum de clarté pour la lecture de la figure qui apparaît sur l'écran du tube cathodique.

#### *Caractéristiques électriques du dispositif de surveillance de l'image*

1) Le dispositif de surveillance devra être capable de fonctionner avec des signaux de télévision ayant la forme d'onde normale dyssymétrique (voir la note 1 ci-après), avec une double amplitude de crête comprise entre 0,5 volt et 2 volts. Le dispositif devra fonctionner avec des signaux ayant un rapport de l'amplitude du signal de vision à l'amplitude du signal de synchronisation de 50/50 ou 70/30. L'appareil devra comporter un commutateur permettant d'accepter des signaux de polarité positive ou négative.

2) Le dispositif devra comporter une commande de gain pour effectuer un réglage convenable afin de couvrir l'intervalle de variation de l'amplitude des signaux d'entrée indiqué dans la clause 1 ci-dessus. L'impédance d'entrée ne devra pas être inférieure à 3000 ohms. Il est désirable que l'appareil comporte

aussi une commande de contraste faisant varier l'amplification du signal de vision. Un dispositif de terminaison de 75 ohms devra pouvoir être mis en circuit ou hors-circuit à l'entrée au moyen d'un commutateur. L'amplificateur de videofréquences devra être capable de transmettre des signaux dans une bande de fréquences allant jusqu'à 3,5 Mc/s, avec une variation du gain total de  $\pm 0,5$  décibel jusqu'à 3 Mc/s et de  $-3$  décibels à 3,5 Mc/s. La distorsion de phase, due aux circuits du dispositif de surveillance de l'image, qui affecte les images ou les mires d'essai ne devra pas être visible à une distance d'observation de deux pieds (1 pied = 30,5 cm). Dans la région des basses fréquences de la bande des fréquences transmises on devra considérer les caractéristiques de fonctionnement du dispositif en association avec le circuit de rétablissement de la composante de courant continu qui est employé. La distorsion affectant les composantes du signal à la fréquence de changement de trames (par exemple les impulsions de synchronisation de trame) devra être négligeable.

3) Si c'est nécessaire l'appareil pourra être muni d'une commande réglée d'avance permettant une séparation satisfaisante des signaux de vision et de synchronisation. Les générateurs de la base de temps devront produire des signaux d'exploration linéaires. L'écart par rapport à une loi de variation linéaire, en un point quelconque, ne devra pas dépasser 5% de l'amplitude totale de l'exploration, telle qu'elle est mesurée sur la trace du pinceau cathodique sur la face du tube cathodique où apparaît l'image. Les générateurs des courants d'exploration doivent pouvoir être réglés au point de vue de l'amplitude, dans un intervalle de variation de l'amplitude de l'exploration compris entre 50% et 120% de l'amplitude normale, sans qu'il soit nécessaire de toucher aux commandes de synchronisation. L'appareil devra comporter des commandes séparées pour le déplacement d'ensemble d'une ligne ou d'une trame (line and frame shift). Le montage des circuits devra être tel que le pinceau cathodique soit interrompu tant que les tensions d'exploration ne sont pas appliquées.

4) L'appareil devra comporter un tube cathodique de 12 pouces (1 pouce  $\doteq 2,54$  cm) avec un écran blanc donnant une bonne brillance et un bon intervalle de contraste. On peut employer pour l'exploration une déviation électrostatique ou électromagnétique. N'importe quelle forme de focalisation est acceptable. Cette focalisation devra autant que possible être uniforme sur toute la surface explorée. Autant que possible l'extrémité du tube cathodique devrait être plane. Le tube devrait avoir une forme telle que la plus petite quantité possible de lumière provenant de la face arrière de l'écran soit renvoyée sur cet écran par réflexion sur les parois de verre du tube.

5) Le dispositif de surveillance de l'image devra fonctionner d'une façon satisfaisante, sans altération visible de la synchronisation des lignes et sans apparition sur l'image de barreaux correspondant au « ronflement » du secteur quand la source locale d'alimentation en courant alternatif par le secteur n'est pas synchronisée avec les signaux appliqués à l'entrée de l'appareil.

## NOTE

*Le signal normal de télévision* sera considéré comme un signal en courant alternatif et devra présenter les caractéristiques suivantes au point de vue de l'amplitude.

| Caractéristique                                                                  | Valeur                                 |
|----------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------|
| Amplitude totale                                                                 | 1 volt (amplitude de crête à crête)    |
| Rapport de l'amplitude du signal de vision à celle du signal de synchronisation. | 70/30                                  |
| Polarité du signal de synchronisation.                                           | Négative par rapport au niveau du noir |
| Polarité du signal de vision                                                     | Positive par rapport au niveau du noir |
| Impédance du circuit de transmission                                             | 75 ohms                                |

Ce signal peut être superposé à une tension continue, de sens constant, ne dépassant pas 5 volts.

