



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^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

PARIS, 26-30 JUILLET 1949

ANNEXES AU TOME III

TRANSMISSION SUR LES LIGNES

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

XV^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

PARIS, 26-30 JUILLET 1949

ANNEXES AU TOME III

TRANSMISSION SUR LES LIGNES

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

TABLE RÉCAPITULATIVE DES ANNEXES
AU TOME III DU LIVRE JAUNE DU C. C. I. F.

	Pages
<i>Annexe 1.</i> — Pratiques utilisées ou envisagées dans différents pays pour améliorer la transmission sur les circuits interurbains de types anciens	3
<i>Annexe 2.</i> — Calcul des effets de l'écho et de la stabilité pour un circuit interurbain	10
<i>Annexe 3.</i> — Réalisation des équilibreur associés aux répéteurs fixes des circuits en fils nus aériens ou mixtes	31
<i>Annexe 4.</i> — Mise en câble d'une section de ligne en fils nus aériens	35
<i>Annexe 5.</i> — Câblage des baies de systèmes à courants porteurs utilisés par la Cuban Telephone Company	36
<i>Annexe 6.</i> — Disposition des câblages en vue de réduire la diaphonie dans les baies de systèmes à courants porteurs utilisés par l'American Telephone and Telegraph Company	36
<i>Annexe 7.</i> — Note relative au câblage du bâti d'organes normalisé type 44 de l'Administration française des Téléphones	37
<i>Annexe 8.</i> — Dispositions des câblages en vue de réduire la diaphonie dans les baies de systèmes à courants porteurs utilisés par l'Administration britannique des Téléphones	39
<i>Annexe 9.</i> — Méthode utilisée par l'Administration britannique des Téléphones pour l'équilibrage des câbles nouveaux à paires symétriques non chargées destinées à l'exploitation avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs	40
<i>Annexe 10.</i> — Méthodes utilisées aux Pays-Bas pour l'équilibrage de câbles nouveaux à paires symétriques non chargées destinées à procurer 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs	48
<i>Annexe 11.</i> — Méthodes utilisées par l'Administration française des Téléphones pour l'équilibrage des sections d'amplification de câbles contenant des paires symétriques non chargées destinées à procurer 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs	50
<i>Annexe 12.</i> — Méthodes utilisées au Mexique par l'Empresa de Telefonos Ericsson pour l'équilibrage des câbles contenant des paires symétriques non chargées destinées à l'exploitation à courants porteurs	54
<i>Annexe 13.</i> — Méthodes utilisées aux Etats-Unis d'Amérique pour l'équilibrage de câbles nouveaux à paires symétriques non chargées construits pour l'exploitation à courants porteurs, ou de câbles anciens dépupinisés	57
<i>Annexe 14.</i> — Méthode proposée par l'Administration des Téléphones du Danemark pour la compensation de la télédiaphonie, sur des câbles à paires symétriques non chargées	59
<i>Annexe 15.</i> — Ondes pilotes à fonctions multiples utilisées aux Etats-Unis d'Amérique par l'American Telephone and Telegraph Company	61
<i>Annexe 16.</i> — Onde pilote à fonctions multiples utilisée par l'Administration française des Téléphones	61
<i>Annexe 17.</i> — Ondes pilotes à fonctions multiples utilisées par l'Administration britannique des Téléphones	62

	Pages
<i>Annexe 18.</i> — Etude de la distorsion télégraphique apportée par la distorsion de phase du circuit en télégraphie harmonique (Note de l'Administration française des Téléphones)	63
<i>Annexe 19.</i> — Précautions qu'il est proposé de prendre dans divers pays pour éviter les risques de perturbations produites dans leur réseau national par une transmission télégraphique privée entre deux postes téléphoniques reliés d'une manière permanente par un circuit international loué.	67
<i>Annexe 20.</i> — Régulateur automatique de volume du Post Office britannique	68
<i>Annexe 21.</i> — Régulateur automatique de volume de l'American Telephone and Telegraph Company.	68
<i>Annexe 22.</i> — Dispositif utilisé en Suisse pour éviter le fonctionnement intempestif des supprimeurs d'écho	70
<i>Annexe 23.</i> — Essais de rigidité diélectrique.	71
<i>Annexe 24.</i> — Note de l'Administration française sur la définition de la fréquence de coupure d'un câble chargé. Méthode générale de calcul des caractéristiques « affaiblissement-fréquence » et « impédance-fréquence » d'un câble chargé	74
<i>Annexe 25.</i> — Spécification des réseaux compensateurs de télédiaphonie utilisés par l'Administration britannique des Téléphones	76
<i>Annexe 26.</i> — Clauses techniques du cahier des charges de l'Administration française des Téléphones pour la fourniture de panneaux de compensation de la télédiaphonie	81
<i>Annexe 27.</i> — Spécification des réseaux compensateurs de télédiaphonie utilisés au Mexique par l'Empresa de Telefonos Ericsson.	82
<i>Annexe 28.</i> — Méthode employée aux Etats-Unis d'Amérique par l'American Telephone and Telegraph Company pour mesurer la distorsion de non-linéarité d'un système à courants porteurs sur paires coaxiales.	85
<i>Annexe 29.</i> — Méthodes et appareils proposés par l'Administration française des Téléphones pour mesurer la distorsion de non-linéarité d'un système à courants porteurs sur paires coaxiales.	85
<i>Annexe 30.</i> — Méthodes et appareils employés par l'Administration britannique des Téléphones pour mesurer la distorsion de non-linéarité d'une ligne à paires coaxiales	87

ANNEXE 1

PRATIQUES UTILISÉES OU ENVISAGÉES DANS DIFFÉRENTS PAYS POUR AMÉLIORER LA TRANSMISSION SUR LES CIRCUITS INTERURBAINS DE TYPES ANCIENS

1° CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

L'extension progressive de l'emploi d'une bande de fréquences élargie (de 300 à 3400 p/s) sur tous les types de lignes utilisées dans le service international ne se rapporte pas seulement aux circuits internationaux, mais aussi aux circuits interurbains et équipements nationaux, aux réseaux locaux et aux installations d'abonnés.

Pour ce qui concerne des installations nouvelles, ceci implique que l'on devra éviter des lignes et des équipements qui rétréciraient beaucoup la bande des fréquences en dedans des limites 300 à 3400 p/s.

Pour ce qui concerne des lignes et des équipements existants, on peut ou bien opérer un changement qui élargirait la bande des fréquences effectivement transmises ou bien les réserver à des groupes de circuits qui n'interviendraient probablement pas dans des communications internationales, c'est-à-dire destinés seulement au trafic terminal à courte distance.

Installations nouvelles

a) *Réseau à grande distance.* — Une partie importante des circuits futurs à grande distance seront à courants porteurs sur paires symétriques non chargées d'un câble à paires multiples, et sur paires coaxiales. L'emploi d'une séparation de 4000 p/s entre fréquences porteuses permet d'obtenir la bande des fréquences de 300 à 3400 p/s et cette séparation devrait être adoptée pour tous les circuits qui peuvent faire partie des communications internationales.

Dans les cas où, pour des raisons économiques ou autres, il y a avantage à installer des circuits à fréquence vocale, la charge devrait être choisie de manière à obtenir une fréquence de coupure d'au moins 4000 p/s, et les répéteurs et le reste de l'équipement des stations devraient permettre une contre-distorsion dans la bande 300-3400 p/s, autant que possible.

b) *Réseau local.* — Dans le cas où l'on fait usage de lignes de jonction chargées, celles qui pourraient faire partie d'une communication internationale devraient avoir une fréquence de coupure d'environ 4000 p/s et l'adoption générale d'une telle fréquence de coupure peut être désirable en vue d'obtenir une certaine souplesse dans la commutation.

Lignes et installations existantes

Une décision entre la modification des installations existantes et la restriction de leur utilisation doit être basée sur l'examen de plusieurs facteurs, comme, par exemple, la difficulté et les frais de cette modification, le besoin de facilités additionnelles pour les communications à grande distance et la vitesse d'accroissement du trafic terminal à courte distance.

Parmi les méthodes qui pourraient être adoptées pour modifier les lignes et installations existantes, on peut citer les suivantes :

a) *Circuits à deux fils à charge extra-légère.* — Les répéteurs pourraient être modifiés (par exemple en employant de nouveaux filtres) de manière à transmettre une bande de fréquences aussi large que le permettent les points d'amorçage des circuits en câble jusqu'à 3400 p/s. Là où c'est nécessaire, ces circuits pourraient n'être exploités que sur des distances réduites moyennant l'installation de nouveaux systèmes pour les grandes distances.

b) *Circuits à quatre fils à charge extra-légère.* — La bande des fréquences pourrait être étendue à 3400 p/s en changeant les filtres des termineurs ou en remplaçant les termineurs ou en changeant les répéteurs, puisque les points d'amorçage dans ce cas n'imposent pas de limitation.

c) *Circuits à charge mi-forte.* — La charge de ces circuits pourrait être modifiée de manière à obtenir une fréquence de coupure plus élevée dans les cas où le besoin de circuits courts pour trafic terminal n'est pas suffisant pour absorber les circuits de ce type dans une période raisonnable, si de nouvelles installations sont aménagées pour le trafic à plus grande distance.

A moins que l'espacement des bobines de charge (pas de pupinisation) ne soit divisé par deux, le changement de charge aurait pour conséquence une augmentation de l'affaiblissement, et des répéteurs additionnels seraient nécessaires.

2° PROCÉDÉS ENVISAGÉS PAR L'ADMINISTRATION SUISSE DES TÉLÉPHONES

Pour améliorer d'une manière générale la bande de fréquences effectivement transmises entre deux abonnés, l'Administration suisse des téléphones a pris à la fin de l'année 1946 les dispositions suivantes :

a) Les pupinisations H 177/63 pour les câbles interurbains et H 177 pour les câbles régionaux employées jusqu'ici n'entreront plus en considération. Pour les nouvelles installations, les pupinisations H 88,5/31,5 pour les câbles interurbains et H 88,5 pour les câbles régionaux seront utilisées dorénavant.

Les caractéristiques des nouveaux câbles seront les suivantes :

Pupinisation		Pas : 1830 m., charge : 88,5 — 31,5 mH			
Diamètre des conducteurs en mm.		0,9	1,0	1,4	1,5
Capacité en μF par km	Circuit réel	0,036	0,036	0,039	0,039
	Circuit fantôme	0,057	0,057	0,061	0,061
Fréquence de coupure en p/s	Circuit réel	4170	4170	4000	4000
	Circuit fantôme	5560	5560	5350	5350
Impédance caractéristique en ohms à 800 p/s	Circuit réel	1190	1180	1135	1135
	Circuit fantôme	535	560	535	535
Affaiblissement à 800 p/s en népers/km	Circuit réel	0,0256	0,021	0,0121	0,0107
	Circuit fantôme	0,0278	0,0229	0,0137	0,0122

Les répéteurs à deux fils seront adaptés par étapes à la nouvelle situation, de sorte que la transmission d'une bande de fréquences effectivement transmises de 300 à 3400 p/s apparaît possible pour l'avenir.

b) En dehors du réseau de lignes à deux fils, il existe sur les artères principales de gros faisceaux de lignes à courants porteurs sur les nouveaux câbles à 24 paires symétriques non chargées. La capacité de tels câbles est de 24 paires à 24 voies, soit au total 576 voies. Le trafic à grande distance s'écoulera, dans quelques années, en majeure partie sur ces lignes à courants porteurs. Les lignes à deux fils de l'ancien réseau seront adaptées plus tard, d'après les possibilités, à la nouvelle pupinisation ou employées pour de courtes distances. Ensuite, il est prévu de changer successivement la pupinisation des câbles régionaux existants au fur et à mesure des besoins.

c) A la suite des mesures prises ci-dessus, et avec l'introduction du poste d'abonné amélioré, il est possible d'obtenir pour le nouveau réseau téléphonique une bande de fréquences effectivement transmises de 300 à 3400 p/s.

3° PROCÉDÉS ENVISAGÉS PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES

a) Cas des circuits à deux fils

Pour des raisons d'économie, l'Administration française des téléphones utilisera au mieux les circuits à charge forte (177/63 et 177/107) en les réservant principalement aux circuits de trafic direct à très courte longueur. La pupinisation n'en sera pas modifiée.

Pour ce qui concerne les circuits à charge allégée (88/36) existants, l'Administration française des téléphones propose de les utiliser jusqu'à 3200 p/s. La règle d'utilisation jusqu'à 0,7 de la fréquence de coupure peut, en effet, être élargie pour les circuits de faible longueur et surtout sur les câbles modernes où la régularité d'impédance est très grande.

L'Administration française des téléphones propose d'adopter, pour les circuits réels de type H 88, une utilisation à 0,8 de la fréquence de coupure, ainsi que sur les circuits à charge forte les meilleurs.

Les fréquences supérieures transmises par les types les plus courants de circuits seraient alors :

H 177/63	{	réel	2300 p/s
		fantôme	3000 p/s
H 88/36	{	réel	3200 p/s
		fantôme	3400 p/s

L'Administration française des téléphones possède actuellement un nouveau répéteur qui permettrait de réaliser sensiblement sur ces circuits les bandes proposées.

Dans ces conditions, et pour les câbles à poser dans l'avenir, l'Administration française des Téléphones envisagerait l'adoption définitive pour les circuits à deux fils d'une charge de :

88 mH tous les 1830 mètres sur les circuits réels
(capacité $38,5 \cdot 10^{-9}$ farads par kilomètre)

36 mH tous les 1830 mètres sur les circuits fantômes
(capacité $62,5 \cdot 10^{-9}$ farads par kilomètre)

b) Cas des circuits à quatre fils

Circuits à charge forte H 177/63. — Ces circuits seront maintenus hors du réseau de trafic général et assureront un trafic direct pour des circuits de longueur réduite.

Circuits à charge légère H 44/18. — Ces circuits seront dans l'avenir équipés progressivement pour pouvoir transmettre une fréquence supérieure de 3400 p/s.

Circuits à deux voies H 22/9. — L'Administration française des téléphones n'envisage pas pour le moment une modification de la bande transmise par ces circuits (2600 p/s par voie), en raison des frais énormes qui résulteraient de la modification de la charge et de celle des équipements.

Projet d'équipement du réseau français. — Les câbles nouveaux ne comporteront en principe que des circuits coaxiaux et à 12 voies qui transmettent, par conséquent, une bande de 300 à 3400 p/s.

En tout état de cause, il semble qu'en dehors des nouveaux câbles et des circuits H 44/18 existants qui peuvent être améliorés sans dépenses excessives, chaque Administration, dans le cadre de ses possibilités, doit employer au mieux ses circuits existants.

Toutefois, l'Administration française émet le vœu de voir utiliser, dans les faisceaux de circuits internationaux, et dans la mesure du possible, des circuits à bande élargie 300-3400 p/s.

4° PROCÉDÉS EMPLOYÉS AUX ETATS-UNIS D'AMÉRIQUE
PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY .

Le Bell System n'a pas apporté de modifications récentes à ses spécifications pour la fourniture des câbles et bobines de charge en vue d'élargir la bande des fréquences effectivement transmises. Des câbles interurbains ont été récemment construits avec un pas de câblage des paires beaucoup plus court, mais cela aurait surtout pour but de réduire la diaphonie aux fréquences porteuses des systèmes à 12 voies sur paires symétriques, spécialement dans les plus petits câbles, et cela a très peu d'effet sur les circuits chargés à fréquences vocales. Toutefois, la bande des fréquences transmises sur les circuits téléphoniques a été et est en train d'être améliorée par des méthodes telles que les suivantes :

a) Etant donné que les systèmes à courants porteurs à large bande se révèlent comme les plus favorables sur des distances de plus en plus courtes, le champ d'application des circuits chargés à fréquences vocales est en train de se restreindre aux longueurs relativement courtes.

b) Pour les nouveaux câbles, on utilise seulement des types de charge tels que H 88-50, B 88-50 et H 44-25, qui permettent l'emploi de filtres à fréquence de coupure plus élevée. De ce fait, et du fait que de tels circuits ont des longueurs relativement courtes, il résulte que les bandes des fréquences effectivement transmises sont de l'ordre de celles recommandées par le C.C.I.F.

c) Les anciens types de charge (par exemple H 172-63) existant dans les réseaux des Etats-Unis d'Amérique sont graduellement supprimés, en particulier quand on décharge des paires de câbles existants pour leur appliquer des systèmes à 12 voies téléphoniques à courants porteurs (type K). Dans certains cas, on a modifié le type de charge de certains circuits en mettant en parallèle la bobine de charge de ce circuit (de type ancien) avec une bobine identique, située dans la même boîte de bobines Pupin et provenant d'une des paires que l'on a déchargées en vue de l'exploitation au moyen de courants porteurs.

5° SUGGESTIONS DE L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES

L'Administration britannique considère que la plus forte charge devrait à l'avenir être 66 millihenrys tous les 1830 mètres.

Le choix de cette charge de 66 mH tous les 1830 mètres repose sur les considérations suivantes :

Bien qu'avec cette charge l'affaiblissement soit plus élevé aux fréquences vocales les plus basses qu'avec une charge plus forte (par exemple 88 mH tous les 1830 mètres), la caractéristique « affaiblissement-fréquence » est plus uniforme et l'affaiblissement est moins élevé (qu'avec une charge de 88 mH tous les 1830 mètres) aux plus hautes fréquences vocales transmises. Finalement, dans le cas d'un circuit non muni d'amplificateurs, la qualité de la transmission est meilleure. Dans le cas de circuits munis d'amplificateurs, la contre-distorsion (d'affaiblissement) à réaliser dans une station de répéteurs porte sur un moins grand intervalle de valeurs de l'affaiblissement, et la diaphonie est réduite.

ANNEXE 2

CALCUL DES EFFETS DE L'ÉCHO ET DE LA STABILITÉ POUR UN CIRCUIT INTERURBAIN ¹

Les méthodes de calcul données dans cette annexe peuvent servir :

1° à déterminer si un circuit donné exploité avec un équivalent donné (abstraction faite des variations dans le temps des caractéristiques de transmission du circuit) entre les jacks des bureaux centraux interurbains aux deux bouts de ce circuit, donnera des résultats satisfaisants au point de vue de l'écho et de la stabilité ;

2° à déterminer le type de circuit à utiliser pour que, avec une valeur donnée de l'équivalent à réaliser entre les jacks des bureaux centraux interurbains, on ait des résultats satisfaisants au point de vue de l'écho et de la stabilité (abstraction faite des variations dans le temps des caractéristiques de transmission du circuit).

La détermination de l'équivalent nominal minimum admissible en service pour un circuit interurbain s'obtient en calculant :

1° la valeur minimum de l'équivalent admissible au point de vue de l'écho (pour la personne qui parle) ;

2° la valeur minimum de l'équivalent admissible au point de vue de la stabilité (risque d'amorçage d'oscillations).

La plus élevée des deux valeurs minimums d'équivalents déterminées en considérant respectivement l'écho et la stabilité est la valeur d'équivalent au-dessous de laquelle le circuit ne doit descendre à aucun moment.

Par suite, la valeur nominale en service s'obtient en ajoutant à la valeur ci-dessus les variations d'équivalent, en fonction du temps, auxquelles on peut s'attendre.

Pour simplifier les calculs, on a fait ci-après quelques conventions qui ne sont pas toujours réalisées dans la pratique. Par exemple, on a considéré exclusivement les affaiblissements et les gains pour 800 p/s, bien que les valeurs qui interviennent réellement pour l'écho et la stabilité puissent différer plus ou moins des valeurs correspondant à 800 p/s. Cependant l'expérience montre que ces méthodes de calcul conviennent en pratique.

¹ Pour calculer l'équivalent minimum admissible pour un circuit interurbain, on devrait considérer non seulement l'écho et la stabilité mais aussi les bruits et la diaphonie intelligible. Néanmoins, comme l'expérience en Europe a montré que, jusqu'à maintenant, surtout l'écho et l'instabilité étaient à craindre, la Commission Mixte pour le programme général d'interconnexion téléphonique en Europe a réservé pour plus tard l'examen de la question concernant la nécessité de tenir compte également des bruits et de la diaphonie.

A. Echo

Les effets des échos refluant vers la personne qui parle, au point de vue de la limitation de l'équivalent minimum auquel on peut exploiter un circuit interurbain ou une combinaison de circuits interurbains, ont tout d'abord été déterminés au moyen de divers essais d'appréciation effectués par les Administrations et Exploitations privées téléphoniques. Ces essais ont montré que la gravité de ces effets augmente avec le temps de propagation sur le circuit ou sur l'ensemble de la liaison considérée. Cependant on peut utiliser des supprimeurs d'écho sur des circuits à quatre fils ou à deux fils pour bloquer l'écho et, par suite, réduire beaucoup les effets d'écho.

A la suite des essais d'appréciation précités, un accord est intervenu pour le cas des circuits *sans supprimeurs d'écho*, au sujet de la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho dans le cas d'un temps de propagation total donné sur l'itinéraire de l'écho ; cette courbe est représentée sur la figure 1.

Un accord est également intervenu pour utiliser à titre provisoire la courbe de la figure 2 (page 14) pour déterminer la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho dans le cas des circuits *munis de supprimeurs d'écho* dont la sensibilité, rapportée au niveau relatif zéro, est égale à 30 décibels.

Au moyen de ces courbes fondamentales (figures 1 et 2), on calcule l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho pour un circuit interurbain ou pour une liaison constituée par plusieurs circuits interurbains interconnectés en appliquant la méthode ci-après.

Remarque 1. — La courbe de la figure 1 concerne les effets d'écho sur les circuits exploités au moyen de postes téléphoniques d'abonnés *sans montage antilocal* ; or ce type de poste téléphonique tend à disparaître, de sorte qu'en tout état de cause, il faut remplacer cette courbe par une nouvelle courbe. Dans le cas d'un poste téléphonique *avec montage antilocal*, l'effet de masque produit par les sons vocaux de la personne utilisant ce poste est diminué, de sorte que les conditions (au point de vue des échos pour la personne qui parle) sont plus sévères.

Afin d'établir la courbe à recommander par le C.C.I.F. pour le calcul des échos dans le cas où l'on utilise des postes téléphoniques *avec montage antilocal*, les Administrations et Exploitations privées téléphoniques sont invitées à effectuer des essais d'appréciation au moyen de circuits présentant des temps de propagation des courants d'écho différents (par exemple des circuits de différents types et de différentes longueurs), en utilisant des postes téléphoniques avec montage antilocal, et à communiquer au Secrétariat du C.C.I.F. les résultats de ces essais, accompagnés de la courbe ayant pour abscisse la fréquence et pour ordonnée l'équivalent (pour cette fréquence) de la voie d'effet local du type de poste téléphonique utilisé dans ces essais.

Si certaines Administrations ou Exploitations privées ne peuvent pas effectuer de tels essais sur des circuits téléphoniques à grande distance, elles pourront néanmoins effectuer des essais sur des montages de laboratoire dans lesquels on peut contrôler à la fois le temps de propagation de l'écho et l'affaiblissement des courants d'écho.

En attendant les résultats de ces essais, le C.C.I.F. recommande d'utiliser, pour les calculs d'échos, la courbe de la figure 1, bien que cette courbe ait été

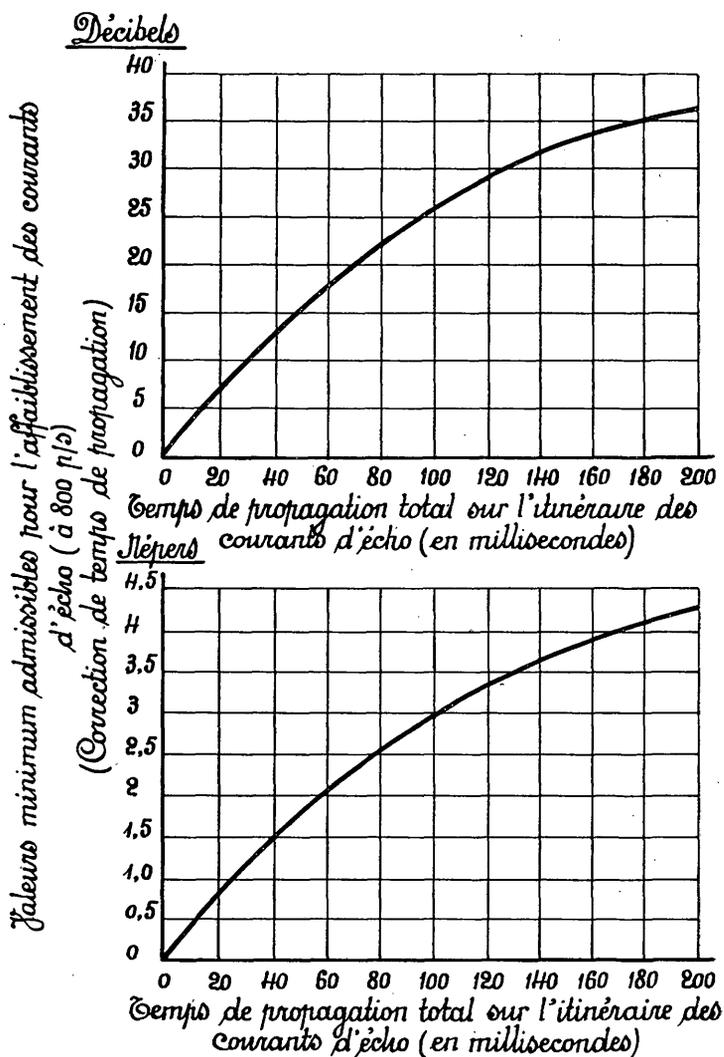


Figure 1

Courbe donnant la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho pour les circuits *sans supprimeurs d'écho*, en fonction du temps de propagation total sur l'itinéraire des courants d'écho.

Remarque. — La courbe ci-dessus correspond au cas où l'on emploie des appareils d'abonnés de type ancien, sans montage antilocal. Il y aura peut-être lieu d'adopter une autre courbe tenant compte de l'emploi de plus en plus répandu d'appareils avec montage antilocal.

tracée dans le cas de postes téléphoniques *sans* montage antilocal. Des essais récemment effectués (notamment en Suède) ont en effet montré que cette courbe était probablement trop sévère pour ce cas ; on peut donc supposer qu'elle se rapproche de la courbe à laquelle on pourrait s'attendre pour des postes *avec* montage antilocal.

Remarque 2. — La courbe de la figure 2 est adoptée à titre provisoire jusqu'à ce qu'un accord universel intervienne pour une courbe donnant la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho sur un circuit *muni de supprimeurs d'écho* (sensibilité rapportée au niveau relatif zéro : 30 décibels) en fonction du temps total de propagation sur l'itinéraire des courants d'écho.

1° DONNÉES NUMÉRIQUES NÉCESSAIRES POUR CE CALCUL

a) *Affaiblissement d'adaptation à l'extrémité éloignée du circuit.* — C'est l'affaiblissement d'adaptation entre l'impédance du circuit considéré (vue vers la personne qui parle et mesurée à l'extrémité du circuit éloignée de la personne qui parle) d'une part, et l'impédance de la ligne de prolongement aboutissant au poste téléphonique de la personne qui écoute, d'autre part. La valeur d'affaiblissement d'adaptation qu'il convient d'utiliser dans le calcul est égale à 6 décibels ou 0,69 néper.

b) *Affaiblissement d'équilibrage d'une section d'amplification.* — Pour les premières applications de la méthode de calcul en question et en attendant que des données supplémentaires aient été recueillies, on utilisera, pour le calcul de l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho pour un circuit à deux fils ou pour une combinaison de sections à deux fils et à quatre fils, les valeurs suivantes d'affaiblissement d'équilibrage d'une section d'amplification :

Diamètre des conducteurs du circuit en millimètres	Type de charge			Affaiblissement d'équilibrage de la section d'amplification			
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	en décibels		en népers	
				Circuits réels	Circuits fantômes	Circuits réels	Circuits fantômes
0,9	172	63	1830	28	30	3,2	3,4
0,9	88	50	1830	28	28	3,2	3,2
1,3	172	63	1830	26	28	3,0	3,2
1,3	44	25	1830	34	34	3,9	3,9
0,9	140	56	1700	32	32	3,7	3,7
1,4	140	56	1700	32	32	3,7	3,7

Quand il s'agit d'un autre type de circuit que ceux indiqués dans le tableau ci-dessus, il vaut mieux employer des valeurs d'affaiblissement d'équilibrage des sections d'amplification correspondant à ce type de circuit particulier, si on connaît ces valeurs ; il y a lieu de prendre une valeur qui sera dépassée dans 63 pour cent des cas de la pratique, ce qui correspond à une distribution moyenne des irrégularités le long du circuit (calcul des probabilités).

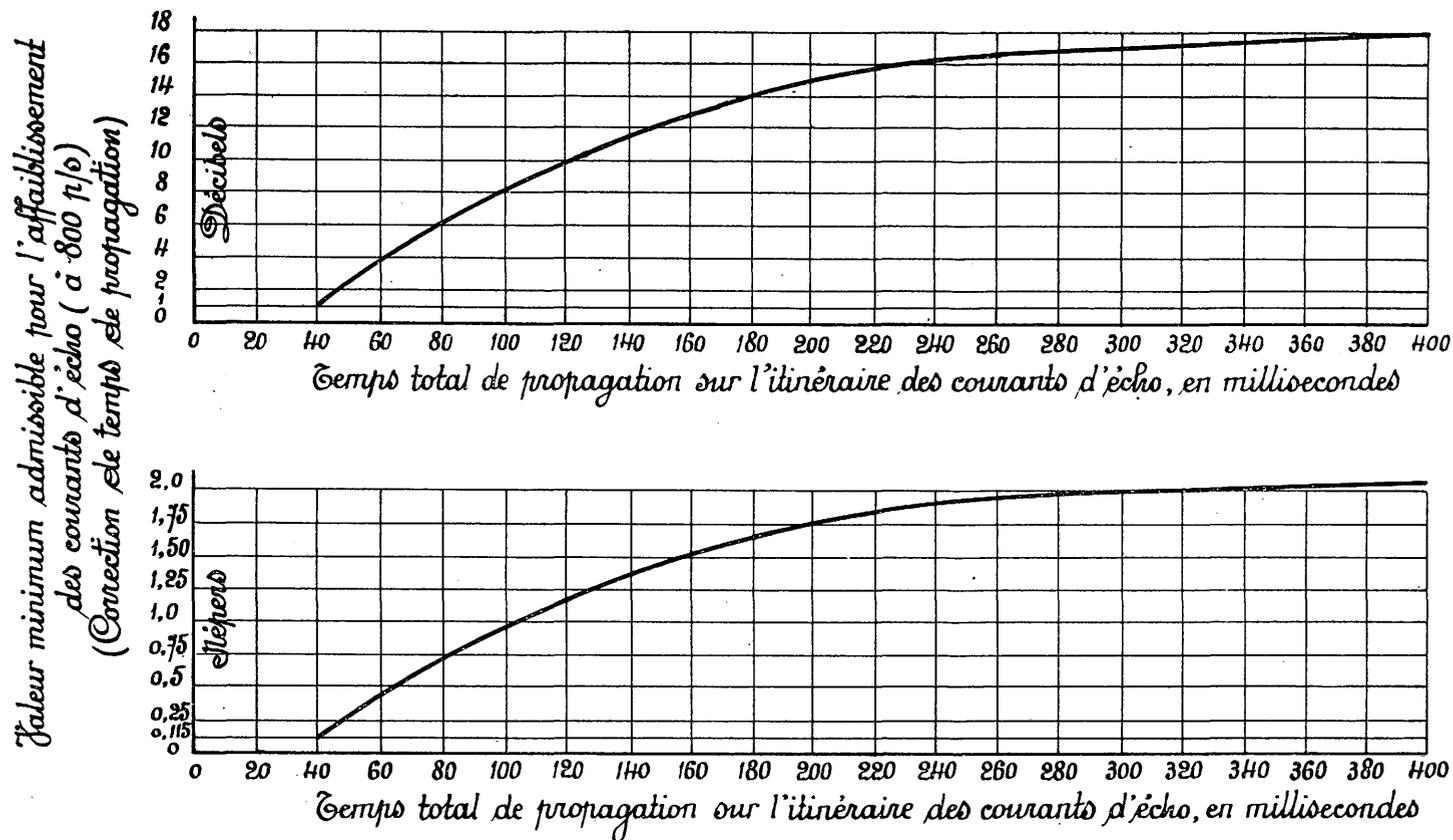


Figure 2

Courbe donnant la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho pour les circuits munis de supprimeurs d'écho (sensibilité rapportée au niveau relatif zéro : 30 décibels).

c) *Affaiblissement d'équilibrage à la jonction entre une section à deux fils et une section à quatre fils.* — Supposons une liaison téléphonique de transit comprenant, depuis la personne qui parle en A, jusqu'à la personne qui écoute en D, une section à deux fils AB, une section à quatre fils BC et une section à deux fils CD. L'affaiblissement d'équilibrage au point B dépend de la relation entre l'impédance du circuit à deux fils AB vue du point B et l'impédance du circuit à quatre fils BC vue des bornes deux fils du termineur situé au point B. L'affaiblissement d'équilibrage au point C dépend de la relation entre, d'une part, l'impédance de l'équilibreur omnibus du circuit à quatre fils BC associé au termineur situé au point C, et d'autre part l'impédance du circuit à deux fils CD.

Par conséquent, l'affaiblissement d'équilibrage à la jonction entre une section à quatre fils et une section à deux fils dans une communication de transit dépend de la relation entre l'impédance de la section à deux fils vue du point de jonction et l'impédance de l'équilibreur omnibus associé au termineur de la section à quatre fils situé en ce point de jonction. Si l'on emploie un équilibreur omnibus, la valeur d'affaiblissement d'équilibrage à utiliser pour les divers types de circuit à deux fils indiqués ci-après est donnée par le tableau ci-dessous.

Diamètre des conducteurs du circuit à 2 fils en millimètres	Type de charge du circuit à 2 fils			Affaiblissement d'équilibrage à la jonction entre le circuit à 2 fils et un circuit à 4 fils muni d'équilibreur omnibus			
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	en décibels		en népers	
				Circuit réel	Circuit fantôme	Circuit réel	Circuit fantôme
0,9	172	63	1830	16	18	1,8	2,1
0,9	88	50	1830	18	20	2,1	2,3
1,3	172	63	1830	14	16	1,6	1,8
1,3	44	25	1830	20	20	2,3	2,3

Quand on n'utilise pas d'équilibreur omnibus et qu'on emploie un équilibreur spécial, il faut prendre pour l'affaiblissement d'équilibrage à la jonction entre le circuit à deux fils et un circuit à quatre fils les valeurs données dans le tableau de la page 13 pour l'affaiblissement d'équilibrage d'une section d'amplification.

Quand il s'agit d'un autre type de circuit que ceux indiqués dans le tableau ci-dessus, il vaut mieux employer des valeurs convenables d'affaiblissement d'équilibrage correspondant à ce type de circuit, si on connaît ces valeurs ; il y a lieu de prendre une valeur qui sera dépassée dans 63 pour cent des cas ; si, au bureau de transit, on utilise des dispositifs adaptant les impédances des circuits interconnectés, il faut en tenir compte.

d) *Temps de propagation.* — Il faut, dans les calculs des temps de propagation correspondant aux divers itinéraires des courants d'écho, utiliser la vitesse de propagation d'un courant sinusoïdal à 800 p/s, en régime permanent sur le type de circuit à grande distance dont il s'agit.

2^o MÉTHODE DE CALCUL

La méthode de calcul, recommandée par le Comité Consultatif International Téléphonique pour le calcul de l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho, est résumée ci-après :

a) *Cas des circuits non munis de supprimeurs d'écho*

1. Admettre une valeur hypothétique d'équivalent pour l'ensemble du circuit (pour lequel on désire calculer l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho) et assigner des affaiblissements aux diverses sections de ligne et des gains aux divers répéteurs, compatibles avec cette valeur hypothétique d'équivalent de l'ensemble du circuit considéré.

2. Choisir pour chaque répéteur intermédiaire de circuit à deux fils, ou pour chaque point de jonction entre un circuit à deux fils et un circuit à quatre fils, une valeur convenable d'affaiblissement d'équilibrage (voir ci-dessus). On admettra pour l'affaiblissement d'adaptation à l'extrémité éloignée du circuit la valeur de 6 décibels ou 0,69 néper.

3. Calculer l'équivalent pour chaque itinéraire suivi par les courants qui, réfléchis aux divers points intermédiaires du circuit, retournent vers l'abonné qui parle — y compris l'itinéraire relatif au courant réfléchi à l'extrémité du circuit. Pour un itinéraire relatif à la réflexion sur un répéteur intermédiaire quelconque, on suppose que cette réflexion est due à l'affaiblissement d'équilibrage entre l'équilibreur de ce répéteur et la section de ligne correspondante, au delà du répéteur par rapport à l'abonné qui parle ; on obtient donc l'équivalent pour un itinéraire donné en ajoutant à la valeur d'affaiblissement d'équilibrage choisie la somme algébrique des affaiblissements à 800 p/s des diverses sections de ligne et des gains à 800 p/s des divers répéteurs qui se trouvent sur l'itinéraire considéré ; on appelle le nombre ainsi obtenu l'« équivalent à 800 p/s » de l'itinéraire considéré, bien qu'on doive remarquer que l'affaiblissement d'équilibrage peut correspondre en réalité à une fréquence quelconque de la bande 500-2000 p/s. Pour l'itinéraire relatif à la réflexion à l'extrémité du circuit, on prendra, comme valeur de l'affaiblissement d'adaptation, la valeur de 6 décibels ou 0,69 néper.

4. Les équivalents à 800 p/s relatifs aux divers itinéraires ayant été calculés, on attribue à chacun d'eux un « poids » correspondant à son temps de propagation total. Pour cela, on retranche, de la valeur de l'équivalent à 800 p/s calculée pour un certain itinéraire donné, une « correction de temps de propagation » égale à l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho pour un circuit ayant le même temps de propagation que l'itinéraire particulier considéré. Cette correction est lue sur la courbe de la figure 1 ci-dessus.

5. Les courants réfléchis relatifs aux différents itinéraires doivent alors être combinés suivant une loi quadratique (racine carrée de la somme des carrés) *. Pour cela, on ajoute ensemble les rapports de puissance correspondant

* Des essais récents ont bien confirmé que l'effet résultant sur l'oreille d'un certain nombre d'échos, ayant des temps de propagation et des volumes des ordres de grandeur qu'on rencontre en pratique, peut se calculer en additionnant les rapports des puissances correspondant aux « équivalents pondérés » des itinéraires de ces divers échos (loi quadratique).

aux valeurs (en décibels) des équivalents à 800 p/s calculés pour les divers itinéraires, après déduction des « corrections de temps de propagation » y relatives (équivalents pondérés) — (Voir la figure 3 ci-après donnant la correspondance entre nombres de décibels ou népers et rapports de puissance, de tension ou d'intensités de courant).

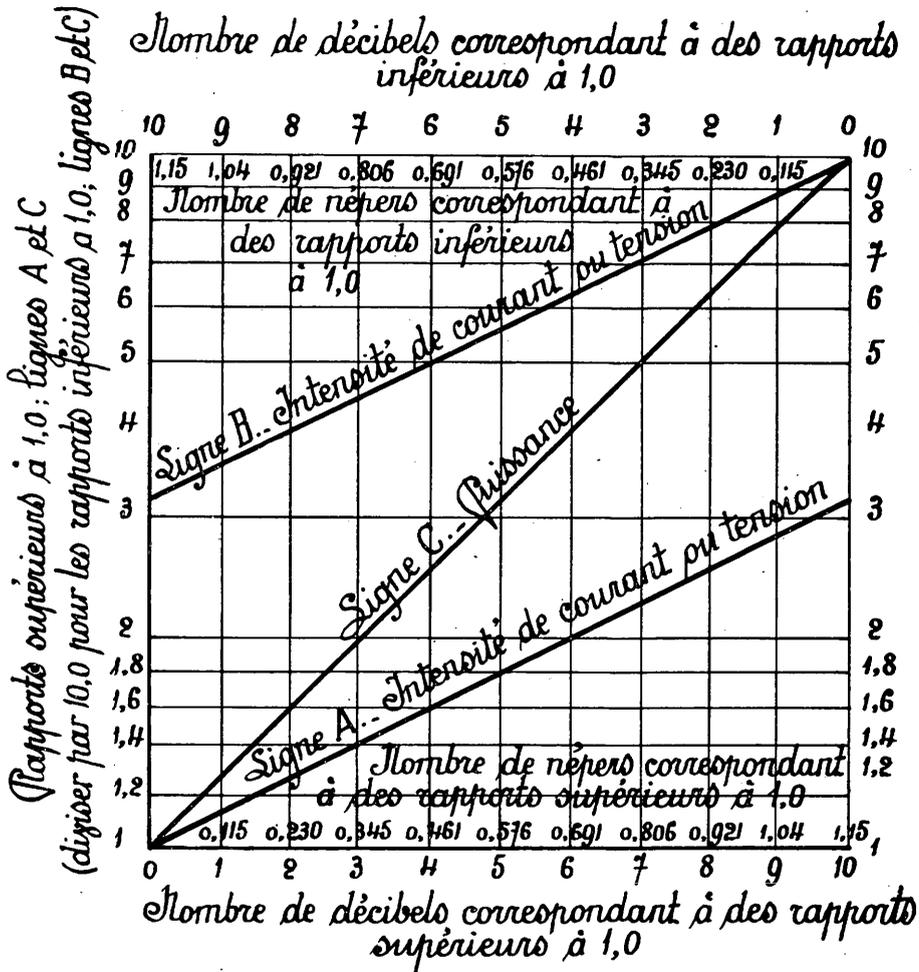


Figure 3

Diagramme de correspondance entre des nombres de décibels ou de népers (compris entre 0 et 10 décibels ou entre 0 et 1,15 néper) et des rapports de puissances, tensions ou intensités de courant.

6. Au rapport de puissance résultant, obtenu comme il est dit ci-dessus sous 5, correspond un certain pourcentage de l'écho réellement produit à l'écho maximum admissible pour un circuit de cette longueur. Si ce pourcentage est égal à 100 pour cent, cela veut dire que l'écho réellement produit a la valeur maximum tolérable.

Si ce pourcentage est inférieur à 100 pour cent, on recommence les calculs avec une plus petite valeur hypothétique de l'équivalent de l'ensemble du circuit considéré ; si, par contre, ce pourcentage est supérieur à 100 pour cent, on recommence les calculs avec une plus grande valeur hypothétique de l'équivalent de l'ensemble du circuit. Après diverses approximations successives de ce genre, on trouve la valeur hypothétique de l'équivalent total du circuit pour laquelle le pourcentage (calculé comme on l'a indiqué sous 5 ci-dessus) est précisément égal à 100 pour cent.

Remarques. — 1. Quand on détermine le temps de propagation relatif à un itinéraire particulier, il faut tenir compte de ce que, pour un équilibrage donné entre la ligne et l'équilibreur d'un certain répéteur, il y a de petits courants réfléchis dus à des irrégularités qui se trouvent en divers points situés entre le répéteur considéré et le répéteur qui vient immédiatement après sur le circuit. Pour tenir compte de cet effet dans le calcul du temps de propagation, on suppose que le déséquilibre est concentré au milieu de la section d'amplification. En d'autres termes, chaque itinéraire de courants d'écho passe exactement par le milieu de la section d'amplification située au delà du dernier répéteur considéré. Seul l'itinéraire ultime passe exactement par l'extrémité du circuit.

2. En vue d'établir les bases d'après lesquelles on choisira les types de lignes à utiliser pour une communication téléphonique donnée, on peut répéter les calculs indiqués ci-dessus pour chaque type de câble et pour différentes longueurs de circuit, et ensuite tracer la courbe ayant pour abscisses la longueur du circuit (de type donné) et pour ordonnées l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho.

b) Cas des circuits munis de supprimeurs d'écho

On suppose que ces supprimeurs d'écho sont réglés à une sensibilité (rapportée au niveau relatif zéro) égale à 30 décibels ou 3,45 népers (valeur recommandée par le C.C.I.F.) ; s'il en était autrement, il faudrait tenir compte de l'écart, par rapport à cette valeur nominale de la sensibilité réelle du supprimeur d'écho.

Considérons (figure 4), une liaison typique comportant deux circuits à deux fils et un circuit à quatre fils, ce dernier étant muni d'un supprimeur d'écho, et traçons les divers itinéraires des courants d'écho.



Figure 4

Supposons connues les valeurs des affaiblissements d'équilibrage à chaque répéteur ainsi qu'aux points B et C de jonction entre une section à deux fils et une section à quatre fils (voir ci-dessus) ; pour l'affaiblissement d'adaptation

à l'extrémité éloignée (point D) nous admettons la valeur provisoire de 6 décibels ou 0,69 néper.

On remarquera que les itinéraires des courants d'écho n^{os} 1 à 3 inclus concernent des échos pour la personne qui parle en A indépendants du fonctionnement du supprimeur d'écho, tandis que les itinéraires n^{os} 4 à 7 concernent des échos pour la personne qui parle en A dépendants des caractéristiques du supprimeur d'écho. On traite différemment ces deux groupes d'échos pour les raisons suivantes :

a) Tant que le volume des sons vocaux émis par la personne qui parle est suffisant pour faire fonctionner complètement le supprimeur d'écho, aucun écho ne proviendra des itinéraires n^{os} 4 à 7 inclus. Pour ces volumes élevés, les seuls échos refluant vers la personne qui parle proviendront donc des itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus.

b) Quand le volume des sons vocaux émis par la personne qui parle est trop faible pour faire fonctionner complètement le supprimeur d'écho, ou si certaines syllabes sont trop faibles pour faire fonctionner complètement le supprimeur, des échos reflueront vers la personne qui parle par les itinéraires n^{os} 4 à 7 inclus. Bien que, dans ces conditions, d'autres échos continueront à refluer par les itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus, leurs effets seront très réduits à cause du faible volume des sons vocaux émis par la personne qui parle. En outre, les échos provenant des itinéraires n^{os} 4 à 7 inclus arriveront d'ordinaire avec un retard bien plus grand que les échos provenant des itinéraires n^{os} 1 à 3. Pour ces raisons, on fait l'hypothèse simplificatrice que, dans le cas des volumes faibles, on peut négliger les échos revenant par les itinéraires compris entre la personne qui parle et le supprimeur d'écho si ces itinéraires ne donnent pas des échos excessifs lorsqu'on parle assez fort pour faire fonctionner complètement les supprimeurs d'écho. De même, dans le cas des volumes élevés, il suffit de considérer les itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus, les itinéraires n^{os} 4 à 7 pouvant être alors négligés.

La méthode détaillée, basée sur cette hypothèse, pour calculer l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho pour un circuit comprenant des sections à deux fils et une section à quatre fils (avec un supprimeur d'écho sur la section à quatre fils) est la suivante :

1^o Admettre une valeur hypothétique d'équivalent pour le circuit (ou la combinaison de circuits) pour lequel on veut calculer l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho et attribuer, aux diverses sections d'amplification et aux divers répéteurs, des affaiblissements et des gains qui donneraient cette valeur hypothétique d'équivalent.

2^o Calculer l'équivalent de chaque itinéraire par lequel un écho produit en un point intermédiaire du circuit reflue vers la personne qui parle, y compris l'itinéraire qui passe par l'extrémité du circuit. Dans chaque cas, on admet que la réflexion à un répéteur intermédiaire correspond à l'affaiblissement actif d'équilibrage de ce répéteur (affaiblissement d'équilibrage relatif à la section de circuit au-delà du répéteur par rapport à la personne qui parle et à l'équilibreur correspondant). Pour obtenir l'équivalent de chaque itinéraire, on ajoute donc l'affaiblissement d'équilibrage choisi à la somme algébrique des gains et des affaiblissements à 800 p/s dans l'itinéraire particulier considéré. On obtient

ainsi l'équivalent à 800 p/s de cet itinéraire, bien que, en réalité, l'affaiblissement d'équilibrage puisse correspondre en fait à une fréquence quelconque comprise entre 500 et 2000 p/s. Dans le cas de l'itinéraire passant par l'extrémité du circuit, on doit prendre 6 décibels ou 0,7 néper pour la valeur d'affaiblissement d'adaptation à cette extrémité éloignée.

3° Quand on a ainsi déterminé les équivalents des divers itinéraires des courants d'écho, il faut appliquer à chacun d'eux une « correction de temps de propagation ». Cette « correction de temps de propagation », égale à l'équivalent minimum que l'itinéraire peut avoir pour le temps de propagation particulier correspondant tout en étant encore satisfaisant au point de vue de l'écho, est retranchée de l'équivalent à 800 p/s de l'itinéraire considéré. Pour les itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus, on lit cette « correction de temps de propagation » sur la courbe de la figure 1.

4° Les échos refluant vers la personne qui parle par les itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus doivent être combinés en faisant la somme des rapports de puissance correspondant respectivement aux équivalents à 800 p/s diminués des « corrections de temps de propagation », relatives aux divers itinéraires précités (équivalents pondérés); cela revient à combiner les échos suivant une loi quadratique.

5° Le rapport de puissance résultant obtenu comme il est indiqué sous 4°, donne une fraction caractérisant la relation entre l'écho refluant réellement et l'écho admissible pour ces itinéraires particuliers. Si cette fraction est inférieure à l'unité, on peut considérer comme satisfaisants les échos refluant par les itinéraires n^{os} 1 à 3 inclus. Si, au contraire, cette fraction est supérieure à l'unité, la valeur hypothétique d'équivalent admise sous 1° doit être augmentée et les calculs doivent être refaits jusqu'à ce que l'on ait utilisé une valeur d'équivalent hypothétique conduisant à un rapport de puissances résultant (sous 4°) égal à ou inférieur à l'unité.

6° Les échos refluant par les itinéraires n^{os} 4 à 7 inclus doivent alors être combinés en ajoutant les rapports de puissance correspondant aux équivalents à 800 p/s de ces divers itinéraires diminués des corrections de temps de propagation. Dans ce cas, la correction de temps de propagation est lue sur la courbe de la figure 2 qui correspond aux circuits munis de supprimeurs d'écho dont la sensibilité rapportée au niveau relatif zéro est égale à 30 décibels ou 3,5 népers environ — en regard du temps de propagation total de l'itinéraire particulier considéré. Cette manière de procéder revient à combiner les échos refluant par les itinéraires n^{os} 4 à 7, d'après une loi quadratique.

7° Le rapport de puissance résultant obtenu sous 6° donne une fraction correspondant à la relation entre l'écho qui reflue réellement par l'ensemble de itinéraires n^{os} 4 à 7 et l'écho admissible pour le circuit particulier considéré. Si cette fraction est égale à l'unité, l'écho qui reflue est égal au maximum admissible. Si cette fraction est inférieure à l'unité, on prend une valeur hypothétique plus faible pour l'équivalent du circuit, et on recommence le calcul indiqué sous 6° ci-dessus. Si cette fraction est supérieure à l'unité, on prend une valeur hypothétique d'équivalent plus grande et on recommence le calcul jusqu'à ce que l'on trouve une valeur hypothétique d'équivalent conduisant à une fraction calculée comme il est dit sous 6° et égale à l'unité.

Diamètre des conducteurs du circuit à deux fils en millimètres	Type de charge du circuit à deux fils			Affaiblissement d'équilibrage à la jonction entre le circuit à deux fils et un circuit à quatre fils muni d'équilibreur omnibus			
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	en décibels		en népers	
				Circuit réel	Circuit fantôme	Circuit réel	Circuit fantôme

Pour le calcul de l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'amorçage des oscillations, on procède comme il suit :

a) *Cas d'un seul circuit à quatre fils.* — La stabilité étant déterminée les extrémités du circuit isolées, la valeur de l'affaiblissement d'adaptation à chacune des deux extrémités qu'on doit prendre dans le calcul (A_a) est zéro.

Pour calculer la stabilité, il faut prendre non pas l'équivalent à 800 p/s, mais l'équivalent minimum du circuit dans la bande des fréquences effectivement transmises. Or, il peut arriver que pour une certaine fréquence effectivement transmise, l'équivalent soit inférieur de 0,2 néper ou 1,74 décibel au maximum à la valeur qu'il a à 800 p/s. En pareil cas, pour obtenir une stabilité donnée (K_s) l'équivalent calculé à 800 p/s doit être majoré d'une quantité (α) à déterminer.

Si q désigne l'équivalent minimum admissible au point de vue de l'amorçage des oscillations (stabilité désirée égale à K_s), on a :

$$q = K_s - A_a + \alpha$$

En faisant $K_s = 0,2$ néper et $A_a = 0$ néper, on obtient :

$$q = 0,2 + \alpha$$

ou $q = 0,2$ néper (si l'on néglige α , ce qu'on fait en général pour le moment).

Remarque. — Lorsque les abonnés sont reliés aux deux extrémités du circuit, l'affaiblissement d'adaptation A_a à utiliser dans la formule ci-dessus est l'affaiblissement d'adaptation minimum mesuré pour une fréquence quelconque de la bande des fréquences effectivement transmises par le circuit et pour toutes les terminaisons possibles du circuit dans les conditions de service.

Des mesures ont indiqué qu'il convient à ce sujet de prendre

$$A_a = 0,2 \text{ néper.}$$

D'autre part, dans le cas des circuits sans supprimeurs d'écho, afin d'éviter les distorsions dues aux couplages par réaction qui se produisent avant qu'un réel amorçage d'oscillations n'ait lieu, on doit avoir $K = 0,4$ néper ou 3,47 décibels. On est donc encore ainsi conduit à une valeur d'équivalent minimum admissible au point de vue de la stabilité égale à $q = 0,2$ néper (en négligeant α).

b) *Communications comprenant à la fois des sections à quatre fils et des sections à deux fils.* — Le principe de la méthode précédente subsiste, mais il faut examiner séparément :

- 1° la stabilité de chaque circuit à quatre fils ;
- 2° la stabilité de chaque répéteur à deux fils.

On calcule pour cela les affaiblissements actifs d'équilibrage à l'entrée et à la sortie de chaque circuit à quatre fils ou de chaque répéteur à deux fils. On suppose dans ce calcul que les extrémités de la communication sont isolées à chaque bureau interurbain extrême.

Pour déterminer ces affaiblissements actifs d'équilibrage on tient compte de tous les courants de réflexion et on les additionne les uns aux autres ; si q_1, q_2, q_3, \dots désignent les équivalents calculés respectivement pour les divers itinéraires des courants réfléchis, l'affaiblissement actif d'équilibrage résultant A est donné par la formule :

$$\exp(-A) = \exp(-q_1) + \exp(-q_2) + \exp(-q_3) + \dots$$

Les valeurs d'affaiblissement d'équilibrage et les valeurs d'affaiblissement d'adaptation aux extrémités du circuit (reliées aux abonnés) à utiliser dans ce calcul ne sont généralement pas les mêmes que celles qui interviennent dans le calcul relatif aux effets d'écho, car *il faut considérer ici les valeurs minimums pour toute la bande des fréquences transmises.*

Dans le calcul ci-dessus, il faut prendre non pas l'équivalent à 800 p/s mais *l'équivalent minimum du circuit dans la bande des fréquences effectivement transmises.* Il peut donc y avoir lieu, également dans ce cas, de majorer l'équivalent calculé à 800 p/s d'une quantité α à déterminer.

C. Variations de l'équivalent en fonction du temps

Lorsqu'on détermine les équivalents minimums admissibles *en service* pour les circuits interurbains au point de vue de l'écho et de l'amorçage des oscillations, il est nécessaire de tenir compte du fait que l'équivalent du circuit variera en fonction du temps.

La « variation totale de l'équivalent » (overall variation of the equivalent ; overall net loss variation) d'un circuit téléphonique, dans chaque sens de transmission, est l'écart total (par rapport à la valeur nominale) de l'équivalent dans le sens de transmission considéré à 800 p/s.

Causes de variation. — Les causes les plus usuelles de variation de l'équivalent d'un circuit téléphonique interurbain que l'on doit considérer sont les suivantes :

a) Les effets de la température qui, en modifiant la résistance des conducteurs, changent l'équivalent du circuit. Sur les circuits en câble très longs, on peut compenser ces effets au moyen de régulateurs automatiques de la transmission, avec fil pilote (pilot wire transmission regulator) ; ces régulateurs effectuent toutefois cette compensation par échelons de valeur finie seulement.

En outre, à cause du retard entre le fonctionnement du régulateur et la variation de la température des conducteurs du câble, et aussi à cause des différences entre les paires individuelles de conducteurs du câble et la paire pilote qui commande l'action du régulateur, il se produit de petits écarts inévitables de l'équivalent du circuit considéré.

b) L'effet, sur les gains des répéteurs, des variations des tensions des batteries d'alimentation.

c) L'effet, sur l'affaiblissement d'insertion du câblage intérieur, des variations du degré d'humidité et aussi l'effet des intempéries (pluie, givre, neige, etc...), sur l'affaiblissement de la ligne dans le cas d'un circuit en fils nus aériens.

d) Les erreurs dues à la probabilité pour que l'équivalent moyen d'un circuit donné ne soit pas exactement égal à la valeur nominale. Ces erreurs peuvent être causées par la précision forcément limitée du réglage initial des gains des répéteurs, par les effets des manipulations du circuit lors de l'exécution des mesures périodiques de maintenance, etc...

e) L'effet de contacts défectueux insérés sur le circuit.

Lorsqu'il s'agit d'une chaîne de circuits interurbains interconnectés, on calcule la variation totale en prenant la racine carrée de la somme des carrés des écarts correspondant à chaque circuit.

Pour le calcul de la variation totale de l'équivalent en fonction du temps, on appliquera la méthode suivante : on suppose que pour chaque circuit indépendant au point de vue de la maintenance et quelle que soit sa longueur, l'écart Δ de l'équivalent par rapport à la valeur nominale reste inférieur ou égal à 0,2 néper ou 1,7 décibel. Par suite, s'il y a n circuits indépendants interconnectés, la variation totale de l'équivalent est, d'après les règles du calcul des probabilités, $0,2 \sqrt{n}$ népers ou $1,7 \sqrt{n}$ décibels.

Après avoir calculé la variation totale de la chaîne des n circuits maintenus indépendamment les uns des autres et constituant la communication, par la formule $0,2 \sqrt{n}$ népers, on répartit cette variation totale en parties égales entre les n circuits considérés, de sorte que la part afférente à chaque circuit est

$$\Delta' = \frac{0,2 \sqrt{n}}{n}$$

La part afférente à un circuit à deux fils est attribuée entièrement aux répéteurs ; elle est, par convention, partagée en parties égales entre les répéteurs intermédiaires à deux fils, les répéteurs terminaux éventuels à deux fils et les répéteurs sur cordon (à deux fils) insérés éventuellement après la partie à quatre fils de la communication.

En d'autres termes, un répéteur sur cordons est considéré comme faisant partie de la section à deux fils de la communication s'il est intercalé entre un circuit à quatre fils et un circuit à deux fils, et comme faisant partie de l'une des sections à deux fils de la communication s'il est intercalé entre deux circuits à deux fils.

Pour un circuit en câble souterrain non muni de répéteur, l'écart individuel est généralement négligeable.

Le calcul des écarts individuels peut être immédiatement vérifié en service au moyen de dispositifs enregistreurs utilisant un courant sinusoïdal dont la fréquence est voisine de 800 p/s. Un tel dispositif, s'il est relié à un circuit pendant un temps suffisant pour obtenir des valeurs typiques de chaque écart individuel, permet de vérifier la précision des calculs.

Tableau de répartition de la variation totale, en fonction du temps, de l'équivalent d'une chaîne de circuits.

Nombre des circuits entretenus indépendamment l'un de l'autre, n	Variation totale pour la chaîne des circuits : $0,2 \sqrt{n}$ (népers)	Part proportionnelle Δ' pour chaque circuit : $\left(\frac{0,2 \sqrt{n}}{n}\right)$ (népers)
2	0,28	0,14
3	0,36	0,12
4	0,40	0,10
5	0,45	0,09
6	0,48	0,08

Les « variations totales » définies et calculées comme il est indiqué ci-dessus servent à déterminer l'équivalent minimum admissible *en service* pour un circuit téléphonique interurbain en se plaçant au point de vue soit de l'écho, soit de l'amorçage des oscillations.

Pour faciliter l'application de cette méthode, on a calculé, dans le tableau ci-dessus intitulé « Tableau de répartition de la variation totale, en fonction du temps, de l'équivalent d'une chaîne de circuits », les parts proportionnelles Δ' afférentes aux différents circuits, pour les combinaisons de 2, 3, 4, 5 ou 6 circuits.

D. Exemple de calcul de l'écho et de la stabilité pour un circuit interurbain

On a donné ci-après un exemple de calculs effectués en vue de rechercher si une communication établie conformément au plan d'acheminement actuel satisfait aux normes prévues pour la qualité de l'audition (notamment absence de perturbations dues à l'écho pour la personne qui parle, ou aux distorsions dues aux couplages par réaction et *a fortiori* à l'amorçage d'oscillations). (Voir les tableaux des figures 5 et 6.)

CALCUL DE LA STABILITÉ DU CIRCUIT ENTRE BUREAUX INTERURBAINS EXTRÊMES (EXTRÉMITÉS ISOLÉES)

A. En tenant compte des valeurs nominales des équivalents

1° Stabilité de la chaîne des circuits à quatre fils:

Affaiblissement actif d'équilibrage à Allenstein, côté Hohenstein :

$$\exp(-A) = \exp(-3,7) + \exp[-(3,5 - 2 \times 1,2)] + \exp[-(2 \times 0,9 - 2 \times 1,2)] \quad A = -0,78 \text{ néper.}$$

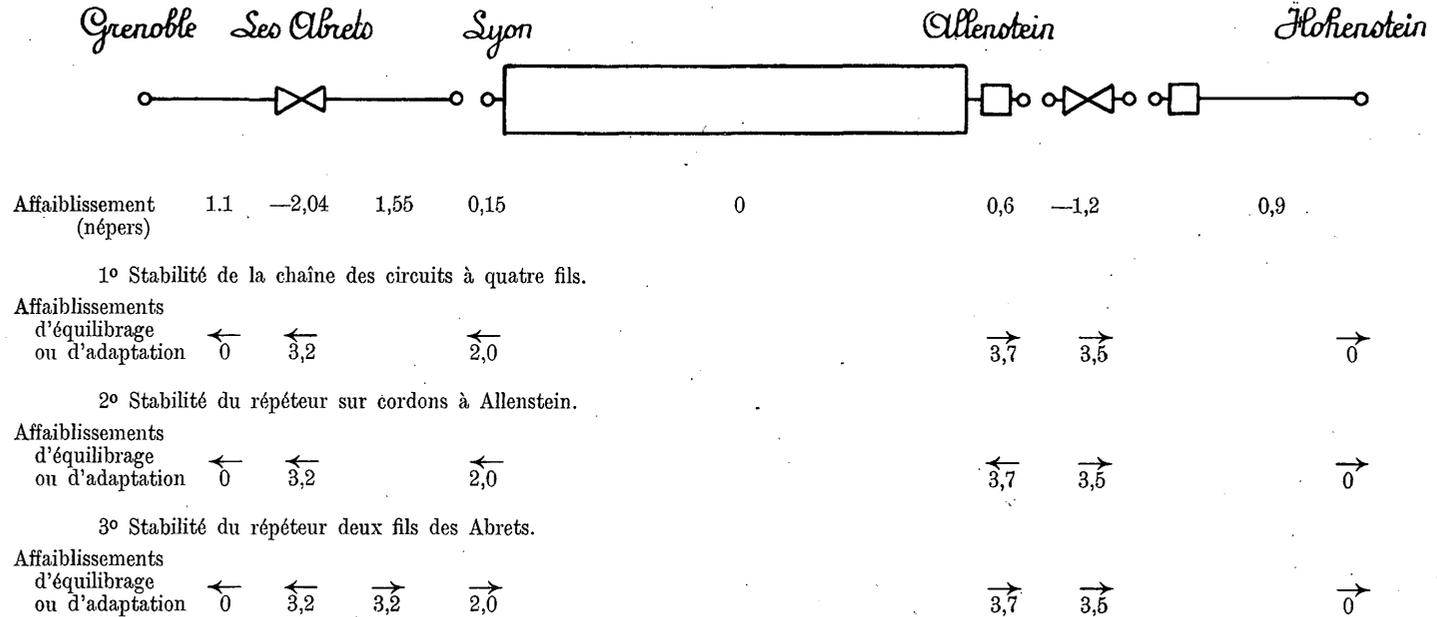


Figure 5

Données pour le calcul de la stabilité d'un circuit entre bureaux interurbains extrêmes (extrémités isolées).

Affaiblissement actif d'équilibrage à Lyon, côté Grenoble :

$$\exp(-A') = \exp(-2,0) + \exp\{-[2(0,15 + 1,55 - 2,04) + 3,2]\} \\ + \exp[-2(0,15 + 1,55 - 2,04 + 1,1)] \quad A' = 0,83 \text{ néper}$$

$$\frac{A + A'}{2} = \frac{0,83 - 0,78}{2} = 0,03 \text{ néper}$$

$$\text{Stabilité } 0,6 + 0,03 = 0,63 \text{ néper}$$

2° Stabilité du répéteur sur cordons à Allenstein :

Affaiblissement d'équilibrage à Allenstein, côté Hohenstein :

$$\exp(-A) = \exp(-3,5) + \exp(-2 \times 0,9) \quad A = 1,63 \text{ néper}$$

Affaiblissement d'équilibrage à Allenstein, côté Grenoble :

$$\exp(-A') = \exp(-3,7) + \exp[-(2 \times 0,6 + 2,0)] \\ + \exp\{-[2(0,6 + 0,15 + 1,55 - 2,04 + 3,2)]\} \\ + \exp[-2(0,6 + 0,15 + 1,55 - 2,04 + 1,1)] \quad A' = 1,86 \text{ néper}$$

$$\frac{A + A'}{2} = \frac{1,63 + 1,86}{2} = 1,75$$

$$\text{Stabilité } 1,75 - 1,2 = 0,55 \text{ néper}$$

3° Stabilité du répéteur deux fils à la station des Abrets :

Affaiblissement d'équilibrage aux Abrets, côté Hohenstein :

$$\exp(-A) = \exp(-3,2) + \exp[-(2 \times 1,55 + 2,0)] \\ + \exp\{-[2(1,55 + 0,15 + 0,6) + 3,7]\} \\ + \exp\{-[2(1,55 + 0,15 + 0,6 - 1,2) + 3,5]\} \\ + \exp[-2(1,55 + 0,15 + 0,6 - 1,2 + 0,9)] \quad A = 2,70 \text{ népers}$$

Affaiblissement d'équilibrage aux Abrets, côté Grenoble :

$$\exp(-A') = \exp(-3,2) + \exp(-2 \times 1,1) \quad A' = 1,89 \text{ néper}$$

$$\frac{A + A'}{2} = \frac{2,70 + 1,89}{2} = 2,30 \quad \text{Stabilité } 2,30 - 2,04 = 0,26 \text{ néper}$$

Ainsi la stabilité de l'ensemble de la communication entre bureaux interurbains extrêmes, Grenoble et Hohenstein, est 0,26 néper.

B. En tenant compte des variations des équivalents en fonction du temps

On trouve dans le tableau initial les valeurs des variations Δ' en fonction du temps. Dans l'exemple choisi, $\Delta' = 0,09$ néper.

On se limite dans cet exemple au calcul de la stabilité du répéteur à deux fils des Abrets :

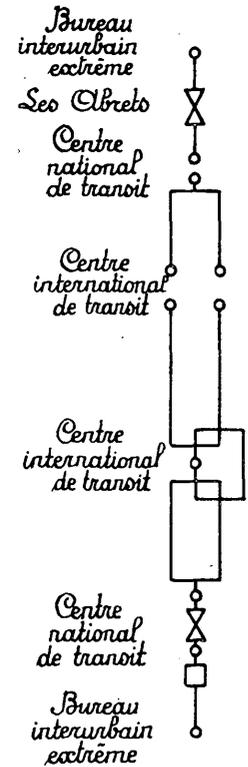
Affaiblissement actif d'équilibrage aux Abrets, côté Hohenstein :

$$\exp(-A) = \exp(-3,2) + \exp[-(2 \times 1,55 + 2,0)] \\ + \exp\{-[2(1,55 + 0,15 + 0,6 - 3 \times 0,09) + 3,7]\} \\ + \exp\{-[2(1,55 + 0,15 + 0,6 - 1,2 - 4 \times 0,09) + 3,5]\} \\ + \exp[-2(1,55 + 0,15 + 0,6 - 1,2 + 0,9 - 4 \times 0,09)] \quad A = 2,34 \text{ népers}$$

Figure 6

Feuille de calcul de la stabilité et des effets d'écho dans la relation Allemagne-France. Voie normale : Berlin-Paris

Désignation des bureaux	Longueurs kilomètres	Constitution	Temps de propagation simple (millisecondes)	Affaiblissements (en népers) Valeurs nominales	Variations en fonction du temps		
					α	α'	
<i>Bureau interurbain extrême</i> <i>Les Abrets</i> <i>Centre national de transit</i>	Grenoble. . .	47	0,9 mm, 177 mH 1830 mètres	3	1,1	} $\Delta_1 = \pm 0,2$	} $\Delta'_1 = \pm 0,09$
	Les Abrets. . .				-2,04		
		69	0,9 mm, 177 mH, 1830 m	4	1,55		
	Lyon				0,15		
<i>Centre international de transit</i>		465	0,9 mm, 44 mH 1830 mètres	14,5	0	} $\Delta_2 = \pm 0,2$	} $\Delta'_2 = \pm 0,09$
	Paris				0		
<i>Centre international de transit</i>		1170	0,9 mm, 44 mH 1830 mètres	31,6	0	} $\Delta_3 = \pm 0,2$	} $\Delta'_3 = \pm 0,09$
			0,9 mm, 30 mH 1700 mètres				
	Berlin				0		
<i>Centre national de transit</i>		810	0,9 mm, 30 mH 1700 mètres	25	0,60	} $\Delta_4 = \pm 0,2$	} $\Delta'_4 = \pm 0,09$
			0,9 mm, 140 mH 1700 mètres				
<i>Centre national de transit</i> <i>Bureau interurbain extrême</i>	Allenstein . .				-1,2	} $\Delta_5 = \pm 0,2$	} $\Delta'_5 = \pm 0,09$
	Hohenstein. .	40	1,2 mm, 140 mH 1700 mètres	2	0,3 0,6		
				80,1	1,05		



Affaiblissement actif d'équilibrage aux Abrets, côté Grenoble :

$$\exp(-A') = \exp(-3,2) + \exp(-2 \times 1,1)$$

$$A' = 1,89 \text{ néper}$$

$$\frac{A + A'}{2} = \frac{2,34 + 1,89}{2} = 2,13$$

$$\text{Stabilité } 2,13 - 2,13 = 0,0 \text{ néper.}$$

CALCUL DES EFFETS D'ÉCHO

Itinéraire des courants d'écho (pour l'abonné de Hohenstein qui parle) :

- N° 1. Hohenstein-Lyon-Hohenstein.
- N° 2. Hohenstein-Les Abrets-Hohenstein.
- N° 3. Hohenstein-Grenoble-Hohenstein.

A. En tenant compte des valeurs nominales des équivalents

Affaiblissement actif d'équilibrage à : $\left\{ \begin{array}{l} \text{Lyon, côté Grenoble} \quad A = 2,0 \text{ népers} \\ \text{Les Abrets, côté Grenoble} \quad A = 3,2 \text{ népers} \end{array} \right.$

Affaiblissement d'adaptation : Grenoble, côté abonné $A = 0,7$ néper.

Numéro de l'itinéraire des courants d'écho	Equivalent à 800 p/s de l'itinéraire des courants d'écho (népers)	Temps total de propagation des courants d'écho (millisec.)	Correction du temps de propagation (népers)	Equivalent pondéré de l'itinéraire des courants d'écho (népers)	Rapport de puissances correspondant à l'équivalent pondéré
1	2,6	150	1,43	1,17	0,096
2	3,1	157	1,47	1,63	0,038
3	2,80	160	1,50	1,30	0,074
					<u>0,208</u>

B. En tenant compte des variations des équivalents en fonction du temps

Numéro de l'itinéraire des courants d'écho	Equivalent à 800 p/s de l'itinéraire des courants		Temps total de propagation sur l'itinéraire des courants d'écho (millisec.)	Correction du temps de propagation		Equivalent		Rapport de puissances correspondant à l'équivalent pondéré
	népers	décibels		népers	décibels	népers	décibels	
1	1,88		150	1,43		0,45		0,407
2	2,20		157	1,47		0,73		0,232
3	1,90		160	1,50		0,40		0,449
								<u>1,088</u>

Remarques. — 1. Pour tenir compte de l'affaiblissement des cordons de bureau dans les centres de transit de l'exemple de calcul ci-dessus, on a procédé de la manière suivante :

On a admis :

- a) que les équivalents des circuits comprenaient les affaiblissements d'insertion des cordons à Paris et à Berlin en raison du mode de connexion en service dans des centres internationaux de transit.

b) que l'affaiblissement d'insertion du cordon du centre de transit de Lyon à la jonction du circuit à quatre fils et du circuit à deux fils était compris dans l'équivalent du circuit à deux fils Grenoble-Lyon.

c) que les affaiblissements des deux cordons du centre de transit d'Allenstein étaient compris dans le gain du répéteur sur cordons inséré dans ce centre national de transit.

2. On a admis dans l'exemple ci-dessus que la valeur de 2,0 népers figurant dans le tableau des affaiblissements d'équilibrage (page 15 ci-dessus), représentait l'affaiblissement d'équilibrage entre l'impédance de l'équilibreur omnibus du termineur de Lyon et l'impédance du circuit à deux fils Lyon-Grenoble vue à travers le cordon du centre de transit de Lyon.

De même, la valeur de 3,7 népers (du tableau de la page 13 ci-dessus), représente l'affaiblissement d'équilibrage entre l'impédance d'entrée du répéteur sur cordons d'Allenstein, y compris le cordon, et l'impédance de l'équilibreur-omnibus du termineur d'Allenstein.

3. Dans l'exemple de calcul des effets d'écho ci-dessus on a admis de même que les valeurs d'affaiblissement d'équilibrage des deux tableaux précités définissent le courant vrai de retour, et on a admis que ce courant de retour subissait un temps de propagation correspondant à un itinéraire qui passerait par le milieu de la section d'amplification, conformément à la remarque 1 de la page 18.

ANNEXE 3

RÉALISATION DES ÉQUILIBREURS ASSOCIÉS AUX RÉPÉTEURS FIXES DES CIRCUITS EN FILS NUS AÉRIENS OU MIXTES

En ce qui concerne la réalisation des équilibreurs associés aux répéteurs fixes insérés sur les circuits en fils nus aériens ou mixtes, comme les impédances des lignes des réseaux urbains qui servent à prolonger les circuits interurbains vers les postes d'abonnés sont très différentes les unes des autres, il est recommandable de calculer toujours les équilibreurs pour une terminaison déterminée des circuits autant que possible sans réflexions, par exemple une terminaison sur 600 ohms (bien que, pour apprécier la stabilité d'un circuit, il convienne de vérifier qu'il ne s'amorce pas d'oscillations lorsque ce circuit est ouvert à ses deux extrémités).

Les circuits en fils nus aériens non pupinisés — notamment ceux dont les conducteurs ont un diamètre égal ou supérieur à 3 millimètres — peuvent pratiquement être équilibrés avec une précision satisfaisante au moyen d'un montage en série d'une résistance R_0 à peu près égale à $\sqrt{L/C}$ et d'un condensateur C_0 à peu près égal à $\frac{2}{R} \sqrt{L/C}$ (figure 1), où L , C et R représentent respectivement la valeur de l'inductance, de la capacité et de la résistance linéique du circuit par *kilomètre*.

Puisque, pratiquement, il existe en général au départ du circuit un transformateur toroïdal et parfois aussi des condensateurs de blocage du courant d'appel, il s'ensuit une légère variation des valeurs de R_0 et de C_0 si le transformateur et les condensateurs ne sont pas représentés spécialement dans l'équilibre par des éléments identiques ; cependant, dans tous les cas, on se tire d'affaire en recourant à un montage en série d'une résistance et d'un condensateur. Mais si le transformateur toroïdal et, le cas échéant, les condensateurs de blocage sont reproduits dans l'équilibre par des éléments identiques, on peut s'en tenir aux valeurs de R_0 et de C_0 calculées en appliquant les formules ci-dessus.

Dans le cas de circuits en fils nus aériens de plus petit diamètre, il est parfois recommandable de rechercher une plus grande précision de l'équilibrage, parce qu'alors la composante réelle de l'impédance caractéristique augmente d'une manière sensible dans la région des fréquences basses. Pour reproduire cette augmentation, le mieux est d'ajouter dans l'équilibre au montage en série, dont il est question plus haut, un montage en parallèle comprenant une résistance et une capacité (figure 2).

Pour obvier à une modification éventuelle défavorable de l'impédance d'entrée du circuit par le transformateur toroïdal (transformation, aux fréquences élevées, de la composante imaginaire négative de l'impédance du circuit en une composante imaginaire positive difficile à équilibrer et due aux fuites magnétiques dans le transformateur toroïdal), il est parfois convenable d'insérer sur le circuit un condensateur en dérivation, de 1 centième de microfarad environ,

si déjà la capacité du câble d'entrée de poste ne produit pas l'effet désiré. Inversement, il est aussi possible que la modification de l'impédance d'entrée imputable au translateur se traduise par une augmentation de la composante imaginaire négative dans la région supérieure de la bande des fréquences effectivement transmises ; alors, on pourrait se dispenser de recourir au condensateur supplémentaire en dérivation. Mais, comme on ne peut pas s'assurer qu'il en est ainsi sans effectuer des mesures spéciales, il est recommandable d'insérer un condensateur en dérivation, à titre d'essai, dans l'équilibreur, dans le but d'améliorer l'équilibrage, le cas échéant.

Si le circuit en fils nus aériens entre dans le bureau central téléphonique par un câble à charge légère et bien adapté, les conditions relatives à l'impédance ne varient pas d'une manière appréciable. L'équilibreur peut alors être réalisé comme s'il s'agissait d'un circuit entièrement en fils nus aériens. Mais il en est autrement si le câble d'amorce, bien que faiblement chargé et possédant une fréquence de coupure suffisamment élevée, est constitué par des conducteurs dont le diamètre est très différent de celui des fils du circuit. Alors, les impédances du circuit en câble et du circuit en fils nus aériens n'ont pas la même valeur au point de jonction, et leur écart est d'autant plus grand qu'on se rapproche davantage des fréquences basses. Dans cette région de la bande des fréquences effectivement transmises, il se produit donc des variations périodiques de l'impédance d'entrée du circuit en fonction de la fréquence. Etant donné qu'en règle générale le nombre des sections de pupinisation est petit et que le câble est du type à charge légère, la fréquence de ces variations périodiques est la plupart du temps peu élevée. Parfois, dans la bande des fréquences en question, on a uniquement affaire à un quart ou à une moitié de période, lequel quart ou laquelle moitié peut alors réagir dans un sens positif ou négatif sur la composante réelle de l'impédance. Dans le premier cas, l'augmentation de la valeur de la composante réelle dans la région des fréquences basses se trouve renforcée ; dans le second cas, cette augmentation peut être réduite, parfois même supprimée, et même être transformée finalement en une diminution de la composante réelle de l'impédance. Bien que, dans chaque cas particulier, on puisse prédire, d'après les constantes du circuit, l'allure de la courbe des variations de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, il est plus simple, lors de la réalisation de l'équilibreur, de s'assurer par un essai rapide si celui-ci peut ou non être amélioré en plaçant, à l'entrée du circuit, un montage en dérivation d'une résistance et d'une capacité.

Dans le cas où la fréquence de coupure du câble d'amorce pupinisé est relativement basse (de l'ordre de 4 000 p/s, par exemple), on doit compter sur une certaine augmentation de la composante réelle de l'impédance dans la partie supérieure de la bande des fréquences effectivement transmises. Ici, un équilibreur Hoyt (figure 3) présente des avantages, et l'on obtient pratiquement de bons résultats en utilisant des bobines d'équilibreur de 0,02 henry, tandis que, bien entendu, la résistance R_0 est adaptée à l'impédance caractéristique du circuit. Ce qu'on a dit plus haut à propos de la reproduction de l'accroissement de la composante réelle dans la région des fréquences basses est également valable dans le cas considéré ici.

Pour équilibrer les circuits en fils nus aériens qui sont amenés dans le bureau central en empruntant un câble d'amorce non chargé, on peut utiliser un dispositif dont le schéma est reproduit sur la figure 4:

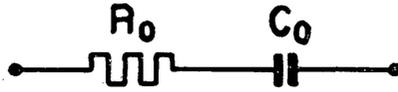


Figure 1

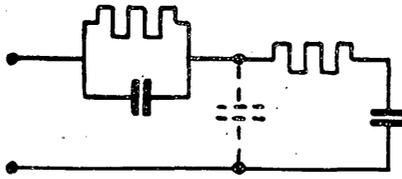


Figure 2

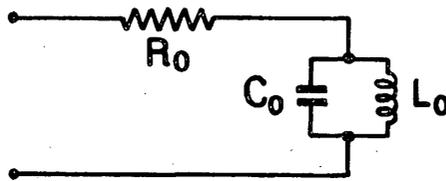


Figure 3
Equilibreur Hoyt

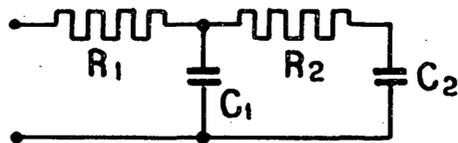


Figure 4

En première approximation, C_1 correspond à la capacité du circuit du câble d'amorce, R_1 à la moitié de la résistance de la paire des conducteurs du câble plus la résistance du translateur terminal (côtés primaire et secondaire); R_2 correspond à l'impédance caractéristique du circuit en fils nus aériens

$$\sqrt{\frac{L}{C}}$$

plus la moitié de la résistance des conducteurs du câble d'amorce; C_2 est sensiblement égal à

$$\frac{2\sqrt{LC}}{R}$$

L , C et R se rapportant au circuit en fils nus aériens. On trouve les valeurs exactes par tâtonnements, au moyen d'un dispositif de mesure approprié. Le condensateur C_2 ne joue pas un rôle important; on peut donc souvent le laisser de côté, c'est-à-dire le remplacer par un fil de connexion directe.

ANNEXE 4

MISE EN CÂBLE D'UNE SECTION DE LIGNE EN FILS NUS AÉRIENS

L'on trouvera dans le tome III du Livre Blanc (Budapest, 1934) trois notes reproduisant des études faites à l'occasion de l'Assemblée Plénière du C.C.I.F. à Côme en 1927 et concernant.

a) les problèmes d'adaptation d'impédances de câbles krarupisés ou pupinisés destinés à constituer une section d'une ligne en fils nus aériens ;

b) les effets (sur la variation de l'impédance d'un circuit composé de lignes en fils nus aériens) de la diversité de construction des parties constitutives de ce circuit.

Ces trois notes figurent aux pages indiquées ci-après :

1° A la page 232 du tome III du Livre Blanc 1934 se trouvent sous le titre : Annexe I, quatre graphiques donnant les variations d'impédance de divers circuits composés de lignes en fils nus aériens de constructions différentes.

2° A la page 236 du tome III du Livre Blanc 1934 sont données sous le titre : Annexe II, des observations de la Société « Siemens et Halske » concernant la mise en câblé d'une section de ligne en fils nus aériens.

3° A la page 249 du tome III du Livre Blanc 1934 sont données sous le titre : Annexe III, des observations de « l'International Standard Electric Corporation », concernant la mise en câblé d'une section de ligne en fils nus aériens.

ANNEXE 5

CABLAGE DES BAIES DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS UTILISÉS PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY

La baie comprend des chemins de câbles qui descendent des deux côtés de la baie. Les câbles situés dans la partie gauche de la baie (vue par l'avant) contiennent les circuits de transmission à faible niveau, et servent à l'alimentation en énergie électrique en courant alternatif, quand les fils d'amenée du courant d'alimentation ne sont pas introduits par une rainure du plancher. Les câbles situés dans la partie droite de la baie assurent l'alimentation en énergie électrique des bâtis d'appareils et contiennent les circuits de transmission sortant des appareils et allant vers les réglettes terminales placées au sommet de la baie.

ANNEXE 6

DISPOSITION DES CABLAGES EN VUE DE RÉDUIRE LA DIAPHONIE DANS LES BAIES DE SYSTÈMES A COURANT PORTEURS UTILISÉS PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY

Quand il existe des différences de niveau importantes entre des parties de systèmes à courants porteurs, il faut imposer des limitations rigoureuses aux câblages en vue d'éviter une diaphonie excessive. Ceci a conduit à la baie du type « à conduites » (duct type bay) qui se distingue du type usuel à chemin de câblage (channel type) parce que de chaque côté de la partie verticale de la baie, il y a une conduite sous écran (enclosed shielded duct).

Les circuits d'entrée sont placés dans une conduite et les circuits de sortie dans l'autre. Cela permet également de laisser librement pendre les conducteurs dans les conduites sans que l'aspect de l'installation soit désagréable et cela évite des couplages serrés et, par suite, la diaphonie élevée qui peut se produire dans le cas des « peignes de câbles » (sewed forms) utilisés dans les baies du type à chemin de câblage.

ANNEXE 7

NOTE RELATIVE AU CABLAGE DU BATI D'ORGANES NORMALISÉ TYPE 44 DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES P.T.T.

Le câblage du bâti d'organes normalisé type 44 a été prévu pour permettre l'équipement du bâti au moyen d'organes fonctionnant depuis les fréquences les plus basses de l'ordre de quelques dizaines de périodes par seconde (répétiteurs pour transmissions radiophoniques) jusqu'aux fréquences les plus élevées utilisées par les systèmes à courants porteurs à 12 ou 24 voies téléphoniques (120 kilocycles par seconde).

Tous les câblages, y compris ceux des alimentations, sont exécutés en paires sous écran.

Pour éviter la diaphonie entre paires parcourues par des courants à des niveaux très différents, les paires à niveaux faibles sont placées dans un peigne placé dans le montant gauche du bâti, tandis que les paires à niveaux forts occupent la même place dans le montant droit, soit à près de 60 centimètres d'écart.

Toutefois, le bâti étant à double face, les paires à niveaux faibles de la face avant se trouvent dans le même montant que les paires à niveaux forts de la face arrière. Ces paires se trouvent dans des peignes différents espacés de 50 millimètres au minimum. Il n'a pas été nécessaire de prévoir d'écran supplémentaire (diaphonie supérieure à 15 népers à 120 kc/s).

Les paires de même niveau sont groupées en plusieurs peignes dont les écrans sont isolés les uns des autres et réunis à la terre en un seul point sur la réglette supérieure du bâti.

Les écrans des paires d'alimentation parcourues par des courants forts (signalisation) sont réunis à une terre différente de celle des circuits « téléphoniques ».

Toutes les paires « téléphoniques » aboutissent à 3 réglettes supérieures. Il y a une réglette pour les niveaux faibles, une autre pour les niveaux forts et une troisième pour les circuits accessoires.

Grâce aux précautions prises dans la constitution des peignes, la diaphonie est surtout limitée par la valeur obtenue entre broches adjacentes d'une même réglette.

Pour les paires câblées sur des réglettes différentes, on obtient un chiffre de diaphonie supérieur à 15 népers (diaphonie entre niveaux forts et niveaux faibles).

Pour les paires câblées sur une même réglette, on obtient un chiffre de 9 népers dans le cas de broches superposées (diaphonie entre 2 paires d'un même organe) et 10 népers dans le cas de broches côte à côte (diaphonie entre 2 paires de même numéro, mais affectées à 2 organes différents).

Ces valeurs de diaphonie sont très suffisantes pour les raisons suivantes :

La valeur de 15 népers n'a pas besoin d'explication étant donné sa valeur élevée.

La valeur de 9 népers est suffisante entre 2 paires d'un même organe (répéteur, modulateur). Ces paires, de même niveau, correspondent généralement soit aux deux sens de transmission d'un répéteur ou d'un modulateur, soit à des fréquences différentes dans le cas d'un modulateur.

La valeur de 10 népers est suffisante entre 2 paires de même numéro de deux organes différents. D'ailleurs, sa valeur ne pourrait être critique que dans le cas de bâtis de répéteurs pour systèmes à 24 voies puisqu'elle caractérise la diaphonie entre deux circuits différents au cours de l'amplification.

Dans le cas de bâtis équipés avec des systèmes à courants porteurs, la valeur de 10 népers est très suffisante car ces paires sont soit parcourues par des courants à basse fréquence (valeur de diaphonie très supérieure à 10 népers), soit parcourues par des courants à haute fréquence, mais à des fréquences différentes. Dans ce cas, elles sont d'ailleurs souvent mises en parallèle.

Toutes les valeurs de diaphonie indiquées correspondent à la fréquence la plus élevée (120 kc/s). Pour les fréquences plus basses, les valeurs d'affaiblissement obtenues sont nettement plus élevées.

ANNEXE 8

DISPOSITION DES CABLAGES EN VUE DE RÉDUIRE LA DIAPHONIE DANS LES BAIES DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS UTILISÉS PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES

La disposition des câblages dans les baies d'équipements pour systèmes à courants porteurs, sur paires symétriques non chargées ou sur paires coaxiales, utilisées par l'Administration britannique est la suivante :

On utilise toute la largeur de la baie pour les peignes de câbles. La pratique suivie normalement consiste à établir des peignes séparés pour les câbles d'émission, de réception, et dans certains cas pour les câbles de distribution des fréquences porteuses et d'alimentation en énergie électrique. De plus, dans certains cas, les peignes de câbles d'émission et de réception sont subdivisés afin de séparer des groupes de câbles transmettant des courants de niveau sensiblement différent. Les peignes de câbles individuels sont espacés et répartis dans la largeur de la baie ; ils sont maintenus en place en les attachant à intervalles rapprochés aux barres transversales de la baie.

On a trouvé que ces précautions simples étaient suffisantes, la plus mauvaise diaphonie résiduelle étant due à d'autres causes provenant des équipements eux-mêmes, telles que l'équipement commun engendrant les fréquences porteuses.

ANNEXE 9

MÉTHODE UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES POUR L'ÉQUILIBRAGE DES CABLES NOUVEAUX A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A L'EXPLOITATION AVEC 12 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS

La présente annexe décrit une méthode de compensation de la diaphonie, sur les câbles à paires symétriques destinées à être exploitées avec des systèmes téléphoniques à courants porteurs, que l'Administration britannique a employée. Cette méthode n'est pas nécessairement la méthode employée par les constructeurs qui fournissent ces câbles à l'Administration britannique, et elle pourrait probablement être améliorée, mais c'est l'indication d'une méthode d'équilibrage du câble, dans l'hypothèse que la télédiaphonie due aux couplages à l'intérieur du câble sera réduite ultérieurement au moyen de réseaux compensateurs de télédiaphonie.

A. Diaphonie dans les câbles à paires symétriques destinées à procurer 12 voies téléphoniques à courants porteurs

Généralités

Les effets de diaphonie dans les câbles destinés à procurer 12 voies téléphoniques à courants porteurs sur une paire de conducteurs peuvent être répartis en gros dans les catégories suivantes :

- a) la paradiaphonie entre câbles,
- b) la télédiaphonie à l'intérieur d'un câble. Cette catégorie peut être subdivisée de la façon suivante :
 - 1° télédiaphonie directe,
 - 2° télédiaphonie due aux réflexions,
 - 3° télédiaphonie indirecte.

On indique ci-dessous les particularités de chacune de ces catégories.

Paradiaphonie entre câbles (voir la figure 1 ci-après)

L'affaiblissement paradiaphonique entre paires ayant des sens de transmission opposés doit être très élevé, pour tenir compte de la grande différence des niveaux sur les deux paires aux extrémités des sections d'amplification. Pour

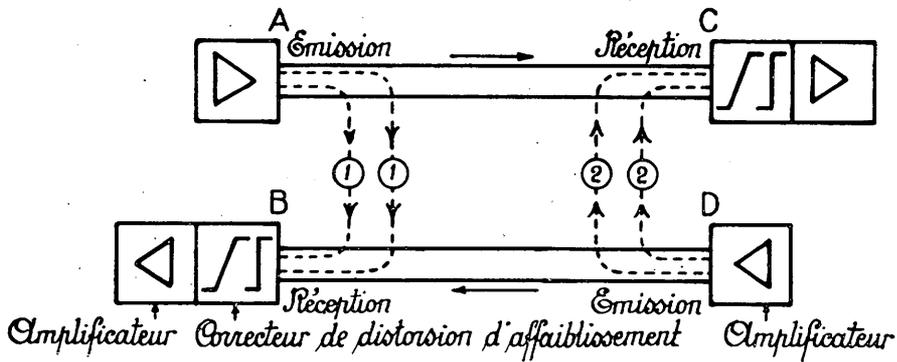


Figure 1

Paradiaphonie entre câbles

Remarque. — A C est une paire de conducteurs d'un câble assurant la transmission dans un sens ; B D est une paire d'un autre câble assurant la transmission dans le sens opposé ; les chiffres 1 désignent deux voies de paradiaphonie entre A et B ; les chiffres 2 désignent deux voies de paradiaphonie entre D et C.

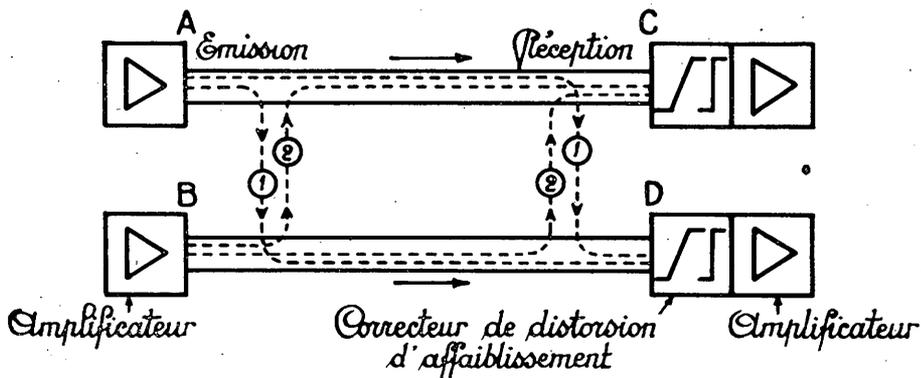


Figure 2

Télédiaphonie à l'intérieur d'un câble

Remarque. — A C et B D sont des paires du même câble utilisées pour la transmission dans le même sens ; les chiffres 1 désignent les voies de télédiaphonie entre A et D ; les chiffres 2 désignent les voies de télédiaphonie entre B et C.

cette raison, on pose deux câbles entièrement séparés, un pour chaque sens de transmission. Avec cette disposition, les enveloppes de plomb des deux câbles agissent comme écrans électromagnétiques et électrostatiques et réduisent la diaphonie à un niveau suffisamment bas.

Pour que l'enveloppe de plomb soit efficace comme écran électromagnétique, il est essentiel qu'elle soit continue au point de vue électrique et, pour assurer cela, tous les joints isolants adaptés au câble, exploité avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs, doivent être shuntés par des condensateurs. On est actuellement en train de mettre au point un condensateur convenant à cet usage.

Télédiaphonie à l'intérieur d'un câble

a) *Télédiaphonie directe* (voir la figure 2 ci-dessus). Ce type de diaphonie est dû à des couplages par capacité mutuelle et inductance mutuelle entre les paires de chaque câble. Les conditions diffèrent de celles qu'on rencontre dans un câble à fréquences vocales du fait de l'impédance plus faible des circuits, qui a pour résultats une réduction des effets des déséquilibres de capacité et une augmentation correspondante des effets des déséquilibres d'inductance.

1° Les couplages par déséquilibre de capacité entre quartes non adjacentes sont généralement petits, parce que les conducteurs intermédiaires sont des écrans électrostatiques efficaces. Toutefois la présence de conducteurs intermédiaires ne réduit pas les couplages magnétiques d'une façon appréciable et pour cette raison, dans un câble normal destiné à l'exploitation avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs, on utilise pour chaque quarte une longueur différente du pas de câblage.

2° Pourvu que les paires du câble soient électriquement semblables on peut compenser la télédiaphonie au moyen de réseaux placés en un seul point de chaque section d'amplification, puisque la longueur de câble qui intervient dans chaque voie de diaphonie et dans la voie de compensation de la diaphonie est la même. Pour compenser la diaphonie entre deux paires à toutes les fréquences, il serait nécessaire d'introduire un réseau constitué par des condensateurs et des bobines d'inductance égaux (en capacité ou en inductance) aux déséquilibres résiduels de capacité et d'inductance entre les paires considérées du câble. En pratique, il est seulement nécessaire de considérer les fréquences les plus élevées et, comme à ces fréquences l'impédance caractéristique est sensiblement non-réactive et ne varie pas en fonction de la fréquence, il est possible d'utiliser des réseaux correcteurs simples formés seulement de condensateurs. Dans des cas exceptionnels on utilise des réseaux plus compliqués constitués de condensateurs et de résistances.

3° Dans tous les cas les réseaux sont montés sur des panneaux spéciaux, qui dans les anciennes installations étaient installés dans des cabanes au point milieu des sections d'amplification, mais qui sont maintenant placés dans la station de répéteurs à l'extrémité réceptrice des câbles.

b) *Télédiaphonie due aux réflexions* (voir la figure 3 ci-après). La télédiaphonie due aux réflexions peut apparaître comme le résultat de :

1° Réflexion à l'extrémité réceptrice de la section d'amplification, sur l'impédance d'entrée du correcteur de distorsion d'affaiblissement, des courants de

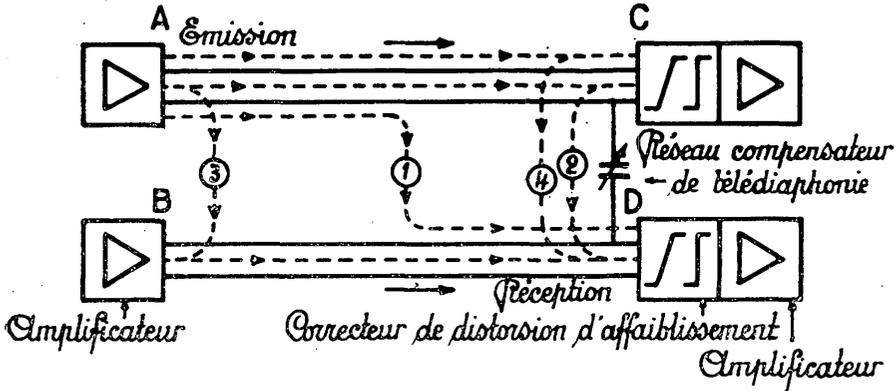


Figure 3

Télédiaphonie due aux réflexions

Remarque. — A C et B D sont des paires du même câble utilisées pour la transmission dans le même sens ; le chiffre 1 désigne la voie de télédiaphonie ordinaire, produite dans le câble, comme dans la figure 2 ci-dessus ; le chiffre 2 désigne la voie suivie par les courants de diaphonie transmis à travers le réseau compensateur de télédiaphonie et produits par les réflexions qui proviennent du défaut d'adaptation entre les impédances du câble et du correcteur de distorsion d'affaiblissement en C ; le chiffre 3 désigne la voie suivie par les courants de paradiaphonie entre A et B réfléchis par suite du défaut d'adaptation entre les impédances du câble et du répéteur en B ; le chiffre 4 indique l'énergie réfléchi par suite du défaut d'adaptation entre les impédances du câble et du répéteur en C, et qui emprunte la voie de paradiaphonie entre C et D ; toutes ces voies 1, 2, 3, 4 contribuent à la télédiaphonie totale entre les paires A C et B D.

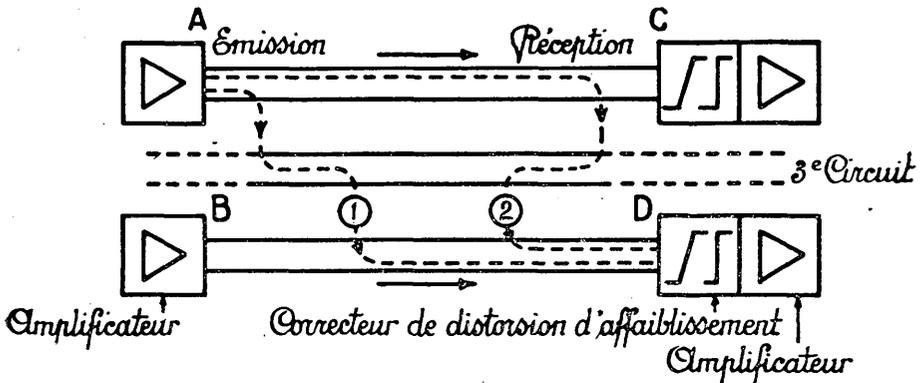


Figure 4

Télédiaphonie indirecte

Remarque. — A C et B D sont des paires du même câble utilisées pour la transmission dans le même sens ; les chiffres 1 et 2 désignent les voies de télédiaphonie indirecte entre ces deux paires.

paradiaphonie dus au réseau compensateur de télédiaphonie (voie marquée 2 sur la figure 3) ;

2° Réflexion à l'origine émettrice de la section d'amplification, sur l'impédance de sortie de l'amplificateur des courants de paradiaphonie dus aux couplages dans le câble (voie 3) ;

3° Réflexion à l'extrémité réceptrice de la section d'amplification, sur l'impédance d'entrée du correcteur de distorsion d'affaiblissement, des courants de paradiaphonie dus aux couplages dans le câble (voie 4).

Bien que les spécifications des répéteurs spécifient le coefficient de réflexion entre les impédances d'entrée et de sortie du répéteur et l'impédance nominale du câble, il n'est pas possible d'obtenir des valeurs de ces coefficients assez faibles pour permettre de négliger les effets de paradiaphonie à l'intérieur du câble.

c) *Télédiaphonie indirecte* (voir la figure 4 ci-dessus). La télédiaphonie entre deux paires d'un câble destiné à l'exploitation avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs peut résulter de couplages par l'intermédiaire d'un troisième circuit. Ce troisième circuit peut avoir de nombreuses formes. Ce peut être, par exemple, un circuit avec retour par la terre ou un circuit fantôme. Si le déphasage linéique sur le troisième circuit est différent de celui des paires normales du câble, il n'est pas possible de corriger ce type de diaphonie dans toute une bande de fréquences au moyen de réseaux terminaux.

Equilibrage sur le chantier

Quand on équilibre sur le chantier des câbles destinés à l'exploitation avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs, on doit considérer les aspects suivants du problème :

a) *Paradiaphonie entre câbles*. — On compte sur les enveloppes de plomb des câbles pour réduire la diaphonie à une valeur suffisamment petite, et il n'y a pas besoin de prendre de mesures spéciales sur le chantier.

b) *Télédiaphonie directe produite à l'intérieur des câbles*. — Pour éviter la nécessité d'introduire dans les réseaux compensateurs des condensateurs de grande capacité, qui produiraient une forte diaphonie par réflexion, on fait sur le chantier les épissures entre paires au moyen d'essais, pour réduire les déséquilibres à des valeurs raisonnables.

c) *Paradiaphonie produite à l'intérieur du câble*. — En raison de la très courte longueur d'onde des signaux à haute fréquence que l'on doit transmettre, il n'est pas possible de compenser des déséquilibres élevés dans une longueur de fabrication du câble au moyen de déséquilibres élevés analogues dans une longueur adjacente. Tout ce qu'on peut faire est de choisir, pour les longueurs de fabrication du câble qui seront placées près des stations de répéteurs, celles dont on sait, d'après les résultats d'essais en usine, qu'elles ne présentent pas de couplages capacitifs ou magnétiques élevés.

d) *Déséquilibres entre circuit réel et circuit fantôme, et entre circuit réel et terre*. — Pour réduire la valeur de la télédiaphonie indirecte qui ne peut pas être compensée par des réseaux d'équilibrage, on devrait réduire les déséquilibres de capacité entre circuit réel et circuit fantôme, et entre circuit réel et terre, de la façon normale.

e) *Uniformité des caractéristiques électriques.* — Pour éviter les réflexions à l'entrée et à la sortie des répéteurs, on devrait choisir les longueurs de fabrication du câble de telle sorte que la courbe représentant la variation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence ait une allure régulière et semblable pour toutes les paires. On peut arriver à cela en rendant égales les capacités effectives des paires dans les longueurs de fabrication adjacentes du câble. Cela tend aussi à rendre égales les constantes d'affaiblissement et de déphasage de toutes les paires du câble, ce qui est essentiel pour obtenir de bons résultats dans la compensation de la télédiaphonie par des réseaux compensateurs.

B. Equilibrage de la télédiaphonie sur le chantier pour un câble destiné à l'exploitation avec des voies téléphoniques à courants porteurs

Généralités

Dans les systèmes à courants porteurs, la diaphonie entre paires de câbles où les niveaux de puissance sont très différents est normalement maintenue à une faible valeur en utilisant des câbles séparés pour les deux sens de transmission opposés, et l'équilibrage des câbles pour systèmes à courants porteurs est donc conduit en vue de réduire seulement la télédiaphonie produite à l'intérieur du câble. Un tel équilibrage se fait de deux façons :

- a) En effectuant les épissures sur le chantier entre des paires convenablement choisies, pour réduire les déséquilibres ;
- b) En employant des réseaux compensateurs de télédiaphonie qui sont normalement placés en un seul point dans chaque section d'amplification.

Portée de la présente note

La présente note décrit la méthode employée pour l'équilibrage (sur le chantier) d'une section d'amplification. Cette méthode repose dans une large mesure sur l'expérience, et pourra être modifiée à mesure qu'on aura acquis plus d'expérience.

La diaphonie indirecte entre paires n'est pas directement compensable avec des réseaux et, par suite, au cours de l'équilibrage sur le chantier, on devrait faire des efforts pour réduire autant que possible ce type de diaphonie. A cette fin, on devrait accorder une attention particulière à la compensation des déséquilibres entre circuit réel et circuit fantôme, et entre circuit réel et terre. Il est important que les déséquilibres qui se compensent mutuellement ne soient pas séparés par une grande distance ; si possible, ils devraient être dans des longueurs adjacentes.

Section d'équilibrage

Pour des raisons d'uniformité entre les méthodes d'équilibrage employées sur les câbles à courants porteurs et les méthodes employées sur les câbles à fréquences vocales, on supposera qu'une section d'équilibrage (balancing section) mesure approximativement 2000 yards (1 yard = 91,5 cm). Elle contiendra donc normalement environ 12 longueurs de fabrication normalisées de câble, comme il est indiqué sur la figure 1 ci-après.

Fréquence de mesure

Toutes les mesures devraient être faites à fréquence vocale à l'exception de celles qui sont décrites au paragraphe ci-après intitulé « épissures T 5 ».

Pose du câble

Autant que possible, on fera des mesures en usine sur chaque longueur de fabrication du câble et, d'après l'examen des résultats de ces mesures, les longueurs qui présentent les plus grands déséquilibres (de capacité et d'inductance) seront placées au milieu de la section d'amplification considérée. Il est particulièrement désirable que les déséquilibres soient petits entre paires appartenant à des longueurs placées près des extrémités d'une section d'amplification.

Choix des paires à connecter et exécution des épissures

Dans toute épissure exécutée dans un câble destiné à l'exploitation avec des courants porteurs on choisira les paires à connecter. Quand le câble aura été tiré on épissurera les longueurs de fabrication individuelles par groupes de deux (voir la figure 1).

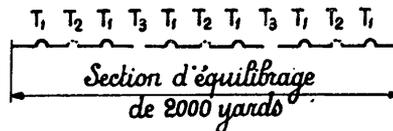


Figure 1

Les épissures T 1 (ainsi désignées sur la figure 1) sont exécutées de telle sorte que des quartes disposées dans l'ordre des capacités effectives croissantes dans une longueur de fabrication soient réunies à des quartes disposées dans l'ordre des capacités effectives décroissantes dans l'autre longueur. De plus, on effectuera des croisements entre fils d'une paire à l'intérieur des quartes pour réduire autant que possible $p - q$, $p + q + \frac{1}{2} u$, $r + s + \frac{1}{2} v$, u et v *, en apportant la plus grande attention à la réduction des déséquilibres entre circuit réel et circuit fantôme, et entre circuit réel et terre.

Épissures T 2. — On fera des mesures sur chacun des groupes de deux longueurs constitués ci-dessus, et aux points marqués T 2 sur la figure 1 on effectuera des épissures en choisissant les paires à connecter de façon à réduire $p - q$, $p + q + \frac{1}{2} u$, $r + s + \frac{1}{2} v$, u et v en accordant la plus grande attention à la réduction des déséquilibres entre circuit réel et circuit fantôme, et entre circuit réel et terre.

Épissures T 3. — On fera ensuite des mesures sur les groupes de quatre longueurs de fabrication, et on fera un triple choix pour réduire $p - q$ (30), $p + q + \frac{1}{2} u$ (100), $r + s + \frac{1}{2} v$ (100), u (100) et v (100). Les épissures T 3 seront effectuées à ce moment. Les nombres qui figurent entre parenthèses après les quantités indiquées sont les valeurs maxima de déséquilibre de capacité, en microfarads, qu'on doit regarder comme admissibles sur une section d'équilibrage de 2000 yards.

* Voir à la fin de cette annexe la signification des symboles littéraux employés.

Mesures à faire sur la section d'équilibrage. — On effectuera sur chaque section d'équilibrage, une fois constituée, les mesures spécifiées, et en plus des mesures de déséquilibre de capacité entre paires, pour chaque combinaison de chaque paire et de toute autre paire du câble.

Epissures T 4. — Les sections d'équilibrage seront réunies deux à deux, les épissures T 4 (voir la figure 2 ci-après) étant effectuées après avoir choisi les paires à connecter de façon à réduire tout déséquilibre de capacité important entre circuit-réel et circuit réel et entre paire et paire.

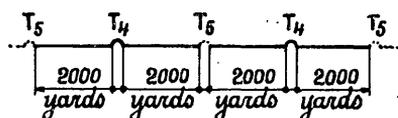


Figure 2

Les épissures T 5 seront effectuées :

a) soit de façon à réduire la télédiaphonie d'après les résultats d'essais effectués à 60 kc/s ou à une fréquence voisine par une méthode d'alternat (switching test) ;

b) soit de façon à réduire les valeurs de déséquilibre d'admittance mesurées à 60 kc/s ou à une fréquence voisine.

Epissures finales. — Dans chaque section d'amplification des mesures finales seront effectuées au point d'épissure entre le câble principal et la table d'essais à la station d'aval (down station).

Remarque : Les symboles littéraux utilisés dans cette annexe représentent les capacités dans une quarte et sont définis comme il suit :

w, x, y, z sont les capacités propres entre conducteurs n'appartenant pas à la même paire ;

m, n sont les capacités propres entre conducteurs de la même paire ;

a, b, c, d sont les capacités respectives de chacun des quatre conducteurs de la quarte par rapport à tous les autres conducteur du câble réunis entre eux et réunis à l'enveloppe du câble ou à la terre ;

$$\left. \begin{aligned} p &= w - x \\ q &= z - y \\ r &= w - z \\ s &= x - y \end{aligned} \right\} \text{ sont des déséquilibres de capacité entre conducteurs ;}$$

$$\left. \begin{aligned} u &= a - b \\ v &= c - d \end{aligned} \right\} \text{ sont les déséquilibres de capacité par rapport à la terre.}$$

ANNEXE 10

MÉTHODES UTILISÉES AUX PAYS-BAS POUR L'ÉQUILIBRAGE DE CABLES NOUVEAUX A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A PROCURER 12 OU 24 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS

Les longueurs de fabrication des câbles utilisés aux Pays-Bas sont d'environ 500 mètres. L'affaiblissement télédiaphonique à la fréquence de 50 kc/s entre les différents circuits réels est rarement inférieur à 9,5 népers. Pour au moins 50% des combinaisons de circuit réel à circuit réel du même groupe, de même qu'entre paires de groupes adjacents, ou entre paires du noyau et paires de la couche environnante, l'affaiblissement télédiaphonique dépasse 11 népers. L'affaiblissement télédiaphonique n'est jamais inférieur à 9 népers.

Généralement, la capacité effective entre circuits réels deux à deux ne diffère pas de plus de 2,5% de la valeur minimum et jamais de plus que 4% de cette valeur minimum. Pour bien compenser la télédiaphonie, il est nécessaire que tous les circuits réels aient le même temps de propagation de phase, afin que, si l'on intercale un couplage par réaction additionnel, peut-être en opposition de phase par rapport au couplage existant naturellement dans le câble, le résultat soit indépendant du lieu où se trouve le couplage naturel du câble ou du lieu où l'on insère le couplage par réaction additionnel.

Dans une même longueur de fabrication, le temps de propagation n'est pas toujours le même pour les différents groupes de conducteurs et l'on constate de petites différences, dues à des différences de pas de câblage, ou à des différences de position du groupe dans la section transversale du câble (noyau ou couche). Ces petites différences sont directement proportionnelles à la fréquence et à la longueur, et il peut en résulter des différences considérables pour une section d'amplification. En brassant convenablement les différents groupes de conducteurs, d'une manière systématique, aux points d'épissure, on obtient le résultat que les différents circuits ne présentent plus d'écart inadmissible au point de vue du déphasage.

Dans une section d'amplification, tous les circuits se composent de sections d'égale longueur de circuits réels des divers groupes de conducteurs présentant des temps de propagation différents, de sorte que tous les circuits pris sur toute la section d'amplification ont le même temps de propagation de phase. La meilleure manière d'effectuer ce brassage est de faire une mutation de groupe à groupe à chaque kilomètre, c'est-à-dire d'opérer une permutation cyclique de tous les groupes de conducteurs du câble. Ce brassage est donc effectué *a priori* suivant un plan fixe ne nécessitant aucune mesure quelconque sur les longueurs de fabrication que l'on pose dans le sol.

Dans les autres points d'épissure, et également tous les kilomètres, on effectue un croisement systématique. L'expérience montre que, dans un

groupe I-II, le couplage télédiaphonique t_{I-II} se compose d'une partie symétrique t_s et d'une partie alternante t_a , de sorte que l'on a

$$t_{I-II} = t_s + t_a \quad \text{d'autre part } t_{II-I} = t_s - t_a$$

t_s est imaginaire et t_a est réelle. On ne peut pas compenser la partie alternante parce que si l'on voulait améliorer t_{I-II} de la valeur $t_s + t_a$ jusqu'à la valeur t_s il se produirait un changement de t_{II-I} de la valeur $t_s - t_a$ à la valeur $t_s - 2 t_a$ ce qui signifierait une aggravation. Cela est dû au fait que les groupes de conducteurs sont câblés en spirale, mais on peut éviter cela en croisant la spirale, c'est-à-dire en croisant soit la paire I, soit la paire II du groupe ou en changeant les deux paires. C'est cette dernière méthode que l'Administration néerlandaise applique à chaque kilomètre dans les épissures où l'on n'a pas brassé les groupes de conducteurs, c'est-à-dire où des groupes ayant le même numéro d'ordre (et par conséquent le même pas de câblage) sont connectés les uns aux autres.

Ces croisements sont effectués *a priori* sans qu'aucune mesure électrique ne soit nécessaire.

Les épissures ayant été faites comme il est décrit ci-dessus, on peut alors mesurer les parties réelles et imaginaires des couplages additionnels qui doivent être insérés pour compenser les couplages résiduels existant dans le câble. On laisse ouvertes trois épissures situées aux quarts de la longueur de la section d'amplification à équilibrer et, en effectuant les croisements nécessaires, on choisit les valeurs les plus favorables : on effectue les connexions entre groupes de conducteurs qui donnent les valeurs minima de la partie réelle des couplages. Enfin on compense la partie imaginaire des couplages à l'aide de petits condensateurs. Les mesures sont effectuées à la fréquence de 50 kc/s pour les systèmes à 12 voies et à la fréquence de 100 kc/s pour les systèmes à 24 voies à courants porteurs ; les capacités des condensateurs d'équilibrage sont alors correctes également pour les autres fréquences.

Les mesures sont faites au moyen d'un détecteur hétérodyne, les têtes de câble étant terminées par des impédances autant que possible égales à celles du câble afin d'éviter les erreurs que les réflexions causeraient dans les mesures. Tous les circuits réels doivent être mesurés l'un à l'égard de l'autre, aussi bien I à l'égard de II, que II à l'égard de I.

Puisque, dans le procédé exposé ci-dessus, la partie réelle du couplage est réduite en équilibrant le câble *a priori*, il suffit pour réaliser la compensation de la télédiaphonie d'employer des condensateurs réglables ; ils doivent être réglables avec une précision de $1 \mu\mu\text{F}$ et ils doivent pouvoir prendre une valeur maximum de $30 \mu\mu\text{F}$ au moins. Il n'est pas nécessaire que ces condensateurs soient du type différentiel ; quand on met deux condensateurs simples entre un circuit réel et chaque autre circuit réel, on n'a qu'à insérer un des condensateurs suivant que le signe est positif ou négatif. Pour un câble à N paires, le nombre des condensateurs atteint donc N (N-1). Tous ces condensateurs sont placés sur un panneau de telle manière qu'en connectant le câble au panneau, tous les circuits réels sont connectés l'un à l'autre à l'aide de condensateurs.

Il est recommandé de connecter les condensateurs de telle façon que le nombre de condensateurs entre un même circuit réel et les autres circuits réels soit réparti systématiquement sur le fil *a* et sur le fil *b* du circuit considéré.

L'Administration néerlandaise recommande de placer les panneaux compensateurs de télédiaphonie à l'extrémité du câble dans les stations de répéteurs. Afin de diminuer l'influence des champs perturbateurs éventuels, il est recommandable de disposer les panneaux du côté émission du câble.

ANNEXE 11

MÉTHODES UTILISÉES PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR L'ÉQUILIBRAGE DES SECTIONS D'AMPLIFICATION DE CABLES CONTENANT DES PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A PROCURER 12 OU 24 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS

L'Administration française opère, en principe, par la méthode dite des « croisements ».

Comme dans la technique habituelle à basse fréquence, des longueurs de fabrication sont groupées par huit pour former une section de 1830 mètres, correspondant à la section de pupinisation. Les raccordements aux sept épissures à l'intérieur de cette section sont effectués avec sélection d'après les valeurs de déséquilibre de capacité et de couplage magnétique. Les déséquilibres de capacité sont mesurés de la façon ordinaire et les couplages magnétiques à 5000 p/s. S'il s'agit d'un câble déjà posé et dont on dépupinise un certain nombre de quarts, on pose en principe que l'intervention sera limitée aux points de dépupinisation en ce qui concerne l'équilibrage supplémentaire pour l'appropriation à la téléphonie à 12 voies.

Pour le raccordement des sections entre elles, les sélections sont exécutées d'après les valeurs de déséquilibre d'admittance complexe ou du courant de diaphonie en grandeur et en phase. Ces sélections sont faites de façon à réduire la télédiaphonie en équilibrant l'un par rapport à l'autre des groupes de sections de longueur à peu près équivalente et qui deviennent de plus en plus importants au fur et à mesure que l'équilibrage avance.

Une sélection supplémentaire est faite à la jonction des premières sections de 1830 m. à partir de chaque station en vue de réduire la paradiaphonie dans le groupe de même sens. Nous supposons en effet que les groupes de sens inverses sont dans des câbles différents. Dans le cas où les deux groupes sont dans le même câble les opérations sont plus compliquées parce qu'elles portent sur la réduction simultanée de la télé- et de la paradiaphonie. (Voir le commentaire ci-après.)

Les mesures terminales se font à un certain nombre de fréquences échelonnées dans la bande des fréquences à transmettre sur le circuit.

Le télédiaphonomètre S.A.T. utilisé pour ces mesures par l'Administration française permet la mesure des composantes réelle et imaginaire de la tension de diaphonie. On pourrait tout aussi bien utiliser un appareil mesurant la partie réelle et la partie imaginaire du déséquilibre d'impédance mutuelle.

Commentaire au sujet de l'annexe II

a) *Équilibrage de la télédiaphonie*

D'après l'expérience de l'Administration française, la méthode indiquée ci-dessus permet de dépupiniser, pour leur utilisation en téléphonie à 12 voies, un grand nombre de quartes à paires combinables ou en étoile, choisies arbitrairement à la tête de câble ; on peut même, sous certaines conditions, envisager l'emploi d'un nombre restreint de quartes, quand les deux sens de transmission doivent être inclus dans le même câble. Ce dernier cas sera examiné au paragraphe *b*.

Dans la mesure du couplage d'une paire avec chacune des autres paires, par exemple de la paire n_1 avec d'autres paires n_i , il s'est avéré inutile de mesurer le couplage de la paire n_i avec la paire n_1 . De même, il est indifférent d'alimenter les paires à l'origine ou à l'extrémité d'une section de 1830 m, quel que soit le sens d'utilisation final. D'une part, le nombre de mesures est ainsi réduit de moitié, d'autre part certaines commodités sont possibles pour le déplacement de l'appareillage sur le chantier.

Lorsque l'on a à apposer l'un à l'autre deux ensembles de n sections, il est nécessaire d'avoir un plan de jonction qui résume les opérations effectuées à l'intérieur de chaque ensemble.

L'équilibrage est effectué à 60 kc/s (pour la téléphonie à 12 voies) qui est la fréquence la plus dangereuse ; il peut en résulter, lorsque l'équilibrage avance, des valeurs faibles à 30 ou 40 kc/s. Au dernier joint, ou même à l'avant-dernier, qui n'apportent plus d'améliorations sensibles, on effectuera les mesures à 30 kc/s. Mais cela n'est pas toujours nécessaire.

Naturellement, les couplages correspondant à un nombre important de sections ne sont plus tout à fait symétriques. Il est nécessaire de donner à chaque paire tour à tour le rôle de perturbateur. De même il faut alors respecter le sens de transmission.

Dans l'équilibrage d'un groupe de paires de même sens, il faut tenir compte de la paradiaphonie, qui par suite de l'adaptation insuffisante des impédances d'utilisation aux extrémités du tronçon provoque une télédiaphonie supplémentaire. Cette dernière est négligée si l'écart qui en résulte est de 2 népers au-dessus de l'écart normal. Il en est ainsi si la paradiaphonie est de l'ordre de l'écart télédiaphonique désiré. Si cette condition n'est pas réalisée naturellement, il est nécessaire d'opérer un équilibrage sur les premiers joints à partir de chaque station.

Sur deux des câbles les plus anciens du réseau, les valeurs minima obtenues ont été de 8,4 népers et de 9 népers pour l'écart télédiaphonique final sur une section d'amplification. Sur un câble de construction plus récente, un écart télédiaphonique de 8 népers à 110 kc/s a été tenu (exploitation avec 24 voies).

b) *Équilibrage de paradiaphonie*

La question s'est posée en France d'inclure dans un même câble deux groupes des sens différents.

Le problème est alors très difficile, car il s'agit d'effectuer *simultanément* l'équilibrage télédiaphonique et l'équilibrage paradiaphonique. Heureusement,

l'équilibrage paradiaphonique n'est nécessaire que pour les 4 sections de 1830 m initiales. On peut montrer que la méthode des croisements est toujours valable et que l'on peut s'arranger pour faire toutes les mesures à partir de la tête de câble.

On doit opérer les sélections sur toutes les épaisseurs des sections de 1830 m tout au moins pour la première. On peut ensuite de la seconde à la quatrième espacer les joints.

Les sélections sont délicates. Lorsque l'on a choisi deux quarts à opposer, ce ne sont pas seulement les couplages d'une paire (partie réelle et imaginaire) avec une autre paire qu'il faut essayer de corriger, mais l'ensemble des couplages de cette paire avec toutes les autres, ce qui nécessite une grande expérience. Des opérateurs différents emploient, sur le même câble, des sélections différentes, mais les résultats sont sensiblement les mêmes.

Ce caractère de l'équilibrage de paradiaphonie est assez particulier. En télédiaphonie, en effet, les couplages dans la quarte sont nettement plus importants que les couplages entre quarts. Aussi, au moins au début, ce sont les premiers que l'on s'attache à corriger. On a bien à considérer des ensembles de valeurs à opposer comme pour la paradiaphonie, mais seulement à la fin de l'équilibrage, quand les fortes valeurs ont été corrigées.

En partant de la tête de câble, on ajoutera au fur et à mesure de l'équilibrage une section à l'ensemble des sections initiales déjà équilibrées. Quand la section unique ne présentera plus des couplages suffisants pour équilibrer les précédentes, on réunira plusieurs sections par joints ne tenant compte que des déséquilibres de capacité à 800 p/s et c'est cet ensemble que l'on opposera aux sections équilibrées. Mais si au début la réduction des valeurs fortes est possible et si la valeur moyenne s'améliore, cette valeur moyenne baisse ensuite de sorte que, dans cet équilibrage, on réduit les valeurs mauvaises, mais en définitive on n'améliore pas la moyenne. Il est à remarquer que les couplages indirects ne sont pas corrigés par l'équilibrage et qu'ils ne doivent pas être prohibitifs.

Si l'écart télédiaphonique suit une loi de décroissance en valeur absolue en fonction de la fréquence, il n'en est pas du tout de même en ce qui concerne l'affaiblissement paradiaphonique et l'on a à craindre des valeurs insuffisantes à des fréquences quelconques de la bande. On opère donc l'équilibrage à la fréquence supérieure transmise (60 kc/s pour 12 voies) mais il est obligatoire, en fin d'équilibrage, de faire une ou plusieurs sélections à des fréquences inférieures (45 kc/s, 30 kc/s pour 12 voies).

L'équilibrage en paradiaphonie rend l'équilibrage en télédiaphonie impossible sur les sections initiales. On peut cependant réserver un ou deux joints, aux points de pupinisation, pour l'équilibrage de la télédiaphonie. Dans ce cas, on saute le ou les joints réservés à la télédiaphonie et on équilibre les sections intercalaires en paradiaphonie, de telle manière que, quelque soit le brassage aux joints de télédiaphonie, l'équilibrage de la section initiale en paradiaphonie ne soit pas sensiblement modifié.

Un tel équilibrage de paradiaphonie permet d'améliorer la valeur minima de l'affaiblissement paradiaphonique de 1 à 1,5 néper.

Une réalisation sur des câbles à 48 et 61 quarts a permis de tenir un affaiblissement paradiaphonique minimum de 11 népers avec 4 quarts dans chaque sens de transmission. Il ne semble pas que dans l'état actuel de la technique, on puisse dépasser 12 népers pour l'affaiblissement paradiaphonique minimum, avec un minimum de stabilité dans le temps.

Remarque. — Afin de réduire l'effet secondaire de télédiaphonie dû aux réflexions sur les irrégularités du câble, il est opportun de réunir les longueurs en associant celles qui ont les impédances les plus voisines et par suite aussi les capacités. Or, dans les câbles à basse fréquence, les longueurs sont associées de façon à opposer une valeur de forte capacité à une valeur de faible capacité de façon à obtenir sur une section des valeurs de capacité mutuelle peu dispersées autour de leur valeur moyenne. Aussi, quand on opère sur des paires dépupinisées d'un câble existant, pouvait-on craindre un effet secondaire puisque, pour la télédiaphonie, on n'intervient qu'aux joints situés aux points de pupinisation. Mais, dans tous les cas rencontrés, cette crainte ne s'est pas trouvée justifiée.

ANNEXE 12

MÉTHODES UTILISÉES AU MEXIQUE PAR L'EMPRESA DE TELÉFONOS ERICSSON POUR L'ÉQUILIBRAGE DES CABLES CONTENANT DES PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A L'EXPLOITATION A COURANTS PORTEURS

Cas des câbles nouveaux à paires symétriques procurant 12 ou 24 voies téléphoniques à courants porteurs

On mesure à l'usine l'impédance caractéristique de chaque paire de conducteurs d'une longueur de fabrication à la fréquence de 60 kc/s au moyen d'un appareil conforme à la figure 1 ci-contre.

Comme on dispose des deux extrémités de la longueur de fabrication enroulée sur un touret, cette méthode procure une manière rapide et facile de trouver l'impédance caractéristique. Les différents tourets garnis de câble sont alors répartis le long de l'itinéraire du câble conformément à la figure 2 ci-contre qui représente un exemple réel.

Deux longueurs de fabrication sont apairées ensemble de telle manière que les valeurs les plus élevées de l'impédance d'un côté soient compensées par des valeurs correspondantes plus basses de l'autre côté. On détermine ces valeurs au moyen d'un appareil spécial appelé « appareil de mesure de l'écart d'impédance » qui est représenté sur les figures 3 et 4 ci-après.

En même temps, on mesure les dyssymétries par rapport à la terre au moyen d'un appareil conforme à la figure 5 ci-après.

Les doubles longueurs de fabrication ainsi obtenues sont épissurées arbitrairement suivant un plan prédéterminé afin d'éviter toute espèce de répartition systématique.

Remarques. — Voir à ce sujet l'article publié dans Ericsson Review, nos 1 et 2, année 1945 sous le titre « Dépupinisation d'un câble en vue de son exploitation en téléphonie multiple à courants porteurs », par S. Janson et R. Stålemark.

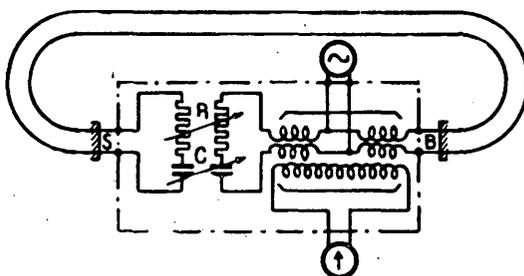


Figure 1
Appareil de mesure de l'impédance.

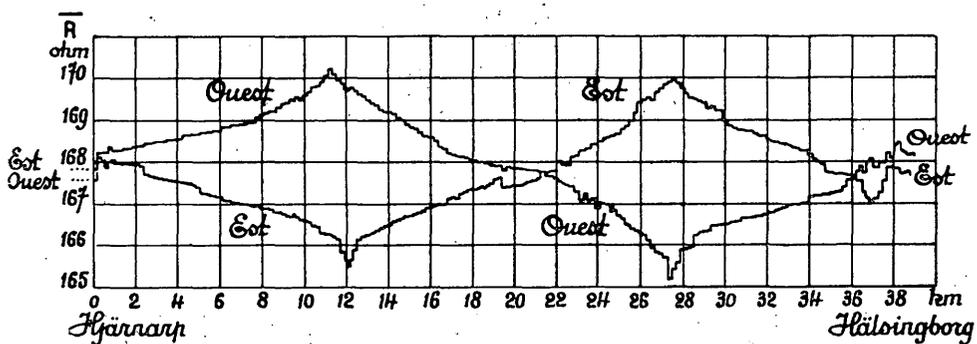


Figure 2
Répartition des diverses longueurs de fabrication le long du câble.

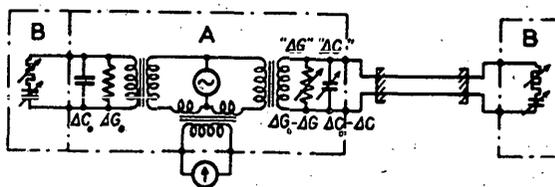


Figure 3
Appareil de mesure de l'écart d'impédance.

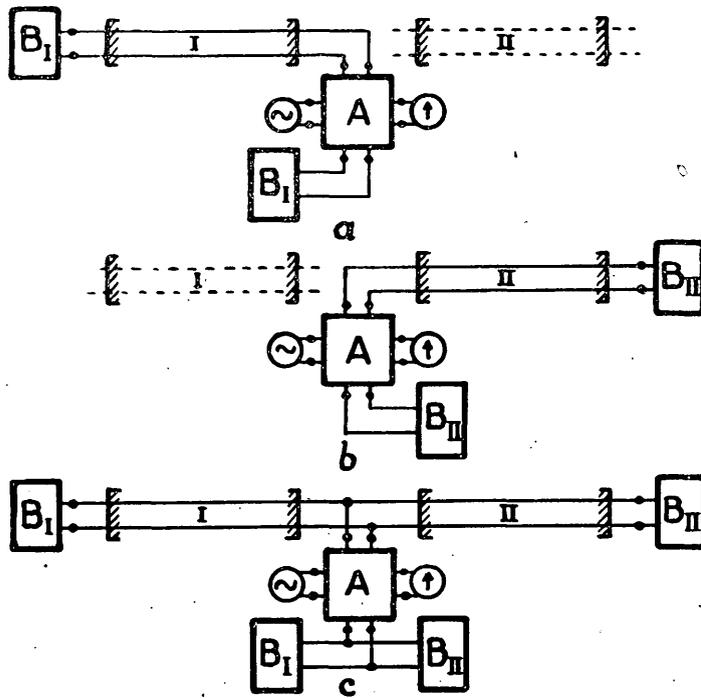


Figure 4

Emploi de l'appareil de mesure de l'écart d'impédance.

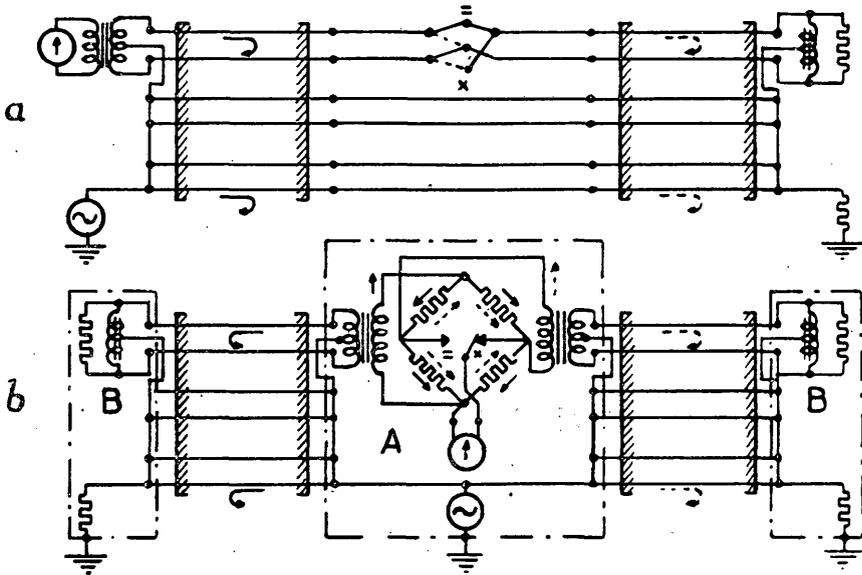


Figure 5

Appareil de mesure de la dyssymétrie par rapport à la terre.

ANNEXE 13

MÉTHODES UTILISÉES AUX ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE POUR L'ÉQUILIBRAGE DE CABLES NOUVEAUX A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES CONSTRUITS POUR L'EXPLOITATION A COURANTS PORTEURS, OU DE CABLES ANCIENS DÉPUPINISÉS

En principe, la méthode utilisée dans le Bell System consiste à envoyer un courant sinusoïdal (généralement 39,85 kc/s) sur la paire perturbatrice et à régler le réseau compensateur de télédiaphonie (crosstalk balancing unit) de manière à avoir le courant minimum de télédiaphonie à l'extrémité éloignée de la paire perturbée, ce courant étant mesuré avec un appareil de mesure de transmission très bien syntonisé. Les extrémités libres des deux paires sont terminées par des réseaux qui imitent l'impédance de la paire pour la fréquence de mesure. Deux méthodes différentes sont utilisées pour obtenir le meilleur réglage du réseau compensateur de télédiaphonie :

1° On fait un premier réglage en émettant sur la paire 1 et en recevant sur la paire 2 ; on fait un deuxième réglage en émettant sur la paire 2 et recevant sur la paire 1. Le réglage final est alors effectué en prenant le meilleur compromis entre les deux réglages précités.

2° On utilise un équipement qui commute automatiquement les paires perturbatrice et perturbée, comme il est indiqué sous 1°, à la cadence de 12 fois par seconde. Le réglage du réseau compensateur de télédiaphonie représente alors la meilleure valeur de compromis. C'est la méthode généralement utilisée.

Dans les longueurs d'équilibrage à 2 sections et à 3 sections (voir la remarque ci-après) les réseaux compensateurs de télédiaphonie sont installés dans un endroit différent de l'extrémité réceptrice du circuit perturbé. En pareils cas, on emploie deux méthodes différentes pour transférer l'instrument indicateur au point d'équilibrage :

1° On insère un amplificateur haute fréquence dans le circuit perturbé dans l'équipement terminal de réception, et on le connecte en retour vers le point d'équilibrage à l'appareil de mesure de transmission au moyen d'une paire disponible dans un autre câble.

2° Le débit en courant redressé de l'appareil de mesure de transmission placé à l'extrémité réceptrice est renvoyé au moyen d'une paire disponible vers l'instrument indicateur placé au point d'équilibrage.

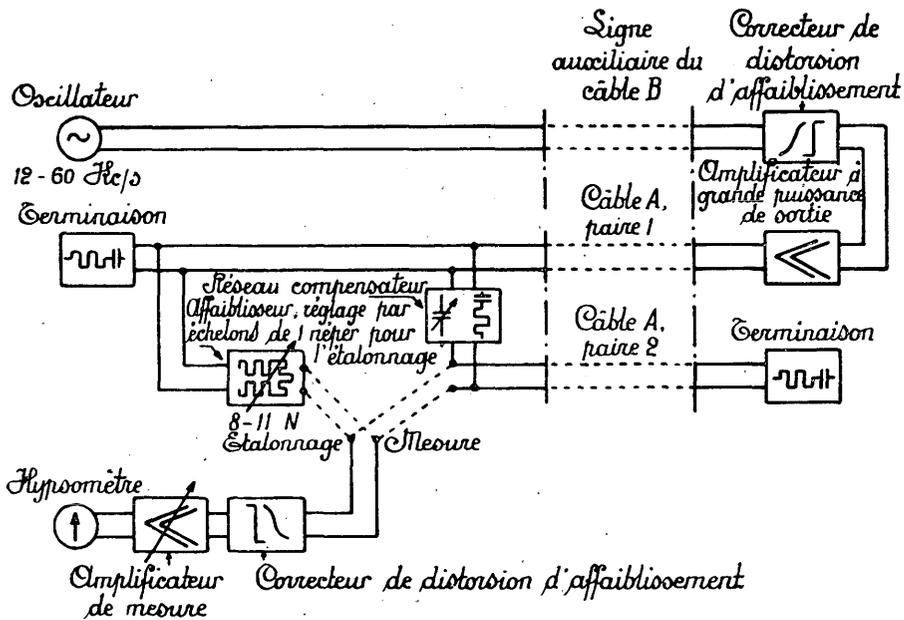
Remarque. — Dans le Bell System l'équilibrage des paires symétriques en câble exploitées avec un système à courants porteurs du type K est effectué sur des longueurs de ligne contenant 1, 2 ou 3 sections d'amplification,

la longueur moyenne d'une section d'amplification étant d'environ 17 miles (1 mile = 1609 m). En général la « méthode à une section » n'est appliquée qu'aux sections d'amplification de très longs systèmes à courants porteurs dans lesquels il est nécessaire d'avoir le meilleur fonctionnement des parties constitutives. Dans les autres cas, on applique généralement la « méthode à 3 sections ». La « méthode à 2 sections » peut être nécessaire dans certains cas, par exemple quand le nombre des sections d'amplification contenues dans le système à courants porteurs n'est pas divisible par 3.

ANNEXE 14

MÉTHODE PROPOSÉE PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES
DU DANEMARK POUR LA COMPENSATION DE LA TÉLÉDIAPHONIE
SUR DES CABLES A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES

La figure ci-dessous représente le schéma de principe du dispositif de mesure que l'Administration danoise propose d'utiliser pour la compensation de la télédiaphonie sur les câbles non chargés utilisés pour des systèmes à 12 ou 24 voies à courants porteurs. On mesure et compense la diaphonie du câble A. On se sert d'ailleurs d'une ligne auxiliaire de l'autre câble B, prévue pour le sens de



transmission de gauche à droite. De ce fait, on peut disposer l'oscillateur et les appareils de réception à la même extrémité du câble, ce qui facilite de façon considérable la réalisation de la compensation. La fréquence de l'oscillateur est variable de façon continue dans la bande de fréquences où l'on désire compenser la télédiaphonie, et l'oscillateur est équipé d'un dispositif spécial d'arrêt automatique aux deux fréquences extrêmes. L'affaiblisseur pour l'étalonnage, dont l'affaiblissement peut prendre une des valeurs 8, 9, 10 et 11 népers, par la manœuvre d'un commutateur, a une impédance d'entrée élevée (10 000 ohms environ) et une impédance de sortie faible (150 ohms environ) correspondant

à l'impédance du câble. Les terminaisons du câble doivent correspondre étroitement à l'impédance du câble pour qu'il ne surgisse pas de réflexions pouvant influencer l'affaiblissement diaphonique mesuré.

La marche des mesures de compensation est la suivante :

On trouve d'abord le bon réglage des deux correcteurs de distorsion d'affaiblissement. Celui-ci est trouvé quand l'hypsomètre, avec les appareils de réception dans la position « étalonnage », donne la même déviation dans toute la bande de fréquences. Ensuite le récepteur est étalonné (c'est-à-dire qu'on détermine le gain de l'amplificateur de mesure) à l'aide d'une des valeurs fixes de l'affaiblisseur d'étalonnage, 10 népers par exemple.

Avant que la compensation véritable de la télédiaphonie sur la combinaison de paires choisie ait lieu, on se rend compte de l'allure de la diaphonie dans toute la bande de fréquences en explorant de façon continue cette bande de fréquences et en prenant note de la fréquence où l'écart télédiaphonique est le plus petit. Ensuite, la compensation se fait essentiellement à cette fréquence, tout en faisant contrôler, cependant, qu'une amélioration raisonnable aux autres fréquences est aussi obtenue.

ANNEXE 15

ONDES PILOTES A FONCTIONS MULTIPLES UTILISÉES AUX ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY

Il y a des avantages évidents à placer les fréquences des ondes pilotes, soit au-dessous de la bande des fréquences transmises, soit dans un espace libre entre deux groupes secondaires successifs. Dans le système à courants porteurs sur paires coaxiales actuellement utilisé aux Etats-Unis d'Amérique par le Bell System, on transmet en ligne quatre ondes pilotes de fréquences 64, 556, 2064 et 3096 kc/s. On les utilise comme suit :

— l'onde pilote à 2064 kc/s sert à commander les régulateurs situés à toutes les deux stations auxiliaires de répéteurs et aussi à toutes les stations principales de répéteurs ;

— les ondes pilotes à 64, 556 et 3096 kc/s servent à commander la régulation et la contre-distorsion supplémentaires dans les stations principales de répéteurs ;

— dans le système de commutation actuel, les ondes pilotes à 64, 2064 et 3096 kc/s commandent aussi les dispositifs au moyen desquels une section de ligne de réserve, avec ses équipements, longue de 50 à 100 miles (1 mile = 1609 m) est substituée automatiquement à une section de ligne normalement en service sur laquelle un défaut s'est produit ;

— à chaque station terminale l'équipement qui engendre les fréquences porteuses et les ondes pilotes est synchronisé par un « générateur fondamental » (master generator) au moyen de l'onde pilote à 64 kc/s.

ANNEXE 16

ONDE PILOTE A FONCTIONS MULTIPLES UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES

L'Administration française utilise actuellement une seule onde pilote à fonctions multiples, celle de fréquence 300 kc/s.

Elle remplit les fonctions de :

— onde pilote de synchronisation ;

— onde pilote de régulation « de translation » (corrigeant l'affaiblissement d'une même quantité à toute fréquence de la bande considérée) ;

— onde pilote inférieure de régulation « de distorsion » (corrigeant l'affaiblissement d'une quantité qui est fonction de la fréquence) ;

— onde pilote de surveillance des amplificateurs.

ANNEXE 17

ONDES PILOTES A FONCTIONS MULTIPLES UTILISÉES PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES

L'Administration britannique a en service deux types de systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales.

Système A

Onde pilote inférieure de 300 kc/s utilisée pour :

- 1° la synchronisation ;
- 2° la commutation automatique d'un répéteur de réserve ;
- 3° signaler l'arrêt de fonctionnement de la ligne haute fréquence ;
- 4° l'indication visuelle du gain résultant du système ;
- 5° la commande automatique de la translation de la caractéristique « gain-fréquence » parallèlement à elle-même.

Onde pilote supérieure de 2852 kc/s utilisée pour l'indication visuelle du gain résultant du système.

Système B

Onde pilote inférieure de 60 kc/s utilisée pour :

- 1° la synchronisation ;
- 2° l'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence par une alarme donnée aux stations de répéteurs principales * ;
- 3° la régulation de ligne dans les stations de répéteurs principales * ;

Onde pilote supérieure de 2604 kc/s utilisée pour :

- 1° l'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence par une alarme donnée à toutes les stations de répéteurs ;
- 2° la régulation de ligne dans toutes les stations de répéteurs.

En général, on ne rencontre pas de difficultés avec l'onde pilote supérieure, qui est largement en dehors de la bande de fréquences utilisée pour les voies téléphoniques, mais on prévoit de grandes difficultés pour supprimer l'onde pilote inférieure quand on connectera des systèmes à courants porteurs l'un à la suite de l'autre. L'Administration britannique n'a pas encore complètement résolu ce problème, mais c'est une question de grande importance et l'on en poursuit activement l'étude.

* Une « station de répéteurs principale » (main repeater station) est une station où l'on applique à la ligne haute fréquence une régulation additionnelle ; c'est normalement une station d'alimentation (power feeding station). Cette définition ne s'applique qu'au système britannique à courants porteurs considéré et ne doit pas être regardée comme une définition normalisée.

ANNEXE 18

ÉTUDE DE LA DISTORSION TÉLÉGRAPHIQUE APPORTÉE PAR LA DISTORSION DE PHASE DU CIRCUIT EN TÉLÉGRAPHIE HARMONIQUE

(Note de l'Administration française des téléphones)

Cette étude s'applique à la télégraphie à modulation d'amplitude à simple courant, soit au système le plus couramment employé actuellement. Ses conclusions s'appliquent également à la télégraphie à double courant.

Elle se borne :

1° à la démonstration du fait qu'une distorsion de phase ayant une forme donnée entraîne pour des signaux télégraphiques particuliers une distorsion télégraphique ;

2° au calcul de cette distorsion télégraphique dans ces conditions.

L'étude a pour but de fixer une limite admissible à la distorsion de phase des circuits. On a donc choisi des conditions défavorables quant à la distorsion télégraphique produite par une distorsion de phase donnée.

Conditions particulières

La variation du temps de propagation est supposée être une fonction paire de l'écart ω de la pulsation par rapport à la pulsation Ω de l'onde porteuse*.

Le temps de propagation étant θ_0 à la fréquence porteuse $\Omega/2\pi$, il est $\theta_0 \pm k\omega$ (1) pour la pulsation $\Omega \pm \omega$, k étant une constante.

On envisage :

d'une part *des signaux télégraphiques 1/1* c'est-à-dire des signaux alternativement $+1$ et -1 de fréquence

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\tau} \quad (\tau \text{ temps élémentaire});$$

d'autre part *des signaux télégraphiques 2/2* c'est-à-dire des signaux de fréquence moitié.

Les premiers signaux peuvent se représenter par la fonction :

$$S_1 = \frac{h}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin (2n+1) \omega_0 t$$

* Cette variation du temps de propagation correspond à une caractéristique « déphasage-fréquence » $b(\omega)$ présentant un point d'inflexion pour une pulsation égale à la pulsation de l'onde porteuse.

Les seconds par :

$$S_2 = \frac{h}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin (2n+1) \frac{\omega_0}{2} t$$

Les signaux harmoniques à simple courant correspondants sont :

$$SH_1 = \sin \Omega t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin (2n+1) \omega_0 t \right]$$

$$= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} 2 \sin \Omega t \sin (2n+1) \omega_0 t$$

$$= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos \left[\Omega - (2n+1) \omega_0 \right] t$$

$$- \frac{1}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos \left[\Omega + (2n+1) \omega_0 \right] t$$

$$SH_2 = \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos \left[\Omega - (2n+1) \frac{\omega_0}{2} \right] t$$

$$- \frac{1}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos \left[\Omega + (2n+1) \frac{\omega_0}{2} \right] t.$$

Filtrage

Les signaux sont supposés filtrés par un filtre parfait, à frontières abruptes, sans distorsion de phase, centré sur la fréquence porteuse et de fréquences de coupure

$$\frac{\Omega - \omega_e}{2\pi} \quad \text{et} \quad \frac{\Omega + \omega_e}{2\pi}$$

telles que

$$\omega_0 < \omega_e < \frac{3\omega_0}{2}$$

Dans ces conditions, le filtre élimine toutes les composantes des signaux de la forme

$$\cos \left[\Omega \pm (2n+1) \omega_0 \right] t \quad \text{et} \quad \cos \left[\Omega \pm (2n+1) \frac{\omega_0}{2} \right] t$$

pour lesquelles $n > 0$

Les signaux filtrés deviennent :

$$\begin{aligned} SH'_1 &= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \cos (\Omega - \omega_0) t - \frac{1}{\pi} \cos (\Omega + \omega_0) t \\ &= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{2}{\pi} \sin \Omega t \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} SH'_2 &= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{2}{\pi} \sin \Omega t \sin \frac{\omega_0}{2} t \\ &= \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \cos \left(\Omega - \frac{\omega_0}{2} \right) t - \frac{1}{\pi} \cos \left(\Omega + \frac{\omega_0}{2} \right) t \end{aligned} \quad (3)$$

On ne tient pas compte du temps de propagation constant du filtre, ce qui revient à changer l'origine du temps.

Effet de la distorsion de phase sur les signaux

Si l'on se reporte à l'expression (1) du temps de propagation, on voit que dans les signaux SH'_1 mis sous la forme (2) la distorsion de phase introduit les retards suivants :

$$\begin{aligned} &\theta_0 \text{ pour le terme en } \Omega \\ &\theta_0 + k\omega_0 \text{ pour les termes en } \Omega \pm \omega_0 \end{aligned}$$

Ces signaux deviennent :

$$\begin{aligned} SH''_1 &= \frac{1}{2} \sin \Omega (t - \theta_0) \\ &+ \frac{1}{\pi} \cos (\Omega - \omega_0) (t - \theta_0 - k\omega_0) \\ &- \frac{1}{\pi} \cos (\Omega + \omega_0) (t - \theta_0 - k\omega_0) \quad \text{ou} \\ SH''_1 &= \frac{1}{2} \sin \Omega (t - \theta_0) + \frac{2}{\pi} \sin \Omega (t - \theta_0 - k\omega_0) \sin \omega_0 (t - \theta_0 - k\omega_0) \end{aligned} \quad (4)$$

Les instants caractéristiques des signaux ont lieu quand $\sin \omega (t - \theta_0 - k\omega_0)$ s'annule.

Ils sont donc retardés de $\theta_0 + k\omega_0$

On voit de même que les signaux 2/2 sont retardés seulement de :

$$\theta_0 + \frac{k\omega_0}{2}$$

Il y a donc pour les deux types de signaux une différence de temps de propagation $\frac{k\omega_0}{2}$

soit une distorsion télégraphique: $\delta = \frac{k\omega_0}{2\tau}$

Distorsion télégraphique primaire et secondaire

L'étude qui précède montre que le déplacement de l'instant caractéristique des signaux est identique à la variation du temps de propagation, tant que la pulsation correspondant à la fréquence télégraphique des signaux reste supérieure à $\frac{\omega_e}{3}$

$$\frac{\omega_e}{\pi} = \text{largeur de la bande passante du filtre.}$$

Si on prend $\omega_e = \omega_0$ la fréquence des signaux pourra varier de $\frac{\omega_0}{3 \times 2\pi}$ à $\frac{\omega_0}{2\pi}$ sans que passent les fréquences correspondant à $\Omega \pm 3\omega$.

Entre les signaux de fréquence $\frac{\omega_0}{2\pi}$ et ceux de fréquence $\frac{\omega_0}{3 \times 2\pi}$ le déplacement des instants caractéristiques égal à la variation du temps de propagation sera : $\frac{2k\omega_0}{3}$,

$$\text{et la distorsion correspondante : } \frac{2k\omega_0}{3\tau} \quad \tau \text{ temps élémentaire} = \frac{\pi}{\omega}$$

C'est la distorsion primaire maximum que peut produire la distorsion de phase.

La formule (4) montre que la partie variable en fonction de la signalisation de l'onde porteuse est décalée. Ce décalage est sans influence sur les instants caractéristiques, puisque les variations d'amplitude de l'onde porteuse autour de $\frac{1}{2} \sin \Omega (t - \theta_0)$ sont proportionnelles à $\sin \omega_0 (t - \theta_0 - k\omega)$.

Mais ce décalage peut produire un changement important des variations d'amplitude autour de $\frac{1}{2} \sin \Omega (t - \theta_0)$ et par conséquent un changement important de l'amplitude des signaux détectés autour de leur valeur moyenne. Si le relais récepteur était parfaitement sensible, cela n'aurait pas d'importance, mais en pratique cela entraîne un temps de fonctionnement variable du relais et une distorsion supplémentaire.

Si on évalue la distorsion secondaire à 50% de la distorsion primaire on aboutit à la distorsion totale de

$$\delta = \frac{k\omega_0}{\tau},$$

ou si l'on exprime le taux de variation du temps de propagation par rapport à la fréquence

$$\delta = \frac{k'f_0}{\tau}.$$

Application numérique

$$\begin{aligned} k' &= 20 \mu \text{ sec./période} \\ \tau &= 20 \text{ millisecondes} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_0 &= 25 \text{ périodes/s} \\ \text{on a : } \delta &= 2,5 \% \end{aligned}$$

ANNEXE 19

PRÉCAUTIONS QU'IL EST PROPOSÉ DE PRENDRE DANS DIVERS PAYS POUR ÉVITER LES RISQUES DE PERTURBATIONS PRODUITES DANS LEUR RÉSEAU NATIONAL PAR UNE TRANSMISSION TÉLÉGRAPHIQUE PRIVÉE ENTRE DEUX POSTES TÉLÉPHONIQUES RELIÉS D'UNE MANIÈRE PERMANENTE PAR UN CIRCUIT INTERNATIONAL LOUÉ

Précautions proposées par l'Administration française des téléphones

La puissance de l'émetteur télégraphique placée chez l'abonné peut être fixée en fonction de l'affaiblissement de la ligne qui le sépare de l'origine du circuit à grande distance et sur les bases indiquées au paragraphe 2 de l'avis à ce sujet.

Précautions proposées par l'Administration britannique des téléphones

La puissance admissible pour l'émetteur télégraphique placé chez l'abonné au téléphone est limitée par la diaphonie dans le réseau de distribution urbain. Le facteur déterminant pour la fixation de cette limite est la puissance appliquée à l'origine du circuit national loué, éventuellement inséré entre l'abonné et l'origine du circuit international loué, surtout si le circuit national est établi sur une voie à courants porteurs, car dans ce cas, si une puissance trop élevée est appliquée en ce point, cela est susceptible de produire des perturbations importantes sur un grand nombre de circuits nationaux. Il est recommandé que le personnel de direction de la station de répéteurs intéressée fasse une mesure spéciale lors de la première installation de tels systèmes télégraphiques afin de s'assurer que la puissance appliquée à l'origine du circuit national interurbain est inférieure à une limite convenable.

Précautions proposées par l'Administration des téléphones des Pays-Bas

On admet qu'il existe au maximum un affaiblissement de 12 décibels entre l'émetteur télégraphique et l'origine de la liaison à grande distance empruntant une voie téléphonique internationale à courant porteur. Dans ce cas, l'émetteur devrait pouvoir fournir un niveau absolu de puissance de $+12 - 5 = 7$ décibels au maximum. Ainsi pour une résistance de 600 ohms, on obtiendrait des tensions à l'émission de 1,7 volt au maximum. Pour des abonnés situés plus près de l'origine de la liaison à grande distance, on devrait appliquer une diminution par échelons par exemple de 3 décibels du niveau de transmission. Chaque pays pourrait choisir un niveau de transmission conforme à la construction de son réseau. Par cette diminution par échelons de 3 décibels, la puissance de l'émetteur pourrait encore varier du simple au double.

ANNEXE 20

DESCRIPTION D'UN RÉGULATEUR DE VOLUME UTILISÉ PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE

Le Post Office britannique effectue des essais avec un régulateur automatique de volume satisfaisant aux conditions suivantes :

1° Quand l'intensité à l'entrée varie dans un intervalle de 36 décibels, le niveau à la sortie reste constant à $\pm 1,5$ décibel (ou $\pm 0,17$ néper) près.

2° Le réglage initial s'effectue pendant une durée ne dépassant pas 50 milli-secondes.

3° Après que le réglage initial a été réalisé, ce réglage se maintient sans modification, à moins que le niveau à l'entrée ne subisse lui-même un changement qui se maintient pendant une période d'environ 1 seconde.

4° Lorsqu'on cesse de parler, le régulateur automatique de volume reste bloqué au dernier réglage qu'il avait pendant une période de 10 secondes, et cette condition est conservée si pendant cette période des courants vocaux circulent sur la voie de retour.

5° On a la possibilité de régler le volume des sons vocaux émis par les opératrices locales soit dans le cas où l'opératrice utilise le circuit comme ligne d'ordres, soit dans le cas où elle parle en parallèle avec l'abonné.

ANNEXE 21

DESCRIPTION D'UN RÉGULATEUR DE VOLUME UTILISÉ PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY

L'American Telephone and Telegraph Company a construit un régulateur automatique de volume qui comprend à la fois des régulateurs pour la transmission et la réception, auxquels est incorporé le supprimeur de réaction, de sorte que cet appareil, employé en service bilatéral, exige un minimum de réglage manuel.

Ce régulateur maintient le volume à l'émission dans des limites de ± 2 décibels pour 98% des abonnés, bien que les variations de volume observées dans ces conditions atteignent 45 décibels. Mettant à part des cas dans lesquels ni le réglage habituel à la main, ni un réglage automatique ne pourraient donner un résultat satisfaisant, cet appareil fournit en service des résultats équivalents

à ceux obtenus par la méthode manuelle. Les caractéristiques générales relatives à l'émission du dispositif utilisé sur les circuits transocéaniques sont les suivantes :

1° *Description générale.* — Au point de jonction d'un circuit radiotéléphonique et d'un réseau téléphonique public, un régulateur automatique de volume est associé à des organes de commutation commandés par la voix qui empêchent les effets d'amorçage et d'écho. Un régulateur de volume à la réception est aussi associé à ces deux dispositifs, de manière que toutes les fois que les réglages de l'un ou l'autre tendent à produire un mauvais fonctionnement du fait des échos, l'affaiblissement convenable se trouve automatiquement introduit dans la branche réceptrice. L'ensemble de ces dispositifs pour la transmission et la réception doit constituer une partie intégrante de la liaison radiotéléphonique complète par son association avec les lignes à deux fils qui réunissent le radioémetteur et le radiorécepteur aux bornes du circuit téléphonique.

2° *Caractéristique statique entrée-sortie.* — Le dispositif est fait en sorte que lorsque le volume à l'entrée varie de 45 décibels, le volume à la sortie ne varie pas de plus de $\pm 2,5$ décibels. Pour des volumes à l'entrée inférieurs à cet intervalle de régulation de 45 décibels, le dispositif ne fonctionne pas, c'est-à-dire que le réglage reste ce qu'il était au moment où le volume était pour la dernière fois inférieur à l'intervalle de régulation.

3° *Vitesse de fonctionnement.* — La vitesse du réglage du gain et les autres caractéristiques dynamiques du dispositif sont telles qu'il n'en résulte aucun effet appréciable sur la transmission effective et sur le naturel de la voix, dans tout l'intervalle de régulation. A cet effet, les périodes transitoires sont différentes suivant que le gain croît ou décroît. Si un son fort est produit à l'entrée, le gain diminue suffisamment vite pour qu'une surcharge prolongée du circuit se trouve évitée. Si un son faible est produit à l'entrée, l'augmentation du gain est retardée pendant une durée de plusieurs syllabes, pour le cas où des sons plus forts suivraient immédiatement. Il a été possible de cette manière de rendre la régulation effective tout en conservant les variations de volume que présente naturellement la parole d'un abonné déterminé.

4° *Insensibilité aux bruits étrangers.* — En vue d'éviter le fonctionnement intempestif du dispositif sous l'action de bruits ou d'échos, le dispositif a été construit de telle sorte que la variation lente du gain dans la position de repos ne dépasse pas 2 décibels par minute environ, et que les composantes des bruits non comprises dans la bande des fréquences de 600 à 2000 p/s n'aient aucun effet sur le réglage du gain.

5° *Autres caractéristiques.* — La caractéristique affaiblissement-fréquence est telle qu'elle ne donne lieu à aucune distorsion appréciable à l'intérieur de la bande de 250 à 2750 p/s, ni à aucun changement mesurable dans la distorsion de phase totale, dans le temps de propagation ou dans une caractéristique quelconque du circuit autre que celles mentionnées ci-dessus.

ANNEXE 22

DISPOSITIF UTILISÉ EN SUISSE POUR ÉVITER LE FONCTIONNEMENT INTEMPESTIF DES SUPPRESSEURS D'ÉCHO

Les moyens utilisés en Suisse pour empêcher le fonctionnement du supprimeur d'écho sous l'influence des bruits de circuits ou des bruits d'appareils, ou sous l'action des interférences télégraphiques, sont les suivants :

Dans le « Terminal Type C 2 », on utilise un régulateur automatique de volume qui contient le supprimeur d'écho et qui, une fois en service, n'exige que peu de retouches manuelles dans les conditions de propagation normales, et cela dans les deux sens de transmission. Cette installation est décrite dans le « Bell System Technical Journal » d'octobre 1940, page 611, sous le titre « Radio extension links to the Telephone system ».

Du côté récepteur, on a inséré un dispositif réducteur de bruit dit « Noise reducer » qui est décrit dans le « Bell System Technical Journal » d'octobre 1937, page 475, sous le titre « Radio Telephone noise reduction by voice control at receiver ». Ce dispositif diminue les bruits causés par les décharges atmosphériques ou dus à une intensité de champ trop faible de l'onde captée, sans pour cela affaiblir la parole outre mesure.

Si la tension perturbatrice augmente à un point tel qu'elle soit à moins de 10 décibels de la tension du signal utile, la liaison radiotéléphonique devient inutilisable. Ces valeurs ont été recueillies dans la pratique du service et sont valables que le supprimeur soit branché du côté récepteur ou du côté émetteur.

Pour éviter le fonctionnement intempestif du supprimeur d'écho, on peut affaiblir le signal reçu, ou alors régler la sensibilité au moyen d'un potentiomètre.

Si des postes radiotéléphoniques interfèrent, un réglage efficace du supprimeur d'écho est impossible, de sorte qu'il faut le supprimer.

ANNEXE 23

ESSAIS DE RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE

Pour les essais de rigidité diélectrique faits sur les câbles en usines, certaines Administrations et Exploitations privées préfèrent, à la durée d'application de deux secondes indiquée dans la Spécification A.I, une durée de deux minutes. Le Comité Consultatif International Téléphonique ne voit aucune objection à cette dernière manière de procéder.

D'autre part, la présente note traite de la correspondance entre essais de rigidité diélectrique effectués en courant continu et essais de rigidité effectués en courant alternatif.

1° *Généralités.* — Si l'on désire formuler une loi générale permettant de substituer des essais à tension continue à des essais à tension alternative pour la rigidité diélectrique d'un type de câble ou d'appareil quelconque, quels que soient le mode de construction et la nature de la substance diélectrique utilisés, on peut affirmer que les données et les résultats pratiques d'expériences publiés jusqu'à ce jour indiquent qu'on n'a pas encore déterminé des constantes correctes pour la formule relative à une telle substitution. Par contre, il est de pratique courante d'établir une valeur empirique particulière pour le rapport de la tension d'essai continue à la tension d'essai alternative équivalente pour chaque type particulier de câble ou pour chaque organe spécifié d'appareil (par exemple pour un condensateur). Toutefois, une telle pratique commune doit être considérée comme strictement conventionnelle et n'ayant aucune relation avec la théorie fondamentale.

2° *Papier imprégné.* — La partie la plus importante des travaux relatifs à cette section de la théorie des diélectriques (rapport de la tension alternative d'essai à la tension continue d'essai équivalente) concerne des diélectriques consistant en papier imprégné, dans les câbles particuliers d'énergie électrique. L'article le plus important sur ce sujet est certainement l'article japonais qui porte le numéro de référence 3 dans la Bibliographie ci-après.

De ces travaux, il est possible de déduire ce qui suit :

a) Le rapport des tensions continue et alternative équivalentes pour les essais de rigidité des papiers imprégnés dépend de la teneur en humidité de ces papiers : la présence d'humidité diminue le rapport de la tension d'essai continue à la tension d'essai alternative ;

b) La durée d'application de la tension pendant l'essai de rigidité diélectrique est très importante pour la fixation de ce rapport des tensions d'essai équivalentes continue et alternative. Dans le cas d'une rupture diélectrique qui se produit lentement, tout le processus change et il n'y a aucune relation apparente. Il faut rappeler à ce sujet que la plupart des essais de rigidité diélectrique en courant continu durent moins de 30 minutes ; les durées usuelles sont 15 minutes, 5 minutes et 1 minute ;

c) L'épaisseur de l'isolant semble avoir une influence importante sur le rapport des tensions d'essai équivalentes continue et alternative. Le rapport de la tension continue à la tension alternative tend à augmenter quand l'épaisseur de l'isolant augmente parce que la valeur de la tension alternative diminue tandis que la valeur de la tension continue reste à peu près constante ;

d) Le rapport des tensions d'essai équivalentes continue et alternative dépend de la température ; il diminue quand la température augmente.

Comme on l'a mentionné ci-dessus, ces remarques ne s'appliquent qu'aux papiers imprégnés pour lesquels, dans les essais périodiques, on admet d'ordinaire un rapport de la tension continue à la tension alternative équivalente de l'ordre de 1,5 à 2,0.

3° *Diélectriques gazeux.* — Si l'on va à l'autre extrémité de la gamme des diélectriques, c'est-à-dire si l'on considère la production d'étincelles dans l'air (voir la Bibliographie ci-après, numéros de référence 6 et suivants), on trouve que la tension continue d'amorçage entre deux sphères polies doit être égale à la valeur maximum de la tension alternative d'amorçage. Cette condition n'est cependant pas satisfaite dans les essais généraux. L'autre extrémité est la combinaison entre une pointe et un plan, pour laquelle il faut distinguer deux cas. Si la pointe est négative et le plan positif, la tension continue pour laquelle l'étincelle s'amorce semble être à peu près le double de celle que l'on obtient quand la pointe est positive et le plan négatif. Dans ce dernier cas, la valeur maximum de la tension alternative d'amorçage semble être égale à la valeur de la tension continue d'amorçage. Si l'on considère un diélectrique constitué surtout par de l'air, il n'y aura en général aucun facteur permettant de calculer directement le rapport de la tension d'essai continue à la tension d'essai alternative équivalente ; en outre, en général, pour des raisons mécaniques, il y aura dans le champ électrique quelques substances solides qui produiront une distorsion compliquant le calcul.

4° *Autres diélectriques.* — On utilise beaucoup des combinaisons de papier et de gaz comme substance isolante, par exemple dans les câbles téléphoniques, mais il ne semble pas qu'on dispose de données publiées suffisantes pour pouvoir recommander des formules empiriques. Cela est probablement dû aux grandes différences de construction, de sorte qu'on a affaire à des combinaisons complexes de gaz et de substances solides.

De même, on a très peu de renseignements au sujet des diélectriques solides tels que le mica, le verre, la bakélite, le polystyrène, etc...

Dans les appareils pratiques qui utilisent de tels diélectriques, les décharges dans l'air à la surface de l'isolant sont souvent le facteur limitatif et on s'écarte par suite du schéma de la pointe et du plan, d'où il résulte une certaine complexité.

5° *Formules empiriques.* — Pour les condensateurs isolés au papier et pour les câbles d'énergie électrique isolés au papier, on a adopté la formule empirique suivante : tension continue = $1,5 \times$ valeur efficace de la tension alternative. Cette formule est, par exemple, prescrite dans les spécifications n^{os} 7 et 480 de l'Association britannique de normalisation concernant les câbles d'énergie électrique.

Mais, dans ces spécifications, cette formule ne s'applique qu'aux câbles après pose. L'essai en courant continu est nécessaire après la pose parce que sur les longs câbles le courant de charge peut devenir très grand et il serait presque impossible d'avoir un transformateur de puissance suffisante pour fournir la haute tension alternative nécessaire pour l'essai de la rigidité diélectrique. Toutefois, il est généralement admis que ce rapport 1,5 doit être interprété logiquement comme il suit : on connaît la tension alternative maximum d'essai que l'on peut appliquer avec sécurité et si la tension continue utilisée est 1,5 fois plus grande, on est sûr qu'aucun dégât ne sera à craindre si le câble est satisfaisant. On n'admet pas que la tension continue produisant une rupture diélectrique est 1,5 fois la valeur efficace de la tension alternative produisant une rupture diélectrique. Cependant cet essai en courant continu a quelque mérite, puisque, de temps en temps, il fait apparaître un défaut dans l'installation essayée, dû par exemple à un joint défectueux ou à la pénétration de l'humidité. En outre, il fait apparaître ce défaut d'une manière « paisible » qui ne cause aucun préjudice aux câbles adjacents.

BIBLIOGRAPHIE CONCERNANT LES ESSAIS DE RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE
EN COURANT CONTINU ET EN COURANT ALTERNATIF

- 1° *The Ratio of Direct and Alternating Test Pressures*, par N. A. ALLEN, *Electrical Review*, 6 août 1926. (Cet article contient une bibliographie allant jusqu'à la date de la parution).
- 2° *Testing H. T. Cables*, par BEAVIS, *Electrical Times*, volume 77, p. 1078, mai 1930. (Voir également *Science Abstracts*, volume 33, année 1930, n° 1880).
- 3° *Dielectric Strength Ratio between A. C. and D. C. Voltages for Power Cables*, par U. TAKABAYASI et T. SYOZI, *Electrot. Laborat. Tokyo Japan Researches*, n° 358, année 1933. (Voir également *Science Abstracts*, volume 37, année 1934, n° 1075).
- 4° *On the Electrical Breakdown of Impregnated Papers*, par K. SHIMIZU, *J.I.E.E. Japan Abstract ii*, volume 55, n° 2, février 1935.
- 5° B.E.A.I.R.A. Reports L/F/T 15 et L/F/B 2.
- 6° *Dielectric Phenomena*, par WHITEHEAD (*Elec. Discharges in Gases*), pp. 124 et suivantes.
- 7° *Conduction of Electricity through Gases*, par THOMSON, volume II, p. 568.
- 8° *Impulse Calibration of Sphere Gaps*, par P. L. BELLASCHI et P. H. MC AULEY, *Elec. Journal*, volume 31, année 1934 ; *Science Abstracts*, année 1934, n° 1759.
- 9° *Direct Strokes on Transmission Lines*, par W. W. LEWIS et C. M. FOUST, *Gen. El. Rev.* 34, pp. 452-458, août 1931, *Science Abstracts*, année 1932, 102.
- 10° *Dielectric Phenomena at High Voltages*, par GOODLET, EDWARDS et PERRY, *J.I.E.E. XIX*, p. 695, juin 1931 (voir figure 22).

ANNEXE 24

NOTE DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE SUR LA DÉFINITION DE LA FRÉQUENCE DE COUPURE D'UN CÂBLE CHARGÉ

*Méthode générale de calcul des caractéristiques « affaiblissement-fréquence »
et « impédance-fréquence » d'un câble chargé*

La méthode générale suivante peut être utilisée. Si l'on représente la bobine de charge comme une ligne homogène à inductance et capacité réparties, et que l'on appelle Z_0 et $2\theta_0$ l'impédance caractéristique et la constante de transfert de la bobine,

Z l'impédance caractéristique du câble, et

θ la constance de propagation relative à une demi-section de charge,

on obtient le schéma de la figure 1.

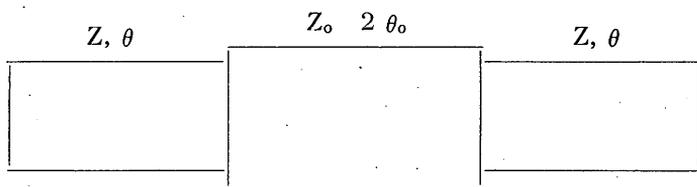


Figure 1

La matrice du quadripôle résultant est :

$$M = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \text{ch } \theta & Z \text{ sh } \theta \\ \frac{\text{sh } \theta}{Z} & \text{ch } \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \text{ch } 2\theta_0 & Z_0 \text{ sh } 2\theta_0 \\ \frac{\text{sh } 2\theta_0}{Z} & \text{ch } 2\theta_0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \text{ch } \theta & Z \text{ sh } \theta \\ \frac{\text{sh } \theta}{Z} & \text{ch } \theta \end{vmatrix}$$

La constante de propagation Γ et l'impédance caractéristique z du câble chargé sont données par les formules :

$$\text{ch } \Gamma = A = \text{ch } 2\theta \cdot \text{ch } 2\theta_0 + \left(\frac{Z}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z} \right) \frac{\text{sh } 2\theta \cdot \text{sh } 2\theta_0}{2}$$

$$z = \sqrt{\frac{B}{C}} = Z \sqrt{\frac{\text{sh } 2\theta \cdot \text{ch } 2\theta_0 + \text{sh } \theta_0 \left[\frac{Z}{Z_0} \text{sh}^2 \theta + \frac{Z_0}{Z} \text{ch}^2 \theta \right]}{\text{sh } 2\theta \cdot \text{ch } 2\theta_0 + \text{sh } \theta_0 \left[\frac{Z_0}{Z} \text{sh}^2 \theta + \frac{Z}{Z_0} \text{ch}^2 \theta \right]}}$$

Définition de la fréquence de coupure d'un câble pupinisé

Pour définir la fréquence de coupure d'un câble pupinisé, on remarque que :

1° L'introduction d'éléments peu dissipatifs ne modifie généralement que très peu les propriétés électriques essentielles d'un filtre. L'influence des pertes se manifeste par exemple en atténuant le passage brusque entre les bandes de fréquence transmises et affaiblies, mais la notion de fréquence de coupure est néanmoins conservée.

2° L'influence de la propagation peut devenir par contre très importante et dans certains cas, les caractéristiques de transmission du système se trouvent complètement changées. Il suffit de rappeler qu'une longueur de câble, qui se comporte pratiquement comme une capacité en très basse fréquence, peut, à certaines fréquences, jouer le rôle d'une inductance.

On est ainsi conduit à définir les fréquences de coupure d'un filtre, ou plus généralement d'un quadripôle dissipatif, comme celles d'un quadripôle idéal, ayant les mêmes éléments réactifs que le quadripôle donné, mais dont les pertes seraient nulles, et en tenant compte, le cas échéant, du phénomène de propagation.

Sur ces bases, la fréquence de coupure d'un câble pupinisé peut se calculer avec une bonne approximation par une formule analogue à la formule classique et que l'Administration française propose d'adopter quand le besoin d'une telle formule plus précise que la formule classique se fait sentir :

$$\Omega_0^2 = \frac{4}{s.C.\bar{L}_0}$$

avec : Ω_0 = pulsation correspondant à la fréquence de coupure,
 s = pas de pupinisation en kilomètres,

et où l'on a posé :

$$\bar{C} = C + \frac{C_0}{3s}$$

$$\bar{L}_0 = Ls + \frac{Ls}{3}$$

avec :

C = capacité kilométrique du câble non chargé,

C_0 = capacité de la bobine de charge,

L_0 = inductance de la bobine de charge,

L = inductance kilométrique du câble non chargé.

ANNEXE 25

SPÉCIFICATION DES RÉSEAUX COMPENSATEURS DE TÉLÉDIAPHONIE UTILISÉS PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES

1. *Objet de la spécification.* — La spécification ci-après fixe en détail les conditions électriques et mécaniques à imposer à une baie de terminaison de câble comprenant des réseaux compensateurs de télédiaphonie, pour une paire de conducteurs du câble exploitée avec 12 voies téléphoniques à courants porteurs. Cette spécification comprend aussi les conditions relatives à la fourniture des transformateurs de ligne pour la constitution de circuits fantômes et du câblage associé.

2. *Caractéristiques mécaniques.* — Le bâti sera foré et percé de telle sorte qu'on puisse monter un régulateur de tension ou un panneau de fusibles sur l'un ou l'autre des panneaux verticaux.

3. *Coffret des réseaux de compensation.* — On prévoira un coffret construit pour loger les réseaux compensateurs nécessaires pour un câble à 24 paires. Ce coffret contiendra un panneau ou « nid » (nest) construit pour loger 276 réseaux du type décrit au paragraphe 5 ci-après de la présente spécification, ce panneau présentera la rigidité convenable et comportera des écrans entre les réseaux.

Le coffret sera construit de façon à empêcher l'entrée de la poussière, mais il n'est pas nécessaire qu'il soit hermétiquement fermé. Il comportera des couvercles sur le devant et à l'arrière, ces couvercles étant construits de façon qu'on puisse les retirer en les soulevant.

4. *Panneau des réseaux compensateurs.* — A la fois sur le devant et à l'arrière de la baie, des réglottes associées à des fils de connexions seront étiquetées de telle manière qu'on puisse immédiatement identifier le « nid » correspondant à une combinaison quelconque de paires de conducteurs. Les fils nus de connexion se termineront sur des broches placées sur les côtés au sommet et en bas du « nid » des réseaux, les fils étant en cuivre étamé et du calibre britannique n° 20 (diamètre 0,9 mm. environ). Ces fils seront disposés en formation horizontale et verticale et constitueront un T par rapport à la voie de transmission principale.

5. *Réseaux compensateurs.* — Il y aura des réseaux compensateurs pour 276 combinaisons de paires deux à deux, les supports des réseaux étant placés dans les « nids » existant dans le coffret. Chaque réseau sera conforme à la planche CD 382 ci-contre, et le câblage des éléments sera conforme à la planche RPW 1381 figure 2 ci-après).

Le support d'un réseau sera construit avec une matière ayant une grande résistivité électrique, et il comportera les emplacements et les bornes nécessaires pour les parties constitutives suivantes :

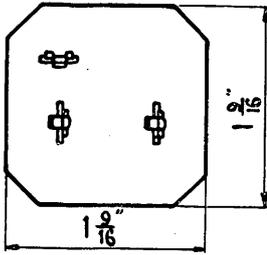
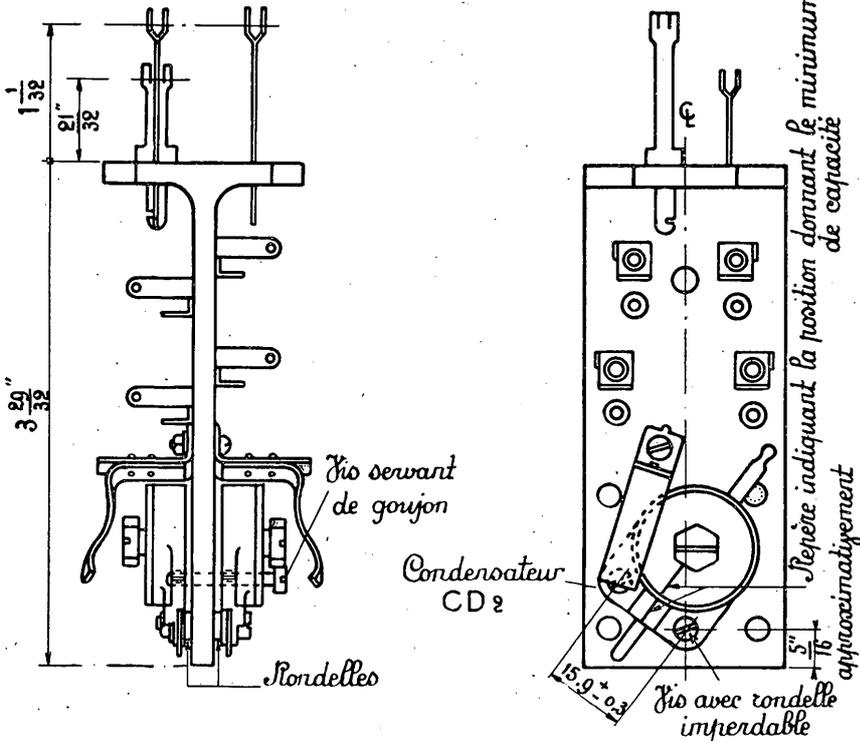


Planche
DRG. CD 382

Support pour condensateurs et résistances utilisé dans les réseaux compensateurs de télédiaphonie pour câbles à paires symétriques exploités avec des courants porteurs.



Remarque. — Les dimensions des condensateurs céramiques seront *approximativement* celles qui sont représentées ; on respectera *rigoureusement* les diamètres des trous de fixation et les distances entre leurs centres.

- un condensateur CD n° 1 ou un condensateur CD n° 2 conformes à la spécification ;
- un condensateur fixe de type approuvé (voir ci-après) ;
- deux résistances du type chimique de type approuvé (voir ci-après), ces résistances étant branchées en parallèle.

Le condensateur fixe sera monté avec son grand côté vertical, et dans un plan perpendiculaire à la cloison centrale. Il sera fixé en le réunissant à des broches. Quand il sera en place chaque support de réseau compensateur sera équipé de deux condensateurs CD n° 1 ou CD n° 2, mais le nombre de condensateurs fixes et de résistances dépendra de la configuration que le réseau doit avoir pour satisfaire aux conditions de diaphonie.

La résistance de type chimique devra être d'un type approuvé. Normalement une résistance ne sera pas nécessaire et les bornes correspondant à la résistance seront alors court-circuitées au moyen d'un fil nu. Quand on trouve qu'une résistance est nécessaire, et qu'il faut lui donner une valeur intermédiaire entre deux valeurs normalisées, on peut brancher deux résistances en parallèle. Les broches destinées aux résistances devront permettre de brancher deux résistances sur chaque broche en plus des fils provenant des bornes extrêmes du réseau qui sont réunis aux fils nus de connexion.

Toute connexion entre les éléments du réseau sera effectuée avec du fil rigide. Toutes les connexions seront soudées d'une façon efficace.

Les condensateurs CD N° 1 et CD N° 2 seront montés de telle façon que les graduations zéro sur la partie fixe et sur la partie mobile soient visibles quand le support est dans son « nid ». Après réglage, un seul des deux condensateurs montés sur un support aura une capacité différente de sa capacité minimum ; une exception à cette règle se produira quand il sera nécessaire d'utiliser des résistances fixes ; dans ce cas les deux condensateurs auront des capacités différentes de leurs capacités minima. On emploiera toujours les résistances en série avec un condensateur.

Les condensateurs CD₁ n° 1 ou CD n° 2 seront montés de telle sorte qu'ils ne puissent pas être soumis à des efforts mécaniques telles que les contraintes causées par ces efforts modifient les relations mécaniques normales entre la partie mobile et la partie fixe du condensateur.

Avec chaque baie on fournira une clé ou un jeu de clés construites de façon qu'on puisse régler les condensateurs CD n° 1 ou CD n° 2 pendant qu'ils sont dans leur position normale dans un « nid ». La clé devra être construite de façon telle que la capacité entre la main de l'opérateur et la terre n'intervienne pas dans une mesure suffisante pour rendre le réglage difficile.

Les condensateurs CD n° 1 ou CD n° 2 seront fournis par l'Administration britannique, mais tous les autres éléments du réseau seront fournis par le constructeur.

Les supports seront placés dans le « nid » de telle sorte que les broches terminales courtes des réseaux compensateurs adjacents correspondent aux fils A et B respectivement (voir la planche RP/RPW 1381, figure 2 ci-contre).

6. *Tablettes pour les essais.* — Immédiatement au-dessus du coffret il y aura les dispositifs nécessaires au montage d'une boîte terminale pour les essais d'isolation.

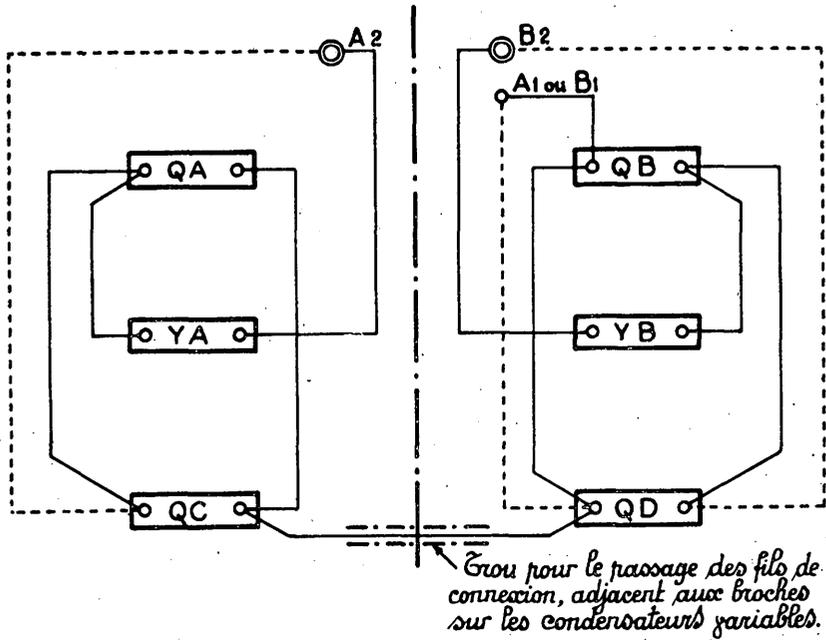


Figure 1

Câblage

- ⊙ Broches longues pour la connexion aux conducteurs formant un quadrillage
- Broches courtes pour la connexion aux conducteurs formant un quadrillage
- QA et QB Condensateurs du type T.C.C.M.
- QC et QD Condensateurs C.D. n° 2
- YA et YB Résistances chimiques du type NR
- Câblage direct utilisé normalement (résistances et condensateurs QA et QB non insérés)
- Câblage à utiliser quand les résistances et les condensateurs QA et QB insérés.

Remarque. — Les éléments placés des deux côtés de la ligne en trait mixte au centre de la figure, sont respectivement placés des deux côtés du support.

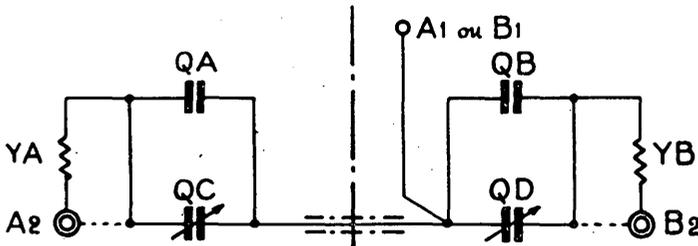


Figure 2

Schéma

Planche RP RPW 1381

Réseaux compensateurs de télédiaphonie
Connexions des condensateurs et résistances sur un support

On devra fournir 3 « tablettes d'essai pour 24 circuits téléphoniques ». Les deux tablettes qui devront être associées aux câbles principaux seront pourvues de câbles de jonction, longs de 5 pieds, du type pour systèmes à courants porteurs, avec 24 paires de conducteurs pesant 40 livres par mile (diamètre 1,27 mm), et les épissures doivent être faites de façon que les paires occupent des positions spécifiées.

Il y aura un écran électrostatique entre la tablette pour essais associée au câble de transit et les autres tablettes pour essais. Cet écran sera en bon contact électrique avec le bâti de la baie.

7. *Câblage entre les panneaux.* — Le câblage entre les panneaux sera exécuté au moyen de câble à une paire sous écran de type approuvé. Les peignes de câblage seront tels que la diaphonie soit réduite au minimum.

8. *Réglettes de connexion.* — Il y aura des réglettes de connexion. Les réglettes de connexion associées aux câbles d'émission et de réception seront pourvues d'écrans électrostatiques amovibles, et ces écrans, quand ils seront en place, seront en bon contact électrique avec le bâti de la baie.

9. *Equipements de circuits fantômes.* — Des équipements de circuits fantômes seront fournis.

10. *Barres omnibus.* — On fournira des jeux de barres omnibus normalisées.

11. *Résistance d'isolement.* — La résistance d'isolement mesurée du côté bureau aux deux tablettes pour essais de chaque câble, entre un fil quelconque et les autres fils mis à la terre, et après réglage des réseaux compensateurs, ne sera pas inférieure à 200 mégohms. Cet essai portera sur le câble jusqu'à la station de répéteurs éloignée (y compris le côté câble seulement de la tête de câble éloignée), l'équipement local de la baie et le câblage jusqu'aux blocs de broches et les équipements de circuits fantômes étant déconnectés.

ANNEXE 26

CLAUSES TECHNIQUES DU CAHIER DES CHARGES DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR LA FOURNITURE DE PANNEAUX DE COMPENSATION DE LA TÉLÉDIAPHONIE

Art. 1. — Le panneau de compensation comportera un bâti placé dans une armoire. L'étanchéité de l'armoire sera suffisante pour que l'atmosphère intérieure puisse être maintenue sèche en y plaçant une capsule desséchante.

Art. 2. — Le bâti comprendra une grille en fils de cuivre nu étamé, disposés de telle sorte qu'un réseau d'équilibrage puisse être inséré entre deux circuits quelconques du câble. La grille sera placée entre deux têtes de câbles et le bâti comportera entre les têtes de câbles et la grille un dispositif de coupure par cavaliers.

Art. 3. — Le réseau d'équilibrage pourra comprendre un condensateur variable, deux condensateurs fixes, deux résistances.

Les condensateurs et les résistances seront d'un modèle approuvé.

Art. 4. — Un emplacement sera prévu sur le bâti pour l'insertion éventuelle des appareils permettant la formation de circuits fantômes.

Art. 5. — La grille sera étiquetée sur ses côtés de façon à permettre de reconnaître facilement les circuits. Les réseaux de compensation seront également étiquetés.

Art. 6. — La fourniture comprendra un outil permettant de procéder au réglage des condensateurs variables sans que l'effet de capacité de l'outil et de la main gêne l'opération.

Art. 7. — Toutes les connexions dans les appareils et entre les appareils seront soudées.

Art. 8. — Résistance d'isolement. — La résistance d'isolement sera mesurée sur le panneau de compensation entièrement équipé et câblé, à l'exception des résistances en dérivation, les cavaliers d'entrée et de sortie étant enlevés.

La résistance d'isolement entre un jack quelconque, côté équipement, et tous les autres jacks réunis entre eux et à la terre, ne devra pas être inférieure à 500 mégohms, cette résistance étant mesurée sous des différences de potentiel de 500 volts, et les lectures étant faites après électrification d'une minute.

ANNEXE 27

SPÉCIFICATION DES RÉSEAUX COMPENSATEURS DE TÉLÉDIAPHONIE UTILISÉS AU MEXIQUE PAR L'EMPRESA DE TELÉFONOS ERICSSON

Toutes les paires de conducteurs du câble sont réunies à un panneau où l'on peut équilibrer chaque paire par rapport à n'importe quelle autre paire.

La figure 1 ci-contre représente le montage des éléments de compensation de la télédiaphonie et leurs connexions aux paires de conducteurs en un point de croisement de ces paires.

Ces éléments de compensation se composent d'un petit condensateur variable de capacité Δc micromicrofarads et d'une conductance égale à Δg micromhos. Avec une telle combinaison, on ne peut théoriquement réaliser une compensation complète de la télédiaphonie qu'à une seule fréquence, mais d'habitude on peut arriver à un compromis satisfaisant, donnant une amélioration considérable de l'affaiblissement diaphonique dans toute la bande des fréquences transmises.

La figure 2 ci-contre représente l'appareil qui sert à mesurer les valeurs de Δg et de Δc .

La figure 3 ci-contre représente le jeu complet d'appareils utilisés pour le travail de compensation de la télédiaphonie. Il est intéressant de mentionner que l'oscillateur 1 est d'un type particulier. La tension à la sortie est celle d'un bruit d'agitation thermique à spectre continu est une distribution uniforme des amplitudes dans la bande des fréquences utiles, par exemple 12 à 60 kc/s. Le détecteur 4 est du type à détection quadratique et, par conséquent, les valeurs de Δg et de Δc qui donnent une valeur minimum de la diaphonie sont celles qui donnent la meilleure moyenne quadratique (root mean square value) pour toute la bande des fréquences utiles. Cette méthode réduit le temps nécessaire pour trouver la meilleure combinaison de valeurs de Δg et Δc à une fraction du temps utilisé dans les méthodes antérieures. On a aussi observé une légère amélioration du résultat obtenu.

La figure 4, page 84, représente le diaphonomètre utilisé.

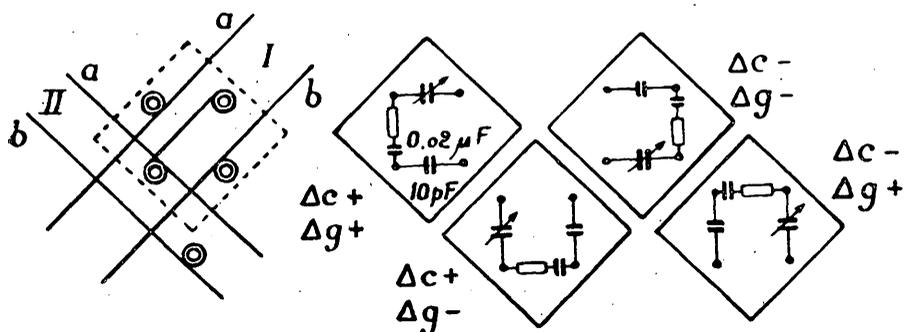
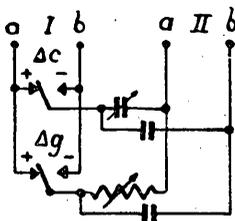


Figure 1

Connexion (à deux paires de conducteurs) d'un élément compensateur de télédiaphonie.



$$\Delta c = 0 - 1000 \text{ pF}$$

$$\Delta g = 0 - 99 \text{ } \mu\text{mho}$$

Figure 2

Appareil pour la mesure des déséquilibres de capacité Δc et de conductance Δg

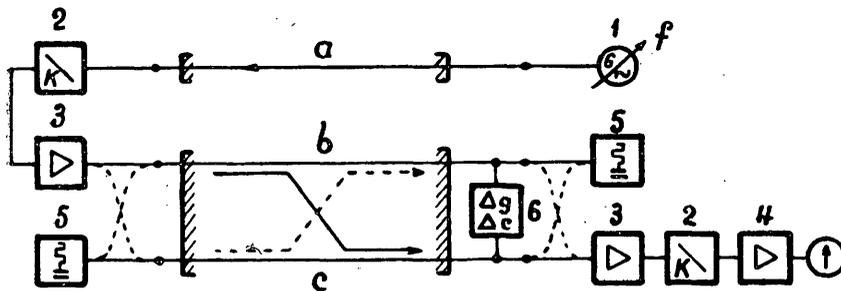


Figure 3

Montage des appareils employés pour compenser la télédiaphonie sur une section d'amplification.

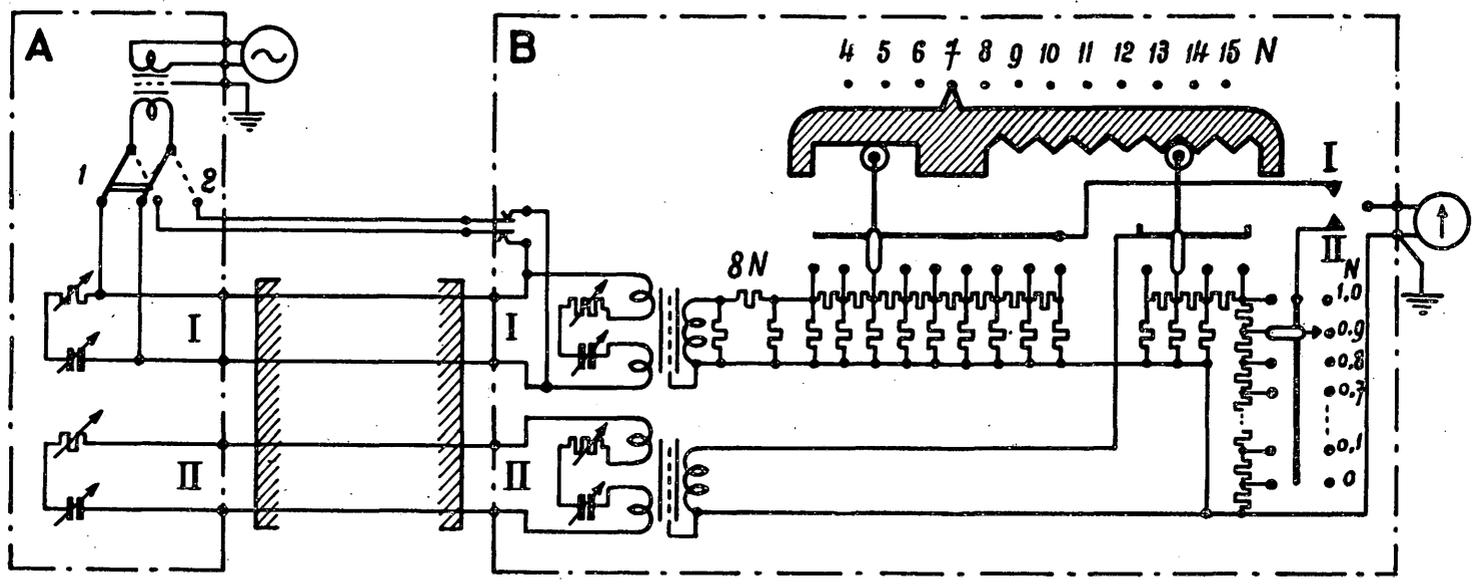


Figure 4

Diaphonometre utilisé au Mexique par l'Empresa de Telefonos Ericsson

ANNEXE 28

MÉTHODE EMPLOYÉE AUX ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE PAR L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY POUR MESURER LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ D'UN SYSTÈME A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES

La seule mesure de la distorsion de non-linéarité produite par l'ensemble d'un système à nombreuses voies téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales que l'on effectue dans le Bell System, avant la mise en service de système, consiste à émettre un signal de mesure à 1000 p/s sur deux voies téléphoniques et à mesurer les produits de modulation qui apparaissent sur une troisième voie. On utilise pour cette mesure le générateur à 1000 p/s de type normal et le psophomètre de type normal dont on dispose déjà pour d'autres usages.

ANNEXE 29

MÉTHODES ET APPAREILS PROPOSÉS PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR MESURER LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ D'UN SYSTÈME A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES

On doit considérer que la distorsion de non-linéarité peut être due aux amplificateurs et aux modulateurs de groupes primaires ou secondaires.

De ce fait, deux types d'essais doivent être envisagés :

- 1° Essai d'une section de régulation de ligne ;
- 2° Essai de groupe primaire ou secondaire.

1° Essai d'une section de régulation de ligne

Sur les sections de régulation de ligne, l'Administration française propose de mesurer les harmoniques 2 et 3 pour deux puissances différentes et pour une fréquence.

$$\begin{aligned} \text{Puissance de sortie } P: & P'_1 = 4 \text{ mW} \\ & P'_2 = 50 \text{ mW} \end{aligned}$$

$$\text{Fréquence de mesure : } F = 107,2 \text{ kc/s}$$

2° Essai de groupe primaire ou secondaire

L'essai d'un groupe primaire doit être effectué entre la sortie de l'équipement terminal à 12 voies d'émission et l'entrée de l'équipement terminal à 12 voies de réception.

L'essai d'un groupe secondaire doit être effectué entre l'entrée du modulateur de groupe secondaire d'émission et la sortie du démodulateur de groupe secondaire de réception.

Essai de groupe primaire. — En dehors du cas où l'on dispose d'un groupe primaire de base du type A les harmoniques 2 et 3 de la fréquence la plus faible (60 000 p/s) tombent en dehors de la bande de fréquences occupée par le groupe (60-108 kc/s), de sorte qu'une méthode de mesure directe des harmoniques 2 et 3 ne peut être utilisée.

De plus, on remarque que seuls les produits de modulation issus d'une modulation d'ordre 3 entre deux fréquences F et f , ($2F \pm f$) peuvent rester dans la bande de fréquences du groupe (60 - 108 kc/s).

Dans ces conditions, seuls les harmoniques 3 sont à rechercher.

La méthode suivante peut être utilisée dans ce cas :

Deux courants de fréquence 95,2 kc/s (800 p/s sur la voie 9) et 107,2 kc/s (800 p/s sur la voie 12) sont appliqués aux bornes d'émission, on mesure le courant de fréquence $(95,2 \times 2) - 107,2 = 83,2$ (800 p/s sur la voie 6) provenant de la distorsion cubique.

Essai de groupe secondaire. — En raison du rapport des fréquences extrêmes (552 : 312) qui est inférieur à 2, les méthodes applicables aux groupes primaires le sont aussi aux groupes secondaires.

On pourrait ainsi appliquer à l'émission les fréquences 408,8 kc/s (800 p/s sur la voie 12 du groupe primaire III du groupe secondaire de base) et 420,8 kc/s (800 p/s sur la voie 9 du même groupe primaire et du même groupe secondaire) et mesurer à la fréquence $(420,8 \times 2) - 408,8 = 432,8$ kc/s (800 p/s sur la voie 6 du même groupe primaire et du même groupe secondaire) le courant provenant de la distorsion cubique.

Appareil de mesure utilisé. — Cet appareil est destiné au contrôle des amplificateurs par mesure du taux de distorsion harmonique d'une fréquence de référence. Pour cette mesure, l'appareil est associé au « Népermètre hétérodyne ».

La fréquence de mesure est de 107,2 kc/s ; elle est produite par un oscillateur intérieur à l'appareil et débarrassée de ses harmoniques par un filtre passe-bas, avant d'être appliquée au répéteur essayé. La tension de sortie du répéteur est introduite à nouveau dans l'appareil et le fondamental éliminé par un filtre passe-haut. Un modulateur permet de transposer la fréquence de l'harmonique que l'on désire mesurer (harmonique 2 ou 3) dans la bande de fréquences du népermètre hétérodyne.

Pour un niveau absolu de puissance à la sortie du répéteur de + 1 néper pour le fondamental, cet appareil permet d'apprécier un affaiblissement de distorsion harmonique de 10 népers.

L'alimentation de l'appareil est assurée à partir du secteur de distribution d'énergie électrique industrielle.

ANNEXE 30

MÉTHODES ET APPAREILS EMPLOYÉS PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES POUR MESURER LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ D'UNE LIGNE A PAIRE COAXIALE

L'Administration britannique a employé diverses méthodes de mesure de la distorsion de non-linéarité d'une ligne à paire coaxiale. Ces méthodes comprennent :

1. La mesure directe des harmoniques 2 et 3.
2. Des mesures d'intermodulation entre des signaux de mesure et les deux ondes pilotes.
3. Des mesures d'intermodulation entre des signaux de mesure.

Appareils employés

Quand on ne dispose pas d'un équipement terminal, on emploie les appareils suivants :

Pour la méthode 1 : un oscillateur à fréquence réglable continûment dans la bande des fréquences de 60 à 2852 kc/s, une série de filtres passe-bas pour assurer un degré élevé de pureté à l'onde émise et un amplificateur-détecteur sélectif. Ce dernier se présente sous la forme d'un radiorécepteur superhétérodyne auquel sont incorporés par construction des affaiblisseurs et le détecteur.

Pour les méthodes 2 et 3 : le même appareillage que pour la méthode 1 à l'exception des filtres.

Quand on dispose d'un équipement terminal, on a seulement besoin d'appareils de mesure aux fréquences vocales. On applique des ondes sinusoïdales à fréquence vocale à des voies téléphoniques choisies, et on mesure le produit d'intermodulation sur une troisième voie téléphonique. On choisit les fréquences des ondes sinusoïdales émises de telle sorte que le produit d'intermodulation corresponde toujours à la fréquence 800 p/s sur la voie téléphonique utilisée comme circuit récepteur, auquel on raccorde un simple filtre passe-bande à 800 p/s.
