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.

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

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.

© International Telecommunication Union

COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL TÉLÉPHONIQUE

(C. C. I. F.)

XVII[e] ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

Genève, 4-12 octobre 1954

ANNEXES AU TOME III

TRANSMISSION SUR LES LIGNES
MESURES SUR LES LIGNES

Publié par l'Union internationale des télécommunications
Genève, 1956

COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL TÉLÉPHONIQUE

(C. C. I. F.)

XVII[e] ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

Genève, 4-12 octobre 1954

ANNEXES AU TOME III

TRANSMISSION SUR LES LIGNES
MESURES SUR LES LIGNES

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

TABLE DES MATIÈRES DU LIVRE D'ANNEXES AU TOME III DU LIVRE VERT

1re Partie — Annexes aux recommandations du CCIF contenues dans le Tome III du Livre Vert

		Pages
Annexe 1.	Calcul des effets de l'écho et de la stabilité pour un circuit interurbain . . .	7
Annexe 2.	Câblage des baies de systèmes à courants porteurs utilisés par la Cuban Telephone Company	26
Annexe 3.	Note relative au câblage du bâti d'organes normalisé type 44 de l'Administration française des téléphones	26
Annexe 4.	Dispositions des câblages en vue de réduire la diaphonie dans les baies de systèmes à courants porteurs utilisés par l'Administration britannique des téléphones	27
Annexe 5.	Méthode utilisée par l'Administration britannique des téléphones pour l'équilibrage des câbles nouveaux à paires symétriques non chargées destinées à l'exploitation avec 24 voies téléphoniques à courants porteurs	28
Annexe 6.	Méthodes utilisées aux Pays-Bas pour l'équilibrage de câbles nouveaux à paires symétriques non chargées destinées à procurer 48 voies téléphoniques à courants porteurs	35
Annexe 7.	Méthode utilisée par l'Administration française des téléphones pour l'équilibrage des sections d'amplification de câbles contenant des paires symétriques non chargées destinées à procurer 60 voies téléphoniques à courants porteurs	37
Annexe 8.	Méthodes utilisées au Mexique par la Société Teléfonos de México pour l'équilibrage des câbles contenant des paires symétriques non chargées destinées à l'exploitation à courants porteurs	39
Annexe 9.	Spécification des réseaux compensateurs de télédiaphonie utilisés par l'Administration britannique des téléphones	41
Annexe 10.	Spécification des réseaux compensateurs de télédiaphonie utilisés au Mexique par la Société Teléfonos de México	45
Annexe 11.	Méthode de synchronisation des fréquences employée par le Bell System aux Etats-Unis d'Amérique sur les systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales des types L1 et L3	48
Annexe 12.	Méthode utilisée en France pour la coordination des oscillateurs de base d'un réseau de câbles à paires coaxiales et symétriques exploitées avec des courants porteurs	49
Annexe 13.	Synchronisation des fréquences porteuses dans le réseau de systèmes à courants porteurs du Royaume-Uni de Grande-Bretagne et d'Irlande du Nord	50
Annexe 14.	Caractéristiques principales des stations de fréquences étalons et de signaux horaires (renseignements fournis par le C.C.I.R.)	52
Annexe 15.	Etalon de fréquence utilisé par l'Administration italienne des téléphones . .	54
Annexe 16.	Ondes pilotes à fonctions multiples utilisées aux Etats-Unis d'Amérique par l'American Telephone and Telegraph Company	54
Annexe 17.	Ondes pilotes à fonctions multiples utilisées par l'Administration française des téléphones	55

Pages

Annexe 18. Ondes pilotes à fonctions multiples utilisées par l'Administration britannique des téléphones 55

Annexe 19. Pratiques utilisées ou envisagées dans différents pays pour améliorer la transmission sur les circuits interurbains de types anciens 58

Annexe 20. Essais de rigidité diélectrique 66

Annexe 21. Note de l'Administration française sur la définition de la fréquence de coupure d'un câble chargé 68

Annexe 22. Etude de la distorsion télégraphique apportée par la distorsion de phase du circuit en télégraphie harmonique (note de l'Administration française des téléphones) 70

Annexe 23. Note de l'Administration française des téléphones au sujet de l'emploi de v.u. mètres pour la surveillance des transmissions radiophoniques 74

Annexe 24. Note de l'Administration des téléphones de la République fédérale d'Allemagne au sujet de l'emploi d'indicateurs d'amplitude maximum pour la surveillance des transmissions radiophoniques 76

Annexe 25. Note de l'Administration britannique des téléphones au sujet du modulomètre utilisé en accord avec la British Broadcasting Corporation pour la surveillance des transmissions radiophoniques 78

Annexe 26. Note des Administrations des téléphones de France et de Grande-Bretagne sur des méthodes de calcul des régimes transitoires 80

Annexe 27. Description d'un régulateur de volume utilisé par l'Administration britannique pour l'exploitation des circuits radiotéléphoniques 86

Annexe 28. Dispositif utilisé en Suisse pour éviter le fonctionnement intempestif des suppresseurs de réaction 86

2me Partie — Méthodes et appareils de mesure sur les lignes

Section 1. — Mesures électriques en courant alternatif en régime permanent 89

1.1. Mesures d'affaiblissement composite et d'affaiblissement d'insertion; mesures relatives aux transformateurs de ligne 89

1.1.1. Mesure des affaiblissements ou gains composites de quadripôles quelconques 89

1.1.2. Mesure des affaiblissements ou gains d'insertion de quadripôles quelconques 94

1.1.3. Mesures relatives aux transformateurs de ligne 94

1.2. Mesures d'équivalent et de niveau à toutes fréquences 97

1.2.1. Mesure de l'équivalent des circuits téléphoniques 97

1.2.2. Mesure des niveaux, absolus ou relatifs, et des dénivellements . . . 98

1.2.3. Appareils pour les mesures d'équivalent et de niveau 99

1.3. Mesure du gain d'un répéteur 104

1.4. Mesure des impédances et des déséquilibres de capacité ou d'inductance 106

1.4.1. Mesures d'impédance en régime permanent 106

1.4.2. Mesures d'impédance en régime transitoire 110

1.4.3. Mesure des déséquilibres de capacité 111

1.4.4. Mesure des déséquilibres d'inductance 112

1.5. Mesure des affaiblissements d'équilibrage, de régularité et d'adaptation et de l'affaiblissement des courants d'écho 113

1.5.1. Mesure des affaiblissements d'équilibrage 113

1.5.2. Mesure des affaiblissements de régularité 115

Pages

1.5.3. Mesure des affaiblissements d'adaptation 116
1.5.4. Mesure des affaiblissements des courants d'écho 116
1.6. Mesure de la stabilité de la transmission 116
1.6.1. Détermination du point d'amorçage 116
1.6.2. Mesure de la stabilité d'un circuit téléphonique 119
1.6.3. Mesure de la marge d'amorçage d'un circuit téléphonique 120
1.7. Mesure de la distorsion de phase 120
1.8. Mesure des distorsions de non-linéarité 123
1.8.1. Mesure de la distorsion harmonique 123
1.8.2. Mesure de la distorsion d'intermodulation 124
1.9. Mesures de diaphonie 125
1.9.1. ... aux fréquences vocales 126
1.9.2. ... entre paires symétriques pour systèmes à courants porteurs 126
1.9.3. ... entre paires coaxiales 127

Section 2. — Mesures effectuées en régime transitoire sur les longueurs de fabrication ou sur les sections d'amplification de paires coaxiales (utilisées pour la téléphonie ou pour la télévision) et sur les sections d'amplification de lignes en fils nus aériens 138

3me Partie — Annexes concernant les méthodes et appareils de mesure sur les lignes

Annexe 30. Méthode de réglage de la contre-distorsion d'affaiblissement, lors de l'établissement des systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales, étudiée en Grande-Bretagne 139

Annexe 31. Appareils de mesure utilisés par l'Administration suisse des téléphones pour la maintenance des systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câble 140

Annexe 32. Description d'une méthode de mesure sélective sur des systèmes à 12 voies téléphoniques sur paires symétriques en câble, utilisée au Mexique par la Société Teléfonos de México 142

Annexe 33. Note de l'Administration française des téléphones sur les appareils de mesure de maintenance pour systèmes à courants porteurs 143

Annexe 34. Appareils de mesure utilisés par la Cuban Telephone Company pour la maintenance des systèmes à courants porteurs sur paires coaxiales 148

Annexe 35. Equipement de mesure utilisé par l'Administration des téléphones des Pays-Bas pour la maintenance des systèmes à courants porteurs 153

Annexe 36. Méthodes utilisées par l'Administration des téléphones de la République fédérale d'Allemagne pour les mesures de distorsion d'affaiblissement sur des paires symétriques non chargées destinées à l'exploitation par courants porteurs 156

Annexe 37. Méthode pour la mesure de l'impédance caractéristique d'une paire coaxiale, terminée à son extrémité par une résistance spécifiée (Mémorandum de la Standard Telephone and Cables Company) 160

Annexe 38. Mesure de la distorsion de phase sur un circuit bouclé (Note de la British Broadcasting Corporation) 166

Annexe 39. Méthode proposée pour la mesure du temps de propagation de phase dans les équipements de télévision et dans les systèmes de transmission télévisuelle (Note de l'Administration britannique des téléphones) 167

Annexe 40. Méthode de mesure du temps de propagation de groupe entre extrémités éloignées d'une liaison (Note de l'Administration française des téléphones) . . 171

Pages

Annexe 41. Dispositifs de mesure utilisés par l'Administration suisse des téléphones pour mesurer la distorsion de non-linéarité des répéteurs de ligne et des systèmes à 12, 24, 36 et 48 voies téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câbles 172

Annexe 42. Méthodes employées par diverses Administrations et Exploitations privées téléphoniques pour mesurer la distorsion de non-linéarité de l'ensemble d'un système à courants porteurs sur paires symétriques non chargées en câble . . 174

Annexe 43. Méthodes et appareils employés par l'Administration britannique des téléphones pour mesurer la distorsion de non-linéarité d'une ligne à paire coaxiale 175

Annexe 44. Méthodes et appareils utilisés par la Cuban Telephone Company pour le contrôle des fréquences dans les systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales 176

Annexe 45. Méthodes utilisées par l'Administration des téléphones du Danemark pour mesurer la différence entre la fréquence d'une onde émise à l'origine d'une voie à coufant porteur et la fréquence de l'onde reçue à l'extrémité de cette voie 178

Annexe 46. Méthode utilisée par l'Administration française des téléphones pour mesurer l'écart entre la fréquence d'une onde émise à l'origine d'un circuit téléphonique empruntant un ou plusieurs systèmes à courants porteurs et la fréquence de cette onde à l'extrémité de ce circuit 179

Annexe 47. Appareils pour la localisation d'irrégularités d'impédance sur les lignes, au moyen d'impulsions, employés par l'Administration des téléphones d'Australie 180

Annexe 48. Appareils pour la localisation d'irrégularités d'impédance sur les lignes, au moyen d'impulsions, employés par la Cuban Telephone Company 185

Annexe 49. Appareils pour la mesure et la localisation des irrégularités d'impédance sur les lignes au moyen d'impulsions, employés par l'Administration française des téléphones 198

Annexe 50. Appareils employés par l'Administration britannique des téléphones pour l'essai de câbles à paires coaxiales au moyen d'impulsions 200

Annexe 51. Appareil pour la localisation d'irrégularités d'impédance sur des paires coaxiales, au moyen d'impulsions, employé par l'Administration des téléphones de Suède 202

Annexe 52. Description du générateur d'ondes de télévision construit par la Cuban Telephone Company 203

Annexe 53. Générateur de signaux-types de télévision employé en Grande-Bretagne . . . 207

Annexe 54. Générateur de signaux-types de télévision employé par la Radiodiffusion française 207

Annexe 55. Appareil de surveillance des transmissions télévisuelles utilisé par la Radiodiffusion française 212

Annexe 56. Caractéristique essentielles des dispositifs de surveillance (à placer aux points de jonction entre les circuits internationaux de télévision et les circuits nationaux de prolongement) proposées par la British Broadcasting Corporation 214

Index alphabétique 219

PREMIÈRE PARTIE

ANNEXES AUX RECOMMANDATIONS DU C.C.I.F. CONTENUES DANS LE TOME III DU LIVRE VERT

ANNEXE 1

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 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 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 minima 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

---

* 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 du C.C.I.F. pour le Plan général d'interconnexion a réservé pour plus tard l'examen de la question concernant la nécessité de tenir compte également des bruits et de la diaphonie.

les affaiblissements et les gains pour 800 Hz, bien que les valeurs qui interviennent réellement pour l'écho et la stabilité puissent différer plus ou moins des valeurs correspondant à 800 Hz. Cependant l'expérience montre que ces méthodes de calcul conviennent en pratique.

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 suppresseurs 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 suppresseurs 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 10) pour déterminer la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho dans le cas des circuits *munis de suppresseurs d'écho* dont la sensibilité, rapportée au niveau relatif zéro, est égale à 30 décibels.

Au moyen de ces courbes fondamentales (fig. 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 correspond aux effets d'écho sur les circuits exploités au moyen de postes téléphoniques d'abonné *sans montage antilocal:* or ce type de poste téléphonique tend à disparaître, de sorte qu'on devrait 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. Toutefois, d'après des essais de conversation effectués en Suède, la différence des valeurs minima admissibles pour l'affaiblissement des courants d'écho, entre les postes téléphoniques avec et sans montage antilocal, ne serait que de l'ordre de 0,2 néper. Or il existe des différences plus importantes entre les courbes utilisées ou proposées dans divers pays pour déterminer l'affaiblissement minimum admissible des courants d'écho, en fonction du temps de propagation total sur l'itinéraire des courants d'écho, dans le cas de circuits sans suppresseurs d'écho et de postes d'abonné avec montage antilocal.

Il est donc recommandé d'utiliser provisoirement la courbe de la figure 1 quel que soit le type de poste d'abonné considéré, avec ou sans 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 suppresseurs d'écho* (sensibilité rapportée au niveau relatif zéro: 30 décibels) en fonction du temps total de propagation sur l'itinéraire des courants d'écho.

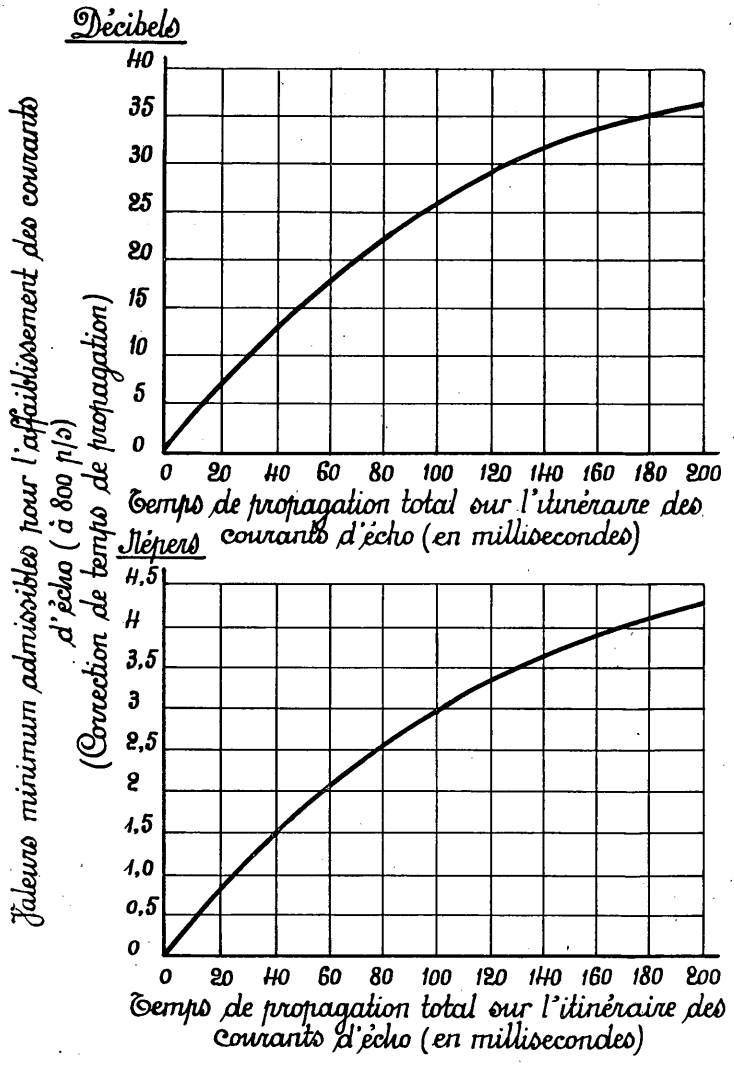


FIGURE 1. — *Courbe donnant la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho pour les circuits* sans suppresseurs d'écho, *en fonction du temps de propagation total sur l'itinéraire des courants d'écho*

Remarque. — La courbe ci-dessus a été déterminée en employant des postes d'abonné de type ancien, sans montage antilocal. Il est recommandé, à titre provisoire, de l'utiliser également dans le cas où l'on emploie des postes d'abonné modernes, à montage antilocal.

1. DONNÉES NUMÉRIQUES NÉCESSAIRES POUR LE 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 (0,69 néper).

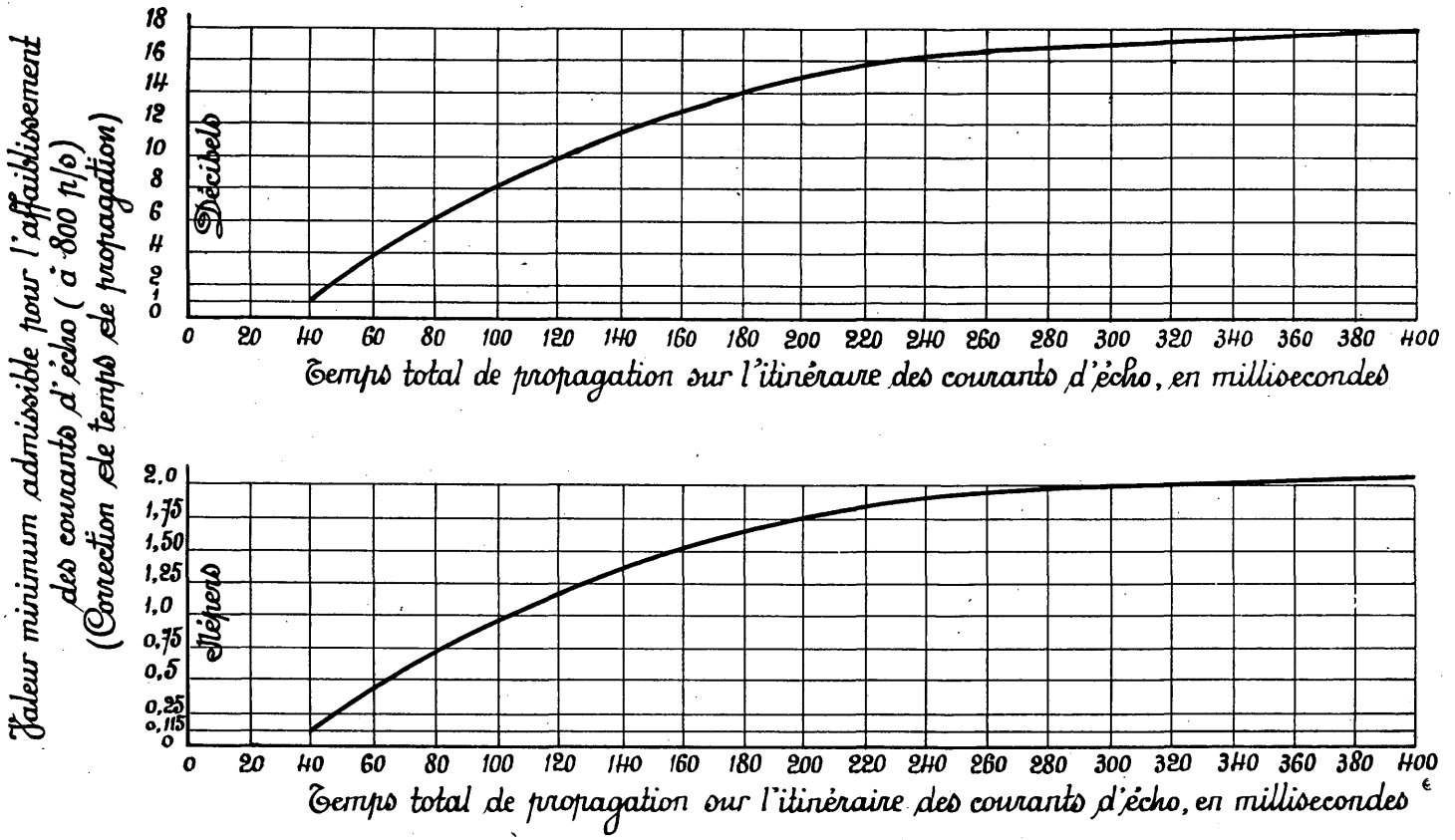


FIGURE 2. — *Courbe donnant la valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho pour les circuits* munis de suppresseurs d'écho *(sensibilité rapportée au niveau relatif zéro : 30 décibels)*

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			
				en décibels		en népers	
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	Circuits réels	Circuits fantômes	Circuits réels	Circuits fantômes
0,9	172	63	1 830	28	30	3,2	3,4
0,9	88	50	1 830	28	28	3,2	3,2
1,3	172	63	1 830	26	28	3,0	3,2
1,3	44	25	1 830	34	34	3,9	3,9
0,9	140	56	1 700	32	32	3,7	3,7
1,4	140	56	1 700	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 % des cas de la pratique, ce qui correspond à une distribution moyenne des irrégularités le long du circuit (calcul des probabilités).

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.

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

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			
				en décibels		en népers	
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	Circuits réels	Circuits fantômes	Circuits réels	Circuits fantômes
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	2,8
1,3	44	25	1830	20	20	2,3	2,3

circuit à deux fils et un circuit à quatre fils les valeurs données dans le tableau de la page 11 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 % des cas; si, au central 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 Hz, en régime permanent sur le type de circuit à grande distance dont il s'agit.

2. 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 suppresseurs 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, où 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 (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 Hz des diverses sections de ligne et des gains à 800 Hz des divers répéteurs qui se trouvent sur l'itinéraire considéré; on appelle le nombre ainsi obtenu l'« équivalent à 800 Hz » 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 Hz. 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 (0,69 néper).

4. Les équivalents à 800 Hz 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'équipement à 800 Hz 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 aux valeurs (en décibels) des équivalents à 800 Hz calculés pour les divers itinéraires, après déduction des « corrections de temps de propagation » y relatives (équivalents pondérés) — (Voir la fig. 3 ci-après donnant la correspondance entre nombres de décibels ou népers et rapports de puissance, de tension ou d'intensité 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%, cela veut dire que l'écho réellement produit a la valeur maximum tolérable.

Si ce pourcentage est inférieur à 100%, 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%, 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%.

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 itiné-

* 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).

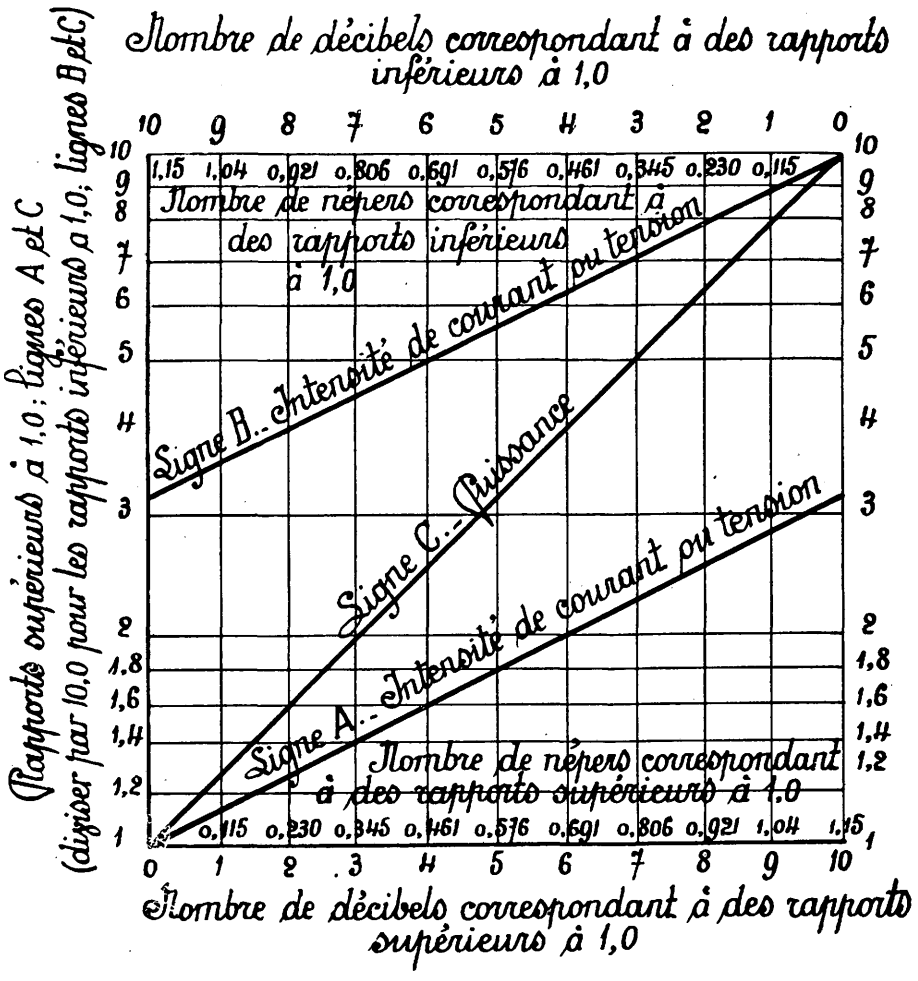


FIGURE 3. — *Diagramme de correspondance entre des nombres de décibels ou de népers (compris entre 0 et 10 décibels ou entre 0 et 1,15 néper) et des rapports de puissance, tension ou intensité de courant*

raire 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 suppresseurs d'écho*

On suppose que ces suppresseurs 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 suppresseur d'écho.

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

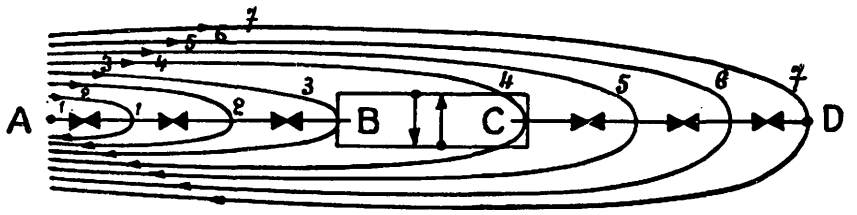


FIGURE 4

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 (0,69 néper).

On remarquera que les itinéraires des courants d'écho nos 1 à 3 inclus concernent des échos pour la personne qui parle en A indépendants du fonctionnement du suppresseur d'écho, tandis que les itinéraires nos 4 à 7 concernent des échos pour la personne qui parle en A dépendants des caractéristiques du suppresseur 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 suppresseur d'écho, aucun écho ne proviendra des itinéraires nos 4 à 7 inclus. Pour ces volumes élevés, les seuls échos refluant vers la personne qui parle proviendront donc des itinéraires nos 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 suppresseur d'écho, ou si certaines syllabes sont trop faibles pour faire fonctionner complètement le suppresseur, des échos reflueront vers la personne qui parle par les itinéraires nos 4 à 7 inclus. Bien que, dans ces conditions, d'autres échos continueront à refluer par les itinéraires nos 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 nos 4 à 7 inclus arriveront d'ordinaire avec un retard bien plus grand que les échos provenant des itinéraires nos 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 suppresseur d'écho si ces itinéraires ne donnent pas des échos excessifs lorsqu'on parle assez fort pour faire fonctionner complètement les suppresseurs d'écho. De même, dans le cas des volumes élevés, il suffit de considérer les itinéraires nos 1 à 3 inclus, les itinéraires nos 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 suppresseur d'écho sur la section à quatre fils) est la suivante:

1o 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° 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 Hz dans l'itinéraire particulier considéré. On obtient ainsi l'équivalent à 800 Hz de cet itinéraire, bien que, en réalité, l'affaiblissement d'équilibrage puisse correspondre en fait à une fréquence quelconque comprise entre 500 et 2000 Hz. 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 Hz de l'itinéraire considéré. Pour les itinéraires nos 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 nos 1 à 3 inclus doivent être combinés en faisant la somme des rapports de puissance correspondant respectivement aux équivalents à 800 Hz 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 nos 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 ou inférieur à l'unité.

6° les échos refluant par les itinéraires nos 4 à 7 inclus doivent alors être combinés en ajoutant les rapports de puissance correspondant aux équivalents à 800 Hz 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 suppresseurs 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 nos 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 des itinéraires nos 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.

8° après avoir obtenu une valeur hypothétique d'équivalent satisfaisant aux conditions indiquées sous 7°, il sera nécessaire de procéder à nouveau comme il est dit ci-dessus sous 3°, 4° et 5° afin de déterminer si les conditions de l'écho pour les itinéraires nos 1 à 3 et pour cette valeur d'équivalent sont satisfaisantes. Dans les cas ordinaires d'établissement régulier des circuits, on a trouvé que le rôle prépondérant était joué par les itinéraires nos 4 à 7; une valeur hypothétique d'équivalent qui donne des conditions satisfaisantes pour les itinéraires nos 4 à 7 donne en général une marge très large pour les itinéraires nos 1 à 3, compris entre la personne qui parle et le suppresseur d'écho. S'il n'en était pas ainsi, il serait nécessaire de procéder à nouveau comme il est indiqué sous 3°, 4° et 5° ci-dessus pour diverses valeurs hypothétiques d'équivalent jusqu'à ce qu'on détermine une valeur satisfaisant aux conditions de l'écho pour les itinéraires nos 1 à 3. L'équivalent minimum admissible au point de vue de l'écho pour le circuit est la plus grande des deux valeurs obtenues respectivement comme il est indiqué sous 5° et sous 7°.

Remarque. — Dans l'application de la méthode de calcul précédente au cas d'une liaison téléphonique de transit comprenant, en allant de l'abonné qui parle vers l'abonné qui écoute, un circuit à deux fils, un circuit à quatre fils muni d'un suppresseur d'écho (dont la sensibilité rapportée à l'origine de ce circuit à quatre fils en service terminal est 30 décibels ou 3,45 népers) et un autre circuit à deux fils, on admet que la correction de temps de propagation pour les itinéraires des courants d'écho traversant le suppresseur d'écho est l'ordonnée lue sur la courbe relative aux circuits munis de suppresseurs d'écho dont la sensibilité rapportée au niveau relatif zéro est égale à 30 décibels ou 3,45 népers. Cela n'est pas rigoureusement exact puisque, dans la liaison téléphonique de transit considérée, le point de niveau relatif zéro est l'origine du circuit à deux fils située du côté de l'abonné qui parle et non l'origine du circuit à quatre fils. Provisoirement, il n'y a pas lieu de tenir compte de ce point.

B. Stabilité

Données numériques nécessaires et méthode de calcul de la stabilité

Il convient tout d'abord de recueillir les données numériques à grouper dans les deux tableaux ci-après, puis de procéder au calcul de la stabilité en se conformant aux indications suivantes:

Diamètre des conducteurs du circuit en millimètres	Type de charge			Affaiblissement d'équilibrage de la section d'amplification			
				en décibels		en népers	
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	Circuits réels	Circuits fantômes	Circuits réels	Circuits fantômes

Diamètre des conducteurs du circuit à deux fils en millimètres	Type de charge du circuit à deux fils			Affaiblissement d'équilibrage de la section entre le circuit à deux fils et un circuit d'amplification			
				en décibels		en népers	
	Inductance des bobines des circuits réels en millihenrys	Inductance des bobines des circuits fantômes en millihenrys	Pas de pupinisation en mètres	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 Hz, 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 (1,74 décibel) au maximum à la valeur qu'il a à 800 Hz. En pareil cas, pour obtenir une stabilité donnée (K_s) l'équivalent calculé à 800 Hz 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 suppresseurs 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 (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 central 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... désignent les équivalents calculés respectivement pour les divers itinéraires des courants réfléchis, l'affaiblissement actif d'équilibrage résultant A est donné par la formule:

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

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 minima pour toute la bande des fréquences transmises.*

Dans le calcul ci-dessus, il faut prendre non pas l'équivalent à 800 Hz 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 Hz 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 Hz.

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 (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 ($1{,}7\sqrt{n}$ 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.

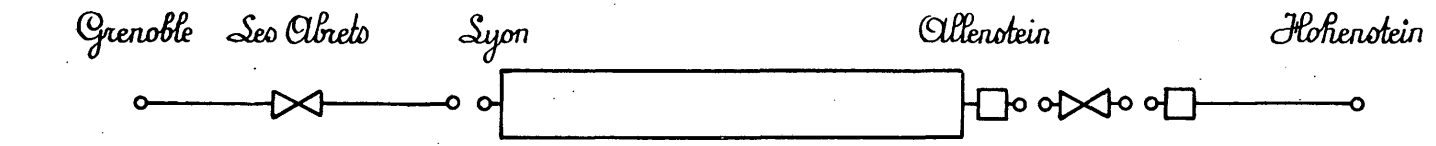
En d'autres termes, un répéteur sur cordon est considéré comme faisant partie de la section à deux fils de la communication s'il est intercalé entre un circuit à quatre fils et un circuit à deux fils, et comme faisant partie de l'une des sections à deux fils de la communication s'il est intercalé entre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



Affaiblissement (népers)	1.1	—2,04	1,55	0,15	0	0,6	—1,2	0,9	
1° Stabilité de la chaîne des circuits à quatre fils									
Affaiblissements d'équilibrage ou d'adaptation	← 0	← 3,2		← 2,0		→ 3,7	→ 3,5		→ 0
2° Stabilité du répéteur sur cordon à Allenstein									
Affaiblissements d'équilibrage ou d'adaptation	← 0	← 3,2		← 2,0		← 3,7	→ 3,5		→ 0
3° Stabilité du répéteur deux fils des Abrets									
Affaiblissements d'équilibrage ou d'adaptation	← 0	← 3,2	→ 3,2	→ 2,0		→ 3,7	→ 3,5		→ 0

FIGURE 5. — *Données pour le calcul de la stabilité d'une chaîne de circuits entre centraux interurbains extrêmes (extrémités isolées)*

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 une chaîne de circuits interurbains et internationaux

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 fig. 5 et 6.)

CALCUL DE LA STABILITÉ DE LA CHAINE DE CIRCUITS ENTRE CENTRAUX 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:

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

Affaiblissement actif d'équilibrage à Lyon, côté Grenoble:

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

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

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

2. Stabilité du répéteur sur cordons à Allenstein:

Affaiblissement d'équilibrage à Allenstein, côté Hohenstein:

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

Affaiblissement d'équilibrage à Allenstein, côté Grenoble:

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

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

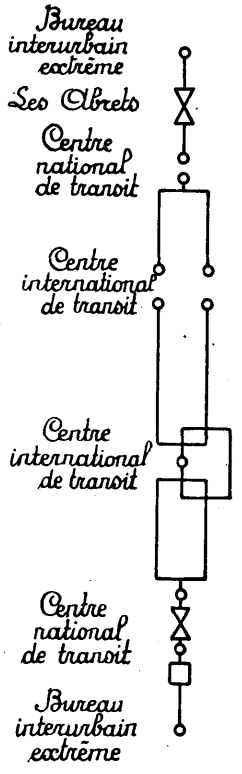
Stabilité $1{,}75 - 1{,}2 = 0{,}55$ néper

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

Affaiblissement d'équilibrage aux Abrets, côté Hohenstein:

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

FIGURE 6. — *Feuille de calcul de la stabilité et des effets d'écho dans la relation Allemagne-France. Voie normale : Berlin-Paris*



Désignation des centraux	Longueurs kilomètres	Constitution	Temps de propagation simple (millisecondes)	Affaiblissements (en népers) Valeurs nominales	Variations en fonction du temps	
					α	α'
Grenoble . . .	47	0,9 mm, 177 mH 1 830 mètres	3	1,1	$\Delta_1 = \pm 0,2$	$\Delta'_1 = \pm 0,09$
Les Abrets . .				— 2,04		
	69	0,9 mm, 177 mH, 1 830 m	4	1,55		
Lyon				0,15		
	465	0,9 mm, 44 mH 1 830 mètres	14,5	0	$\Delta_2 = \pm 0,2$	$\Delta'_2 = \pm 0,09$
Paris				0		
	1 170	0,9 mm, 44 mH 1 830 mètres 0,9 mm, 30 mH 1 700 mètres	31,6	0	$\Delta_3 = \pm 0,2$	$\Delta'_3 = \pm 0,09$
Berlin				0		
	810	0,9 mm, 30 mH 1 700 mètres 0,9 mm, 140 mH 1 700 mètres	25	0,60	$\Delta_4 = \pm 0,2$	$\Delta'_4 = \pm 0,09$
Allenstein . .				— 1,2		
Hohenstein . .	40	1,2 mm, 140 mH 1 700 mètres	2	0,3 0,6	$\Delta_5 = \pm 0,2$	$\Delta'_5 = \pm 0,09$
			80,1	1,05		

Affaiblissement d'équilibrage aux Abrets, côté Grenoble:

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

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

Ainsi la stabilité de l'ensemble de la communication entre centraux 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 de la figure 6 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:

$$\begin{aligned}\exp(-A) = {} & \exp(-3{,}2) + \exp[-(2 \times 1{,}55 + 2{,}0)] \\ & + \exp\{-[2\,(1{,}55 + 0{,}15 + 0{,}6 - 3 \times 0{,}09) + 3{,}7]\} \\ & + \exp\{-[2\,(1{,}55 + 0{,}15 + 0{,}6 - 1{,}2 - 4 \times 0{,}09) + 3{,}5]\} \\ & + \exp[-2\,(1{,}55 + 0{,}15 + 0{,}6 - 1{,}2 + 0{,}9 - 4 \times 0{,}09)]\end{aligned}$$

$A = 2{,}34$ népers

Affaiblissement actif d'équilibrage aux Abrets, côté Grenoble:

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

$A' = 1{,}89$ néper

$\frac{A + A'}{2} = \frac{2{,}34 + 1{,}89}{2} = 2{,}13$ $\qquad$ *Stabilité* $2{,}13 - 2{,}13 = 0{,}0$ 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: Lyon, côté Grenoble $A = 2{,}0$ népers
Les Abrets, côté Grenoble $A = 3{,}2$ népers
Affaiblissement d'adaptation: Grenoble, côté abonné $A = 0{,}7$ néper.

Numéro de l'itinéraire des courants d'écho	Equivalent à 800 Hz de l'itinéraire des courants d'écho (népers)	Temps total de propagation sur l'itinéraire des courants d'écho (millisec.)	Correction du temps de propagation (népers)	Equivalent pondéré de l'itinéraire des courants d'écho (népers)	Rapport de puissance 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
					0,208

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

Numéro de l'itinéraire des courants d'écho	Equivalent à 800 Hz de l'itinéraire des courants d'écho		Temps total de propagation sur l'itinéraire des courants d'écho	Correction du temps de propagation		Equivalent pondéré de l'itinéraire des courants d'écho		Rapport de puissance correspondant à l'équivalent pondéré
	népers	décibels	(millisec.)	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
								1,088

Remarques. — 1. Pour tenir compte de l'affaiblissement des cordons de central 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 de transit international;

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 12 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 13.

ANNEXE 2

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 3

NOTE RELATIVE AU CABLAGE DU BATI D'ORGANES NORMALISÉ TYPE 44 DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES

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 (répéteurs pour transmissions radiophoniques), jusqu'aux fréquences les plus élevées utilisées par les systèmes à courants porteurs à 12 ou 24 voies téléphoniques (120 kHz).

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 kHz).

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 trois 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 une valeur de 9 népers dans le cas de broches superposées (diaphonie entre deux paires d'un même organe) et 10 népers dans le cas de broches côte à côte (diaphonie entre deux paires de même numéro, mais affectées à deux 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 grandeur.

La valeur de 9 népers est suffisante entre deux 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 deux 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 kHz). Pour les fréquences plus basses, les valeurs d'affaiblissement obtenues sont nettement plus élevées.

ANNEXE 4

DISPOSITION DES CABLAGES EN VUE DE RÉDUIRE LA DIAPHONIE DANS LES BAIES DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS UTILISÉES 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 5

MÉTHODE UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES POUR L'ÉQUILIBRAGE DES CABLES NOUVEAUX A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A L'EXPLOITATION AVEC 24 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 24 voies téléphoniques à courants porteurs

GÉNÉRALITÉS

Les effets de diaphonie dans les câbles destinés à procurer 24 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 CABLES

(voir la fig. 1)

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 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 24 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 A L'INTÉRIEUR D'UN CABLE

a) *Télédiaphonie directe* (voir la fig. 2). — 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 24 voies téléphoqinues à courants porteurs, on utilise pour chaque quarte une longueur différente du pas de câblage.

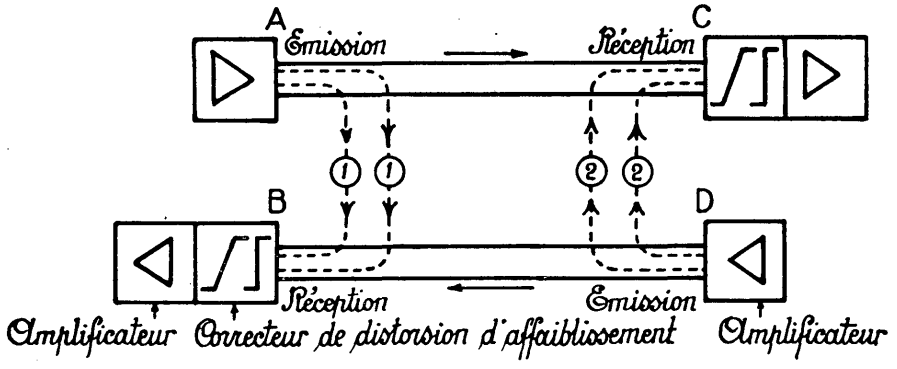


FIGURE 1. — *Paradiaphonie entre câbles*

Remarque. — AC est une paire de conducteurs d'un câble assurant la transmission dans un sens; BD 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.

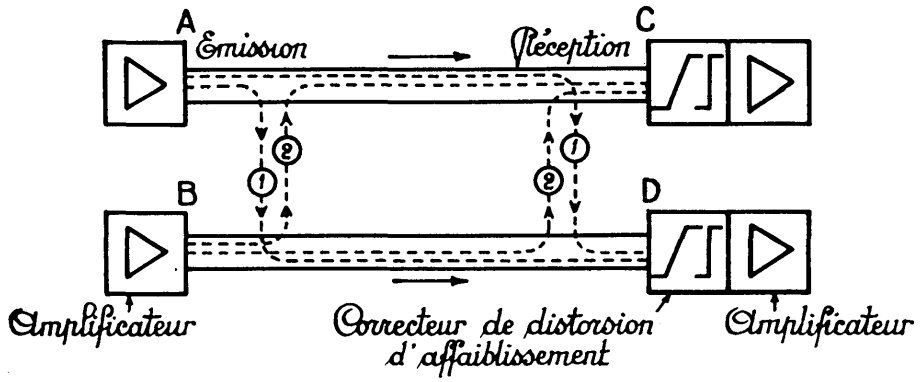


FIGURE 2. — *Télédiaphonie à l'intérieur d'un câble*

Remarque. — AC et BD 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.

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 logés 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 fig. 3). — 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 paradiaphonie dus au réseau compensateur de télédiaphonie (voie marquée 2 sur la fig. 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 fixent 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 fig. 4). — La télédiaphonie entre deux paires d'un câble destiné à l'exploitation avec 24 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 le 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.

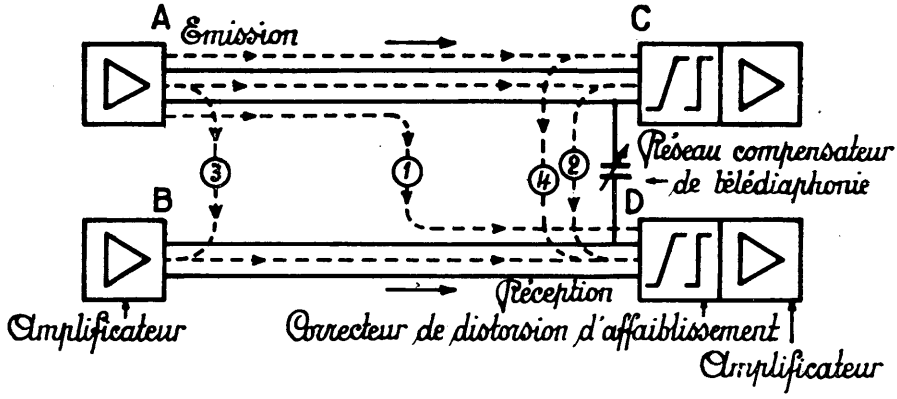


FIGURE 3. — *Télédiaphonie due aux réflexions*

Remarque. — AC et BD 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 réfléchie 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 AC et BD.

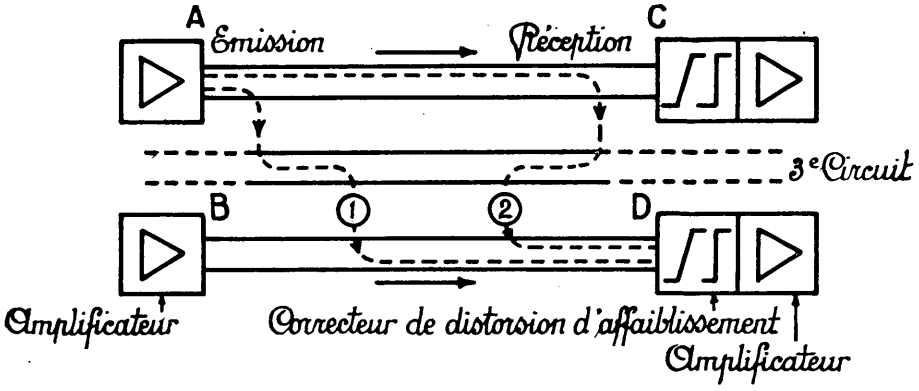


FIGURE 4. — *Télédiaphonie indirecte*

Remarque. — AC et BD 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.

Equilibrage sur le chantier

Quand on équilibre sur le chantier des câbles destinés à l'exploitation avec 24 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 après des 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 2 000 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 5.

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 cable

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 a 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 fig. 5).

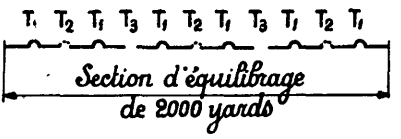


FIGURE 5

Les *épissures T 1* (ainsi désignées sur la fig. 5) 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 antant 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.

Epissures 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 5, 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.

Epissures 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 2 000 yards.

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 fig. 6) 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.

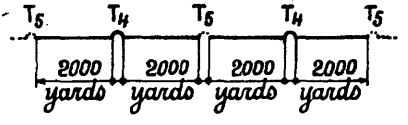


FIGURE 6

Les épissures T 5 seront effectuées:

a) soit de façon à réduire la télédiaphonie d'après les résultats d'essais effectués à 60 kHz ou à une fréquence voisine par une méthode d'alternat;

---

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

b) soit de façon à réduire les valeurs de déséquilibre d'admittance mesurées à 60 kHz 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 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 conducteurs du câble reliés entre eux et réunis à l'enveloppe du câble ou à la terre;
$p = w - x$ $q = z - y$ $r = w - z$ $s = x - y$	sont des déséquilibres de capacité entre conducteurs;
$u = a - b$ $v = c - d$	sont les déséquilibres de capacité par rapport à la terre.

ANNEXE 6

MÉTHODES UTILISÉES AUX PAYS-BAS POUR L'ÉQUILIBRAGE DE CABLES NOUVEAUX A PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A PROCURER 48 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 kHz 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 de 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 $t_{\text{I-II}}$ se compose d'une partie symétrique t_s et d'une partie alternante t_a, de sorte que l'on a

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

t_s est imaginaire et t_a est réelle. On ne peut pas compenser la partie alternante parce que si l'on voulait améliorer $t_{\text{I-II}}$ de la valeur $t_s + t_a$ jusqu'à la valeur t_s, il se produirait un changement de $t_{\text{II-I}}$ 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 à 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 200 kHz; 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 à priori, il suffit, pour réaliser la compensation de la télédiaphonie, d'employer des condensateurs réglables; ils doivent être réglables avec une précision de 1 $\mu\mu$F et ils doivent pouvoir prendre une valeur maximum de 30 $\mu\mu$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 7

MÉTHODE UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR L'ÉQUILIBRAGE DES SECTIONS D'AMPLIFICATION DE CABLES CONTENANT DES PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A TRANSMETTRE 60 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS

Généralités

Pour éviter d'avoir à résoudre le problème difficile de la paradiaphonie entre sens inverses de transmission, les paires symétriques destinées à transmettre 60 voies téléphoniques à courants porteurs sont placées dans deux câbles différents: l'un des câbles étant affecté aux voies « origine-extrémité », l'autre câble aux voies « extrémité-origine ».

Fabrication et répartition des longueurs sur le terrain

Les paires symétriques affectées aux transmissions à 60 voies sont groupées en quartes en étoile. Leurs isolations et leurs pas de torsion sont choisis pour que leurs exposants de propagation soient très voisins les uns des autres.

Les câbles contenant des circuits comprennent généralement 7 ou 12 quartes en étoile et peuvent être fabriqués, soit en longueurs de 460 mètres, soit en longueurs de 230 mètres.

Ces longueurs sont réparties sur le terrain de façon à former des sections de 1 830 mètres correspondant aux sections de pupinisation du câble basse fréquence en général posé simultanément.

Cette méthode facilite les opérations de vérification des câbles (résistances et déséquilibres de résistance, rigidité, isolement, pression).

A l'intérieur de ces sections et principalement sur les deux sections voisines des stations de répéteurs, les longueurs sont réparties de façon à éviter les variations d'impédance (mesurée à 120 kHz) d'une longueur à la suivante. De plus on affecte aux deux sections voisines des stations des longueurs ayant de bonnes valeurs d'affaiblissement paradiaphonique.

Raccordement des longueurs de fabrication

Les longueurs sont raccordées entre elles de façon à constituer des sections d'équilibrage qui comprennent en général 8 longueurs de 230 mètres. Tous les couplages entre circuits combinants (dans la quarte et entre quartes) sont mesurés à 240 kHz en partie réelle et en partie imaginaire. Ces mesures sont effectuées soit au moyen d'un pont de déséquilibre d'admittance, soit au moyen d'un diaphonomètre donnant les composantes réelle et imaginaire de la tension de diaphonie. Les longueurs sont raccordées en réduisant les couplages par compensation mutuelle en télédiaphonie. Eventuellement, on vérifie que les couplages inverses ne s'écartent pas trop des couplages directs.

Au voisinage des stations, il est également tenu compte des couplages de paradiaphonie entre circuits combinants dans la quarte (mesurée à plusieurs fréquences comprises entre 120 et 240 kHz). La régularité d'impédance est vérifiée, le cas échéant.

Raccordement des sections d'équilibrage entre elles

Les sections sont ensuite réunies entre elles deux par deux, puis quatre par quatre, etc., par la même méthode de mesure et de raccordement.

Toutefois, le joint milieu de la section d'amplification est raccordé en tenant compte des couplages entre circuits combinants de toutes les combinaisons directes et inverses mesurés à plusieurs fréquences comprises entre 160 et 240 kHz.

BIBLIOGRAPHIE

PARCÉ, L.: Le câble à quartes en étoile exploitées à 60 voies, Sarrebourg-Sarreguemines, *Câbles et transmission*, 1954, n° 4, pp. 332-340.

PECH, H.: Régularité d'impédance des câbles à paires symétriques après raccordement, *Câbles et transmission*, 1954, n° 4, pp. 341-350.

TROUBLÉ, M. et H. MERMOZ: Les câbles téléphoniques Paris-Lyon sur voies ferrées, *Câbles et transmission*, janvier 1950.

AUBERT, J., J. BLAISE, M. GOIMBAULT et R. BADELLON: Les câbles téléphoniques Paris-Lyon sur voies ferrées (Raccordement des câbles), *Câbles et transmission*, juillet 1951 et janvier 1952.

ANNEXE 8

MÉTHODES UTILISÉES AU MEXIQUE PAR LA SOCIÉTÉ TELÉFONOS DE MÉXICO 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 kHz au moyen d'un appareil conforme à la figure 1.

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 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.

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

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 « Dépunipisation d'un câble en vue de son exploitation en téléphonie multiple à courants porteurs » par S. Janson et R. Stålemark.

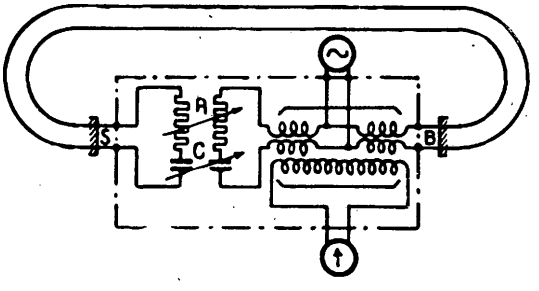


FIGURE 1. — *Appareil de mesure de l'impédance*

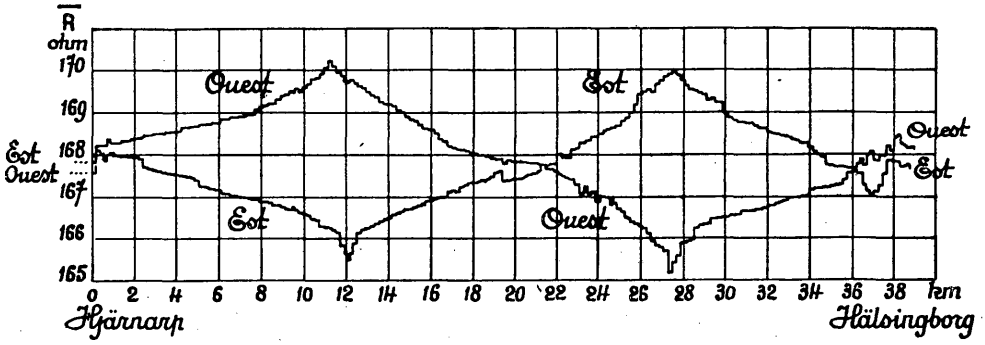


FIGURE 2. — *Répartition des diverses longueurs de fabrication le long du câble*

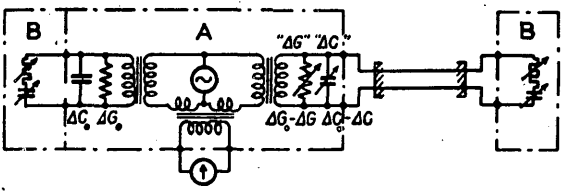


FIGURE 3. — *Appareil de mesure de l'écart d'impédance*

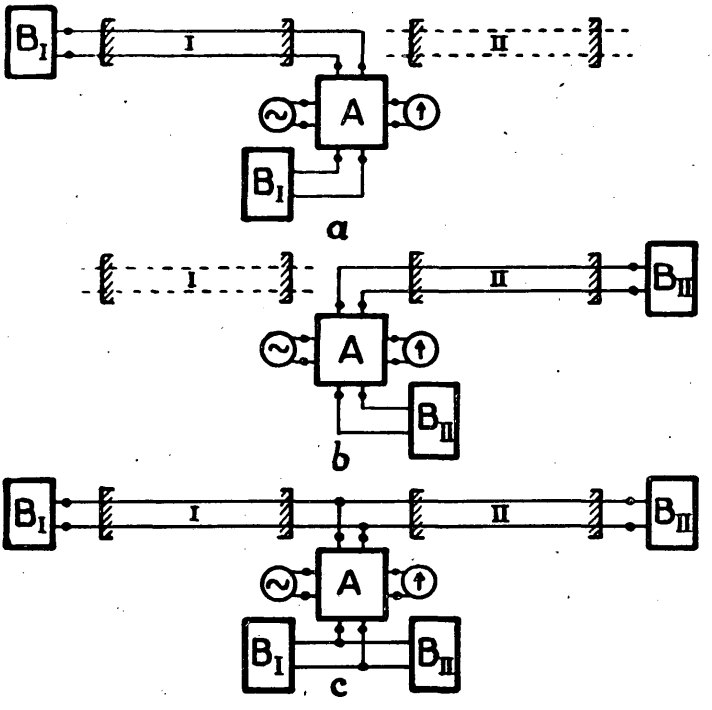


FIGURE 4. — *Emploi de l'appareil de mesure de l'écart d'impédance*

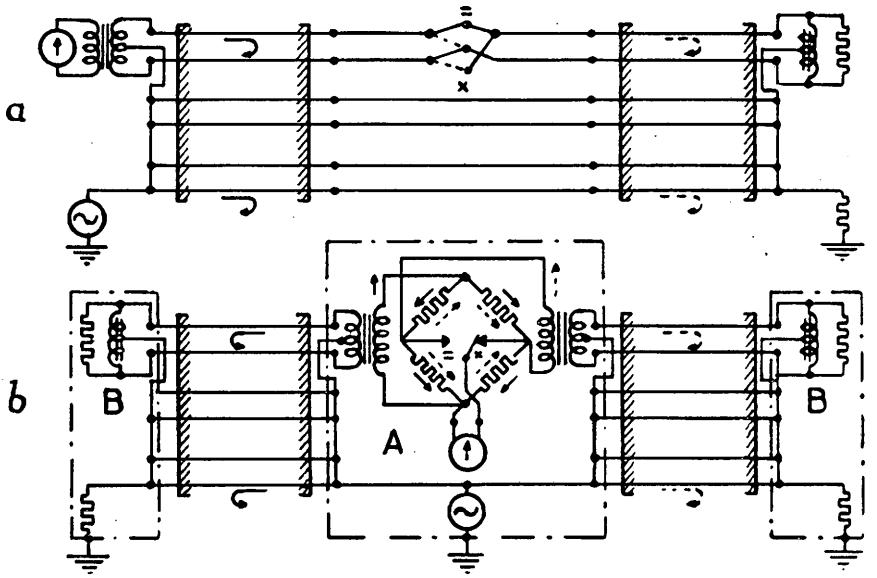


FIGURE 5. — *Appareil de mesure de la dyssymétrie par rapport à la terre*

ANNEXE 9

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 24 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 réglettes associées à des fils de connexion 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 nº 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 figure 2, et le câblage des éléments sera conforme à la figure 3.

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:

— un condensateur CD nº 1 ou un condensateur CD nº 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 nº 1 ou CD nº 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 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 nº 1 et CD nº 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 CD nº 1 ou CD nº 2 seront montés de telle sorte qu'ils ne puissent pas être soumis à des efforts mécaniques tels 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 nº 1 ou CD nº 2 pendant qu'ils sont dans leur position normale dans un « nid ». La clé devra être construite de façon telle que la

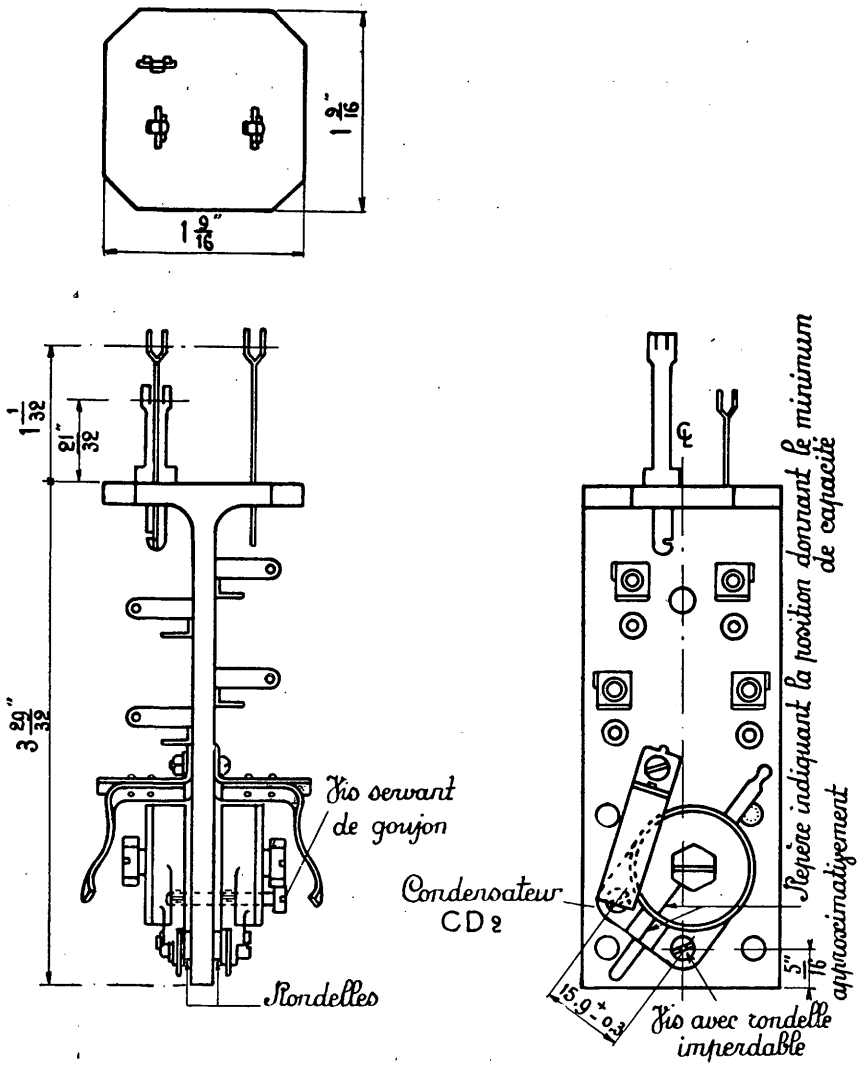


FIGURE 1. — *Support pour condensateurs et résistances utilisé dans les réseaux compensateurs de télédiaphonie, pour câbles à paires symétriques exploités avec des courants porteurs*

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.

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 nº 1 ou CD nº 2 seront fournis par l'Administration, 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 fig. 2).

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.

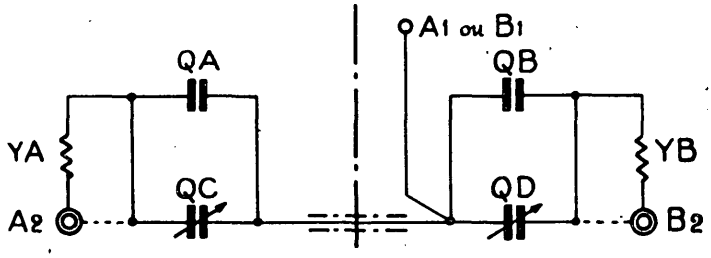


FIGURE 2. — *Schéma*
Réseaux compensateurs de télédiaphonie
Connexions des condensateurs et résistances sur un support

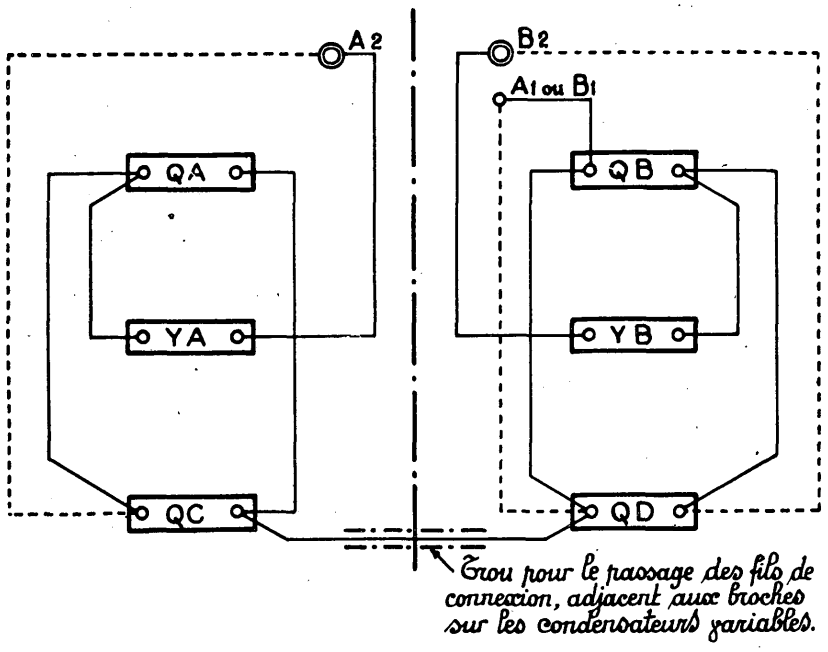


FIGURE 3. — *Câblage*

○	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 (résistance et condensateurs QA et QB non insérés)
———	Câblage à utiliser quand les résistances et les condensateurs QA et QB sont 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.

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 central 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 méghoms. 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, le câblage jusqu'aux blocs de broches et les équipements de circuits fantômes étant déconnectés.

ANNEXE 10

SPÉCIFICATION DES RÉSEAUX COMPENSATEURS DE TÉLÉDIAPHONIE UTILISÉS AU MEXIQUE PAR LA SOCIÉTÉ TELÉFONOS DE MÉXICO

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 représente le montage des éléments de compensation de la télédiaphonie et leurs connexions au 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 représente l'appareil qui sert à mesurer les valeurs de Δg et de Δc.

La figure 3 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 avec une distribution uniforme des amplitudes dans la bande des fréquences utiles, par exemple 12 à 60 kHz. 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, représente le diaphonomètre utilisé.

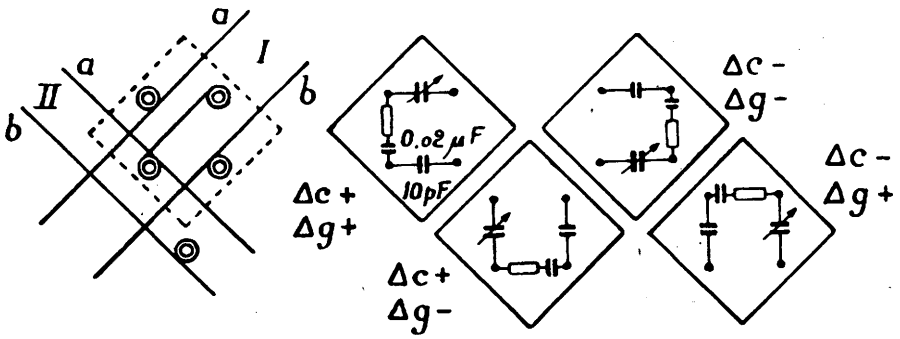
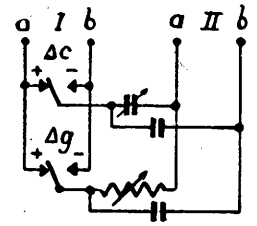


FIGURE 1. — *Connexion (à deux paires de conducteurs) d'un élément compensateur de télédiaphonie*



$\Delta c = 0 - 1000\ pF$

$\Delta g = 0 - 99\ \mu mho$

FIGURE 2. — *Appareil pour la mesure des déséquilibres de capacité Δc et de conductance Δg*

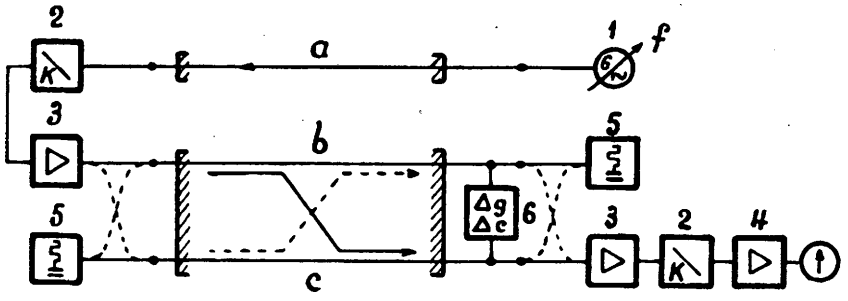


FIGURE 3. — *Montage des appareils pour compenser la télédiaphonie sur une section d'amplification*

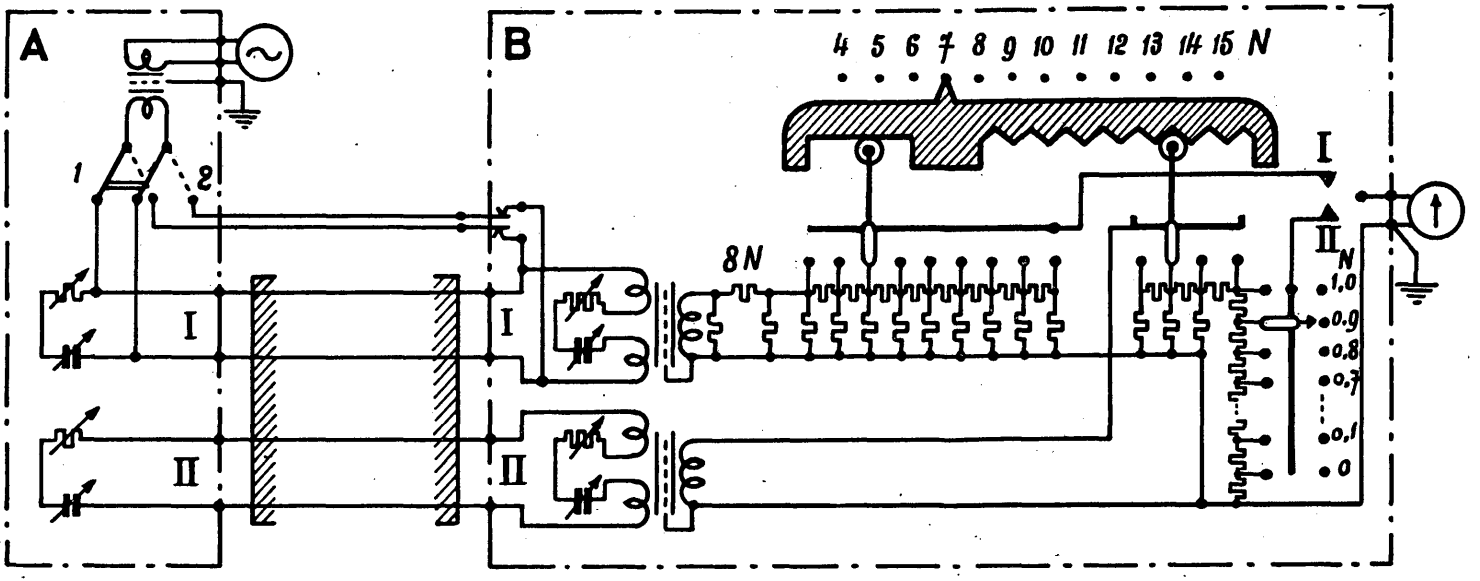


FIGURE 4. — *Diaphonomètre utilisé au Mexique par l'Empresa de Teléfonos Ericsson*

ANNEXE 11

MÉTHODE DE SYNCHRONISATION DES FRÉQUENCES EMPLOYÉE PAR LE BELL SYSTEM AUX ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE SUR LES SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES DES TYPES L1 et L3

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

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

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

Le dispositif de synchronisation du système L 3 n'a pas encore été étudié en détail, mais on s'attend à ce qu'il soit essentiellement le même que pour le système L 1, sauf que la fréquence utilisée pour la synchronisation sera 308 kHz au lieu de 64 kHz. Puisque la fréquence 308 kHz n'apparaît pas dans l'équipement générateur de fréquences, elle sera obtenue à partir d'un « générateur d'onde pilote à 308 kHz » (308 kc pilot generator) et amplifiée pour être appliquée au « circuit de comparaison de fréquences ». La fréquence de référence de 308 kHz appliquée au circuit de comparaison est obtenue à partir du « générateur régulateur », de la façon décrite ci-dessus, dans le « central régulateur ». Dans n'importe quel autre central, elle est extraite de la ligne et amplifiée comme dans le système L 1.

Tout cet appareillage est, par construction, une partie intégrante du système à courants porteurs. Avec la méthode de synchronisation résumée ci-dessus, la différencè de fréquence entre deux équipements terminaux quelconques est maintenue à une valeur relative inférieure à un dix-millionième. Les générateurs de fréquence individuels ont une stabilité propre d'environ ± deux millionièmes. Si la fréquence de synchronisation est interrompue en un point quelconque, l'équipement générateur de fréquence qui vient immédiatement après ce point assume la régulation du reste du système, en maintenant la fréquence à sa valeur lors du dernier réglage, dans les limites de précision de son propre oscillateur. Normalement, le « générateur régulateur » est synchronisé avec l'étalon fondamental de fréquence du Bell System, qui est corrigé manuellement suivant les besoins afin de maintenir une précision absolue de un dix-millionième.

ANNEXE 12

MÉTHODE UTILISÉE EN FRANCE POUR LA COORDINATION DES OSCILLATEURS DE BASE D'UN RÉSEAU DE CABLES A PAIRES COAXIALES ET SYMÉTRIQUES EXPLOITÉES AVEC DES COURANTS PORTEURS

La coordination des « oscillateurs de base » d'un réseau de câbles à paires coaxiales èt symétriques exploitées avec des courants porteurs s'opère de proche en proche dans les conditions suivantes:

Tous les oscillateurs de base sont vérifiés manuellement par « contrôle périodique des fréquences » (une fois par mois environ) avec « réglage éventuel subséquent ».

Pour cela, un oscillateur de base, situé dans une station extrémité de section de régulation de ligne, est désigné comme oscillateur étalon secondaire dans chaque « réseau partiel ». Cet oscillateur est comparé à l'étalon national de la manière qui suit: deux ondes, de fréquences respectives 620 et 2 620 Hz, sont émises simultanément sur un circuit téléphonique *quelconque* reliant la station où l'on dispose de la fréquence étalon national à la station dont on veut régler l'oscillateur étalon secondaire. A la station émettrice, un oscillateur auxiliaire fournit la fréquence 620 Hz et, par mélange avec un signal à 2 000 Hz dérivé de l'étalon national, la fréquence 2 620 Hz. C'est donc la différence de fréquence entre les deux ondes émises qui constitue la référence. La valeur des fréquences transmises en ligne a été choisie de manière que les produits harmoniques ou d'intermodulation ne pertubent pas la réception.

A la station réceptrice les deux ondes sont appliquées, après filtrage, à un modulateur qui fournit un signal à 2 000 Hz, différence entre les deux fréquences reçues et, par conséquent, exempt de toute transposition de fréquence, même si le circuit téléphonique utilisé emprunte un ou plusieurs systèmes à courants porteurs.

Le signal à 2 kHz est alors utilisé, après multiplication convenable, pour le réglage, par comparaison, de la fréquence de l'oscillateur étalon secondaire de la station considérée.

La ou les ondes pilotes de régulation de ligne, produites à partir de cet oscillateur, se trouvant distribuées tout le long des sections de régulation de ligne qui aboutissent à cette station, cette onde pilote (ou l'une ou l'autre de ces ondes pilotes) permet le réglage manuel de tous les oscillateurs de base qui peuvent être situés dans les stations de ces sections.

L'expérience montre qu'il est facile d'obtenir, par ce réglage, une erreur de « calage », entre la fréquence de l'oscillateur réglé et celle correspondant à l'onde pilote de comparaison, inférieure à 10^{-8}.

A partir des oscillateurs ainsi réglés, on reconstitue des ondes pilotes de régulation qui servent, à leur tour, à étalonner d'autres oscillateurs.

Il est prévu en France de limiter à 5 le nombre de ces « reconstitutions », ce qui garantit une erreur relative de réglage de la fréquence inférieure à 5.10^{-8} pour les oscillateurs réglés en dernier lieu. Cette limitation du nombre de reconstitutions peut être réalisée dans tous les cas en retransmettant, sur certaines sections de régulation de ligne, les ondes pilotes de régulation de ligne d'une autre section (ou l'une d'elles), après avoir opéré sur celles-ci une régulation d'amplitude.

Remarque. — La méthode qui a été décrite ci-dessus pour l'étalonnage des oscillateurs étalons secondaires peut être appliquée de manière générale chaque fois que l'on désire transmettre une fréquence étalon en un point quelconque, pourvu qu'il soit relié au réseau général par au moins un circuit téléphonique.

ANNEXE 13

SYNCHRONISATION DES FRÉQUENCES PORTEUSES DANS LE RÉSEAU DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS DU ROYAUME-UNI DE GRANDE-BRETAGNE ET D'IRLANDE DU NORD

L'Administration du Royaume-Uni emploie plusieurs types différents de systèmes à courants porteurs ou emploie diverses méthodes, suivant le système considéré, pour s'assurer que la différence de fréquence entre une onde à fréquences vocales appliquée à l'entrée du système et l'onde reçue correspondante reste comprise entre les limites fixées. Toutefois, dans la présente annexe, on ne décrit sommairement que deux systèmes. Le premier est le plus employé actuellement et représente la plus grosse partie du réseau de systèmes à courants porteurs, tandis que le second est le système que l'on préfère et que l'on emploie dans les cas de nouvelles installations.

Dans le premier système, les fréquences porteuses à une extrémité du réseau à courants porteurs sont obtenues à partir d'un oscillateur à 4 kHz d'une stabilité plutôt élevée, qui est régulé à partir d'une onde pilote reçue à 60 kHz. Quand la

différence de fréquence entre le signal à 4 kHz engendré localement et un signal à 4 kHz déduit de l'onde pilote à 60 kHz est δ Hz, deux signaux de fréquence $15 \times \delta$, déphasés entre eux de 90°, sont appliqués à un moteur qui commande l'oscillateur local à 4 kHz. Cette onde différentielle, de fréquence $15 \times \delta$, actionne le moteur et, par rotation d'un condensateur variable, la fréquence de l'oscillateur est réglée dans un sens tel que l'erreur sur la fréquence soit diminuée. En raison de l'inertie mécanique du système de régulation à moteur, il peut y avoir pendant de courtes périodes une erreur sur la fréquence atteignant peut-être $\pm 2.10^{-5}$. Quand le moteur a ramené la fréquence de l'oscillateur local à être égale à la fréquence pilote, à quelques millionièmes près, l'oscillateur est asservi à cette onde pilote reçue, du fait que celle-ci est injectée directement dans l'oscillateur et à ce moment l'erreur sur la fréquence ne devrait pas dépasser quelque dix-millionièmes. Il y a un panneau d'alarme pour l'écart de fréquence qui produit une alarme quand la différence entre les fréquences du signal local et du signal reçu dépasse environ $\pm 2.10^{-5}$. Toutefois, aucun dispositif pour la comparaison précise des fréquences n'est incorporé à cet équipement.

Si l'on considère le réseau à courants porteurs dans son ensemble, à l'heure actuelle, certains oscillateurs d'équipements terminaux à courants porteurs sont régulés à partir d'une onde à 60 kHz, engendrée par un oscillateur qui est lui-même régulé. Toutefois, la majorité des oscillateurs sont régulés à partir d'une fréquence-étalon de 60 kHz et dans peu de temps tous les oscillateurs seront régulés de cette façon à partir de cette fréquence-étalon.

Dans le second système, qui sera appliqué à la plupart des nouvelles installations, chaque équipement terminal produira les fréquences porteuses à partir d'un maître-oscillateur à 124 kHz, cette fréquence devant être maintenue avec une précision de $\pm 2{,}5.10^{-7}$. Il y aura deux ou trois maîtres-oscillateurs de ce genre dans chaque station terminale, suivant la grandeur de la station, et il y aura une vérification périodique systématique de la différence de fréquence entre les oscillateurs individuels et la fréquence-étalon. La comparaison se fera, soit avec un tube à rayons cathodiques, soit avec un instrument de mesure indiquant la différence de phase entre les fréquences.

La fréquence-étalon de 60 kHz, qui servira à commander les oscillateurs à régulation par moteur et à vérifier les oscillateurs à cristal du réseau à courants porteurs, sera normalement produite à partir d'un maître-oscillateur à 124 kHz. La fréquence sera maintenue avec une précision de $\pm 5.10^{-8}$ et on la vérifiera par comparaison avec l'étalon de fréquence de l'Administration britannique, placé au Laboratoire de recherches de Dollis Hill à London. L'étalon national de fréquence auquel on se réfère en dernier lieu est surveillé par les National Physical Laboratories, de Teddington (Middlesex, Angleterre).

ANNEXE 14

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES STATIONS DE FRÉQUENCES ÉTALONS ET DE SIGNAUX HORAIRES

(Renseignements fournis par le C.C.I.R., mis à jour en août 1954 par M. Decaux, président de la Commission d'études VII du C.C.I.R.)

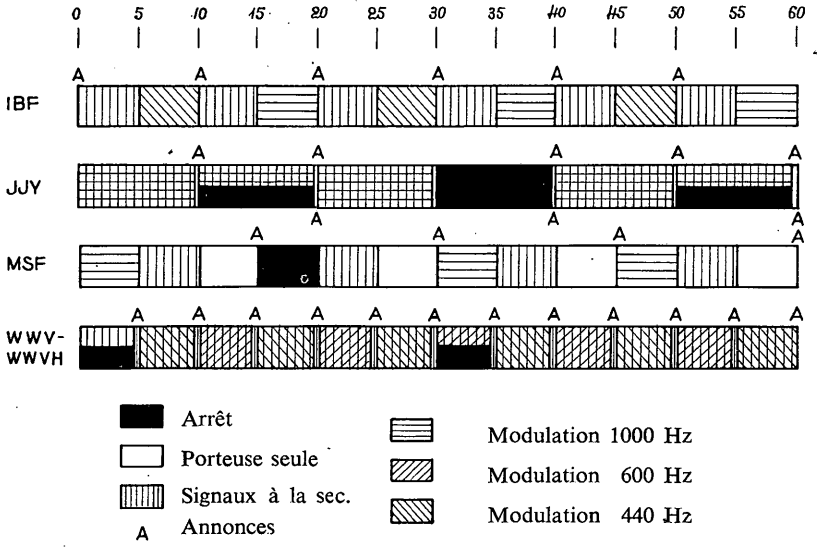
Stations		Hawaï	Johannesburg [5]	Rugby	Tokyo	Torino	Uccle [22]	Washington
Indicatifs		WWVH	ZUO	MSF	JJY	IBF	—	WWV
Service		Expérimental	Expérimental	Expérimental	Expérimental	Expérimental	Expérimental	Expérimental
Puissance de l'onde porteuse (kW)		2 [1] *)	0,1	0,5	1	0,3	0,02	10 [1]
Type d'aérien		Dipôle vertical	L renversé	Dipôle vertical	Dipôle vertical	Dipôle horizontal [18]		Dipôle vertical
Nombre d'émissions simultanées		3	1	3	1	1	1	6
Nombre de fréquences utilisées		3	1	3	3	1	1	5
Emissions	jours par semaine	7	7	7	7-2 [12]	1 [19]	7	7
	heures par jour	22	24 [6]	24 [9]	24	6 [20]	22	24
Fréquences étalon utilisées	Porteuses (MHz)	5; 10; 15	5	2,5; 5; 10 [10]	2,5 [13]; 5 [14] 10 [15] [16]	5	2,5	toutes
	Modulations (Hz)	1 [2]; 440; 600	1 [7]	1 [2]; 1 000	1 [17]; 1 000	1 [2]; 440; 1 000	Néant	1 [2]; 440; 600
Durée de la modulation audible (min.)		4 sur 5 [3]	—	5 sur 15	9 sur 20	5 sur 10 [21]	—	4 sur 5 [3]
Exactitude des fréquences (10^{-8})		± 2	± 2 [8]	± 2	± 2	± 2	± 1	± 2
Dérivé max. mensuelle de l'oscillateur (10^{-8})		+ 2	+ 4	+ 0,5	+ 1	+ 4	—	+ 1
Valeur max. des bonds de réglage de fréquence (10^{-8})		1	2	2	2	2	—	1
Durée de transmission des signaux horaires (minutes)		continus	continus	5 sur 15	continus	5 sur 10	Néant	continus
Exactitude des intervalles de temps		± 2 × 10^{-8} ± 1 µs	± 2 × 10^{-8} ± 10 µs	± 2 × 10^{-8} ± 1 µs	± 2 × 10^{-8} ± 1 µs	± 2 × 10^{-8} ± 1 µs	—	± 2 × 10^{-8} ± 1 µs
Méthode de réglage des signaux horaires		par la fréquence [4]	par la fréquence [4]	par bonds de 50 ms [2]	réglés sur une moyenne de signaux horaires	par la fréquence [4]	—	par la fréquence [4]

*) Voir notes à la page suivante.

1) Valeurs maxima; une puissance réduite est utilisée sur certaines fréquences et à certains jours.
2) Impulsions de 5 cycles de modulation à 1 000 Hz.
3) 440 et 600 Hz alternativement.
4) Aucun ajustement de phase sur les signaux eux-mêmes.
5) L'émission est assurée par l'Observatoire de l'Union (Union de l'Afrique du Sud).
6) Interruptions pendant de courts intervalles.
7) Impulsions de 100 cycles de modulation à 1 000 Hz.
8) Par rapport à WWV.
9) Interruption de l'émission à la minute 15 et à la minute 20 de chaque heure.
10) Des émissions sont faites également sur 60 kHz.
11) Le 1er du mois si cela est nécessaire.
12) Voir fréquences porteuses.
13) De 7 à 23 h. T.U.
14) Le lundi.
15) Le mercredi.
16) Des émissions sont faites également sur 4 et 8 MHz.
17) Interruptions de l'émission pendant 20 ms.
18) Direction de rayonnement maximum: NO-SE.
19) Le mardi.
20) De 8 à 11 h. et de 13 à 16 h. T.U.
21) 440 et 1 000 Hz alternativement.
22) L'émission est assurée par l'Observatoire Royal de Belgique.

Mis à jour en août 1954.

Comparaison des programmes horaires des émissions de fréquences-étalons et de signaux horaires



ANNEXE 15

ÉTALON DE FRÉQUENCE UTILISÉ PAR L'ADMINISTRATION ITALIENNE DES TÉLÉPHONES

Pour le contrôle périodique des fréquences des oscillateurs de base des systèmes à courants porteurs, l'Administration italienne des téléphones utilisera son étalon de fréquence de Roma (Istituto Superiore delle Poste e delle Telecomunicazioni) qui a les caractéristiques suivantes:

exactitude des fréquences: $\pm 2.10^{-8}$

dérive maximum mensuelle de l'oscillateur: $\pm 3.10^{-8}$.

ANNEXE 16

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 du type L 1 actuellement utilisé aux Etats-Unis d'Amérique par le Bell System, on transmet en ligne quatre ondes pilotes de fréquences 64, 556, 2 064 et 3 096 kHz. On les utilise comme suit:

— l'onde pilote à 2 064 kHz 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 3 096 kHz 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 et 556 kHz commandent aussi les dispositifs au moyen desquels une section de ligne de réserve avec ses équipements, longue de 50 à 100 miles (1 mile = 1 609 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 kHz.

Sauf en ce qui concerne les ondes pilotes additionnelles nécessitées par la bande de fréquences plus large qui est transmise, la méthode générale d'emploi des ondes pilotes dans le système à courants porteurs du type L 3 est analogue à celle qui a été décrite ci-dessus pour le système L 1. Des articles publiés dans le numéro de juillet 1953 du *Bell System Technical Journal* donnent des renseignements assez détaillés sur les caractéristiques de construction du système L 3.

ANNEXE 17

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

L'Administration française des téléphones utilise actuellement à des fonctions multiples les deux ondes pilotes à 308 et 4 092 kHz.

L'onde pilote à 308 kHz remplit les fonctions de:

— onde pilote inférieure de régulation de ligne,

— onde pilote de contrôle périodique des fréquences,

— onde pilote de surveillance des amplificateurs de ligne et d'alarme de coupure de la liaison.

L'onde pilote à 4 092 kHz remplit les fonctions de:

— onde pilote supérieure de régulation de ligne,

— onde pilote de contrôle périodique des fréquences, concurremment avec l'onde pilote à 308 kHz.

ANNEXE 18

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

L'Administration britannique a en service un certain nombre de types de systèmes de téléphonie multiple à courants porteurs. Les ondes pilotes utilisées dans ces systèmes sont indiquées en détail dans les paragraphes suivants. Quand on discute

les fonctions de commande des niveaux (level control) on distingue d'une part la « régulation » (regulation) qui implique que la variation apportée au gain est fonction de la fréquence et corrige complètement une variation qui est fonction de la fréquence (par exemple variation de l'affaiblissement du câble avec la température de ce câble. et d'autre part le « réglage automatique du gain » (automatic gain control) qui implique que l'on fait subir au gain une variation indépendante de la fréquence.

1. Systèmes de téléphonie multiple à courants porteurs sur paires symétriques en câbles

Une onde pilote de 60 kHz, avec un niveau absolu de puissance de — 5 décibels en un point de niveau relatif zéro, sert à la synchronisation des maîtres oscillateurs ou à la comparaison des fréquences. A l'heure actuelle, cette onde pilote n'est transmise que sur des paires choisies dans un câble, mais dans un proche avenir son niveau sera stabilisé à l'origine d'une section de régulation de ligne et elle sera transmise sur toutes les paires pour effectuer une régulation manuelle des niveaux reposant sur la mesure du niveau de l'onde pilote dans des stations de répéteurs intermédiaires.

2. Systèmes de transmission sur paires coaxiales en câbles, pour la téléphonie multiple à courants porteurs ou pour la télévision

Les ondes pilotes utilisées sur les divers types de systèmes employés dans le Royaume-Uni sont indiquées ci-après. Dans tous les cas, le niveau de l'onde pilote est surveillé en permanence, dans les stations terminales de réception d'une section de régulation de ligne, au moyen d'appareils enregistreurs gradués en décibels.

2.1. Systèmes téléphoniques a 10 groupes secondaires

2.1.1. *Système A*

a) Une onde pilote à 300 kHz, avec un niveau absolu de puissance de + 16 db en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La synchronisation ou la comparaison des fréquences. Pour cette application, elle est convertie en onde à 60 kHz dans l'équipement terminal de ligne de réception.
2. Le maintien du gain résultant de la section de ligne à une valeur constante, au moyen d'un dispositif de réglage automatique du gain placé dans l'équipement terminal de réception.
3. L'indication du gain résultant de la section de ligne à 300 kHz.
4. La commutation automatique sur un amplificateur de ligne en réserve.
5. L'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence.

b) Une onde pilote à 2 852 kHz, avec un niveau absolu de puissance de + 16 db en un point de niveau relatif zéro, sert à donner une indication visuelle du gain résultant de la section de ligne à 2 852 kHz.

2.1.2. *Système B*

a) Une onde pilote à 60 kHz, avec un niveau absolu de puissance de — 10 db en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La synchronisation ou la comparaison des fréquences.

2. La régulation automatique de la ligne dans les « stations de répéteurs principales » *).

3. L'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence, par une alarme donnée aux « stations de répéteurs principales » *).

b) Une onde pilote à 2 604 kHz, avec un niveau absolu de puissance de — 10 db en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La régulation automatique de la ligne dans tous les amplificateurs de ligne.

2. L'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence par une alarme donnée par toutes les stations de répéteurs. Cette indication se limite à l'information que l'on peut obtenir en comparant dans chaque station les niveaux des ondes pilotes dans les deux sens de transmission.

2.2. Systemes pour la téléphonie a 16 groupes secondaires et pour la télévision

2.2.1. *Système C*

a) Une onde pilote à 308 kHz, avec un niveau absolu de puissance de 0 db (puissance 1 milliwatt) en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La synchronisation ou la comparaison des fréquences (pour cette application, elle est convertie en onde à 60 kHz dans l'équipement terminal de ligne de réception.)

2. Le maintien du gain résultant de la section de ligne à une valeur constante au moyen d'un système de réglage automatique du gain.

3. L'indication du gain résultant de la section de ligne à 308 kHz.

4. La commutation automatique sur un répéteur de ligne en réserve.

5. L'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence.

b) Une onde pilote à 4 340 kHz, avec un niveau absolu de puissance de 0 db en un point de niveau relatif zéro, sert à donner une indication visuelle du gain résultant de la section de ligne à 2 832 kHz.

2.2.2. *Système D*

a) Une onde pilote à 308 kHz, avec un niveau absolu de puissance de — 10 db en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La synchronisation ou la comparaison des fréquences. Pour cette application, elles est convertie en une onde à 60 kHz dans l'équipement terminal de ligne de réception.

2. L'indication visuelle du gain résultant de la section de ligne à 308 kHz.

b) Une onde pilote à 4 092 kHz avec un niveau absolu de puissance de — 10 db en un point de niveau relatif zéro, est utilisée pour:

1. La régulation automatique de la ligne dans tous les amplificateurs de ligne, pour corriger les variations de l'affaiblissement du câble dues aux changements de température du câble.

---

* Dans le système B, 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) suivant la définition du C.C.I.F.

2. L'indication d'un défaut sur la ligne haute fréquence par une alarme donnée par tous les répéteurs.

c) Une onde pilote de 2 792 kHz, avec un niveau absolu de puissance de — 10 db en un point de niveau relatif zéro, est employée sur les sections de régulation de ligne dépassant environ 100 miles (environ 160 km) pour appliquer une régulation automatique dans les « stations de répéteurs principales » *) afin de corriger les variations dues aux changements de la température ambiante dans les stations de répéteurs.

2.2.3. Les futurs équipements pour paires coaxiales, transmettant la bande des fréquences de 60 kHz à environ 4 MHz, utiliseront des ondes pilotes analogues à celles du système D, mais l'onde pilote supérieure aura peut-être une fréquence de 4 340 kHz. Il est également possible que l'onde pilote à 308 kHz soit remplacée par une onde pilote à 60 kHz pour des applications particulières.

2.3. Ondes additionnelles de mesure

En plus des ondes pilotes décrites ci-dessus, d'autres ondes, dont les fréquences ont été normalisées par le C.C.I.F., sont utilisées suivant les besoins pour les mesures effectuées sur des sections de régulation de ligne, ainsi que pour les mesures sur des groupes primaires ou secondaires.

2.4. Suppression d'ondes pilotes

Les ondes pilotes de tous les systèmes pour la téléphonie à 16 groupes secondaires et pour la télévision sont supprimées aux extrémités des sections de régulation de ligne. Dans les systèmes à 10 groupes secondaires, l'onde pilote supérieure est supprimée à l'extrémité d'une section de régulation de ligne quand deux ou plusieurs de ces sections sont interconnectées pour former une « liaison en ligne » (line link). Toutefois, la suppression de l'onde pilote à 300 kHz présente de grosses difficultés et ce problème est encore à l'étude.

ANNEXE 19

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 3 400 Hz) sur tous les types de lignes utilisées dans le service international ne se

---

* Dans le système D, une « station de répéteurs principale » (main repeater station) est une station où l'on dispose des moyens nécessaires pour:

a) une contre-distorsion supplémentaire de la ligne,

b) l'extraction et/ou l'injection de groupes secondaires dans la bande des fréquences transmises en ligne.

Ces stations principales sont normalement des « stations d'alimentation » (power feeding stations) suivant la definition du C.C.I.F.

rapporte pas seulement aux circuits internationaux, mais aussi aux circuits interurbains et équipements nationaux, aux réseaux locaux et aux installations d'abonné.

Pour ce qui concerne des installations nouvelles, ceci implique que l'on devra éviter des lignes et des équipement qui rétréciraient beaucoup la bande des fréquences en dedans des limites 300 à 3 400 Hz.

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 qui seraient 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'un écart de 4 000 Hz entre fréquences porteuses permet d'obtenir la bande des fréquences de 300 à 3 400 Hz et cet écart devrait être adopté pour tous les circuits qui peuvent faire partie de 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 4 000 Hz, et les répéteurs et le reste de l'équipement des stations devraient permettre une contre-distorsion dans la bande 300-3 400 Hz, autant que possible.

b) *Réseau local.* — Dans le cas où l'on fait usage de lignes intermédiaires chargées, celles qui pourraient faire partie d'une communication internationale devraient avoir une fréquence de coupure d'environ 4 000 Hz 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.

Le choix entre la modification des installations existantes et la restriction de leur utilisation doit être basé 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 3 400 Hz. 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 3 400 Hz en changeant les filtres des termineurs, en rem-

plaçant 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 le 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 des 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 à quartes combinables et H 177 pour les câbles ruraux à paires ou en étoile employées jusqu'ici subsisteront pour les anciens câbles. On prévoit cependant dans l'avenir d'en changer la pupinisation afin que les circuits à courte distance puissent transmettre la bande de fréquences élargie de 300 à 3 400 Hz. Pour les nouvelles installations, on emploiera les pupinisations H 88,5/31,5 pour les câbles interurbains à quartes combinables, H 88,5 ou H 88,5/36 pour les câbles ruraux à paires et H 88,5/B 72 pour les câbles ruraux à quartes en étoile.

En outre on préparera dans les nouveaux câbles interurbains et ruraux un certain nombre de paires utilisables pour la téléphonie à courants porteurs.

Les caractéristiques des nouveaux câbles seront les suivantes:

Câbles interurbains à paires combinables

Pupinisation		Pas: 1 830 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	0,035	0,035	0,038	0,038
	circuit fantôme	0,055	0,055	0,060	0,060
Fréquence de coupure en Hz	circuit réel	4 200	4 200	4 030	4 030
	circuit fantôme	5 570	5 570	5 330	5 330
Impédance caractéristique en ohms à 800 Hz	circuit réel	1 210	1 210	1 160	1 160
	circuit fantôme	575	575	550	550
Affaiblissement à 800 Hz en mN/km	circuit réel	25,5	21,0	12,0	10,5
	circuit fantôme	26,5	22,0	12,5	11,0

Câbles interurbains et ruraux à quartes en étoile

Pupinisation		Pas: 1 830 m charge: 88,5/36 mH		Pas: 1 830/915 m charge: 88,5/72 mH	
Diamètre des conducteurs en mm		1,0	1,2	1,0	1,2
Capacité en μF par km	circuit réel	0,035	0,035	0,035	0,035
	circuit fantôme	0,091	0,091	0,091	0,091
Fréquence de coupure en Hz	circuit réel	4 200	4 200	4 200	4 200
	circuit fantôme	4 100	4 100	4 100	4 100
Impédance caractéristique en ohms à 800 Hz	circuit réel	1 210	1 210	1 210	1 210
	circuit fantôme	445	445	960	960
Affaiblissement à 800 Hz en mN/km	circuit réel	19,0	14,0	19,5	14,5
	circuit fantôme	25,0	18,0	13,0	9,5

b) En dehors du réseau de circuits à deux fils, il existe sur les artères principales du réseau interurbain de gros faisceaux de circuits à courants porteurs. Ceux-ci sont établis soit sur les nouveaux câbles à 24 paires symétriques non chargées, soit sur des paires aménagées de câbles ordinaires dont on a supprimé la charge, soit sur des câbles à paires coaxiales. Les câbles à paires symétriques non chargées sont exploités avec 24, 36 ou 48 voies téléphoniques à courants porteurs sur chaque paire, tandis que les paires aménagées ne sont exploitées qu'avec 24 voies téléphoniques à courants porteurs au maximum; les paires coaxiales peuvent être exploitées au maximum avec 960 voies téléphoniques à courants porteurs sur chaque paire. Le trafic à grande distance emprunte en majeure partie ces circuits à courants porteurs.

Afin d'augmenter le nombre des circuits ruraux sans devoir poser de nouveaux câbles on a étudié et introduit un nouveau système à courants porteurs, économique pour de courtes distances, qui procure 5 circuits à courants porteurs, une seule paire étant utilisée pour les deux sens de transmission. L'espacement entre les voies est de 6 kHz et chaque voie transmet la bande de 300 à 3 400 Hz.

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 3 400 Hz.

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 3 200 Hz. 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	2 300 Hz
	fantôme	3 000 Hz
H 88/36	réel	3 200 Hz
	fantôme	3 400 Hz

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 1 830 mètres sur les circuits réels (capacité $38{,}5.10^{-9}$ farads par kilomètre)

36 mH tous les 1 830 mètres sur les circuits fantômes (capacité $62{,}5.10^{-9}$ 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 3 400 Hz.

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 (2 600 Hz 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 3 400 Hz.

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, doive 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 300-3 400 Hz.

4. Pratique suivie par l'Administration britannique des téléphones

La grande majorité des circuits interurbains dans le Royaume-Uni de Grande-Bretagne et d'Irlande du Nord sont établis sur des systèmes à courants porteurs modernes sur paires symétriques ou sur paires coaxiales. Les câbles exploités aux fréquences vocales, chargés avec des bobines de 88 millihenrys tous les 2 000 yards (1 828,8 m), ne sont normalement utilisés que pour prolonger les circuits à courte

distance à partir des stations de répéteurs importantes. Par conséquent, dans la plupart des cas, la bande des fréquences effectivement transmises par les circuits est conforme aux recommandations du C.C.I.F. pour les circuits modernes.

5. Procédés employés par l'Administration de la République fédérale d'Allemagne

Pour élargir la bande des fréquences transmises à 300-3 400 Hz, l'Administration fédérale allemande des postes et télécommunications a fixé uniformément la charge des nouveaux câbles à 80 mH pour les circuits réels et à 40 mH pour les circuits fantômes avec un pas de pupinisation de 1,7 km. Les caractéristiques électriques des différents types de conducteurs ont les valeurs indiquées dans lés tableaux 1 et 2.

TABLEAU 1

Circuits téléphoniques à câblage Dieselhorst-Martin						
Diamètre des conducteurs en mm	1,4		1,2		0,9	
	Circuit		Circuit		Circuit	
	réel	fantôme	réel	fantôme	réel	fantôme
Capacité en μF par km	0,036	0,058	0,035	0,056	0,034	0,054
Fréquence de coupure en kHz $f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$	4,53	5,05	4,60	5,14	4,67	5,23
Fréquence maximum transmise f_m en kHz	3,4		3,4		3,4	
$\eta_m = \frac{f_m}{f_0}$	0,75	0,67	0,74	0,66	0,73	0,65
Impédance caractéristique en ohms $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$	1 152	642	1 168	654	1 185	666
Affaiblissement à 0,8 kHz en népers/km	0,0117	0,0105	0,0150	0,0134	0,0244	0,0217

TABLEAU 2

Circuits téléphoniques à câblage en étoile			
Diamètre des conducteurs en mm	1,4	1,2	0,9
	Circuit réel	Circuit réel	Circuit réel
Capacité en μF par km	0,036	0,05	0,034
Fréquence de coupure en kHz $f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$	4,53	4,60	4,67
Fréquence maximum transmise f_m en kHz	3,4	3,4	3,4
$\eta_m = \frac{f_m}{f_0}$	0,75	0,74	0,73
Impédance caractéristique en ohms $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$	1 152	1 168	1 185
Affaiblissement à 0,8 kHz en népers/km	0,0108	0,0140	0,0234

Sur des câbles existants avec l'ancien type de charge de 140 mH sur les circuits réels et de 56 mH sur les circuits fantômes, avec un pas de pupinisations de 1,7 km, la fréquence de coupure peut être augmentée à une valeur $f_0 \times \sqrt{2}$, en mettant chaque fois deux unités de charges de 140/56 mH en parallèle, ce qui donne une charge de 70/28 mH. Ce procédé a déjà été appliqué et a donné les valeurs indiquées dans le tableau 3.

TABLEAU 3

Diamètre des conducteurs en mm	1,4		1,2		0,9	
	Circuit		Circuit		Circuit	
	réel	fantôme	réel	fantôme	réel	fantôme
Capacité en μF par km	0,036	0,058	0,035	0,056	0,034	0,054
Fréquence de coupure f_0 en kHz	4,85	6,05	4,90	6,15	5,00	6,35
Fréquence maximum transmise f_m en kHz	3,4		3,4		3,4	
$\eta_m = \frac{f_m}{f_0}$	0,70	0,56	0,69	0,55	0,68	0,54
Impédance caractéristique Z_0 en ohms	1 070	530	1 085	540	1 100	550
Affaiblissement à 0,8 kHz en népers/km	0,011	0,011	0,015	0,015	0,025	0,025

ANNEXE 20

ESSAIS DE RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE

Pour les essais de rigidité diélectrique faits sur les câbles en usine, 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 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 × 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] ALLEN, N. A.: The Ratio of Direct and Alternating Test Pressures, *Electrical Review*, 6 août 1926. (Cet article contient une bibliographie allant jusqu'à la date de la parution.)

[2] BEAVIS: Testing H. T. Cables, *Electrical Times*, volume 77, p. 1.078, mai 1930. (Voir également *Science Abstracts*, volume 33, année 1930, n° 1.880.)

[3] TAKABAYASI, U. et T. SYOZI: Dielectric Strength Ratio between A. C. and D. C. Voltages for Power Cables, *Electrot. Laborat. Tokyo Japan Researches*, n° 358, année 1933. (Voir également *Science Abstracts*, volume 37, année 1934, n° 1.075.)

[4] SHIMIZU, J.: On the Electrical Breakdown of Impregnated Papers, *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] WHITEHEAD: Dielectric Phenomena, *Elec. Discharges in Gases*, pp. 124 et suivantes.

[7] THOMSON: Conduction of Electricity through Gases, volume II, p. 568.

[8] BELLASCHI, P. L. et P. H. MCAULEY: Impulse Calibration of Sphere Gaps, *Elec. Journal*, volume 31, année 1934; *Science Abstracts*, année 1934, n° 1.759.

[9] LEWIS, W. W. et C. M. FOUST: Direct Strokes on Transmission Lines, *Gen. El. Rev.* 34, pp. 452-458, août 1931, *Science Abstracts*, année 1932, 102.

[10] GOODLET, EDWARDS et PERRY: Dielectric Phenomena at High Voltages, *J.I.E.E. XIX*, p. 695, juin 1931 (voir fig. 22).

ANNEXE 21

NOTE DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE SUR LA DÉFINITION DE LA FRÉQUENCE DE COUPURE D'UN CABLE 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 constante de propagation relative à une demi-section de charge, on obtient le schéma de la figure 1.

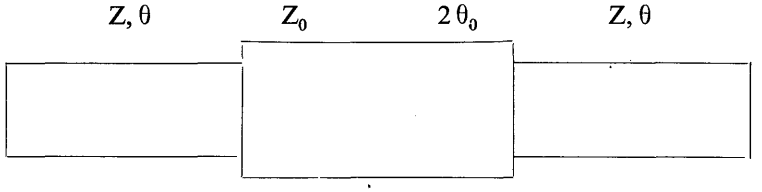


FIGURE 1

La matrice du quadripôle résultant est:

$$M = \left\| \begin{matrix} A & B \\ C & D \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \operatorname{ch}\theta & Z \operatorname{sh}\theta \\ \dfrac{\operatorname{sh}\theta}{Z} & \operatorname{ch}\theta \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \operatorname{ch} 2\theta_0 & Z_0 \operatorname{sh} 2\theta_0 \\ \dfrac{\operatorname{sh} 2\theta_0}{Z} & \operatorname{ch} 2\theta_0 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \operatorname{ch}\theta & Z \operatorname{sh}\theta \\ \dfrac{\operatorname{sh}\theta}{Z} & \operatorname{ch}\theta \end{matrix} \right\|$$

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

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

$$Z = \sqrt{\frac{B}{C}} = Z \sqrt{\frac{\operatorname{sh} 2\theta \,.\, \operatorname{ch} 2\theta_0 + \operatorname{sh}\theta_0 \left[\dfrac{Z}{Z_0} \operatorname{sh}^2\theta + \dfrac{Z_0}{Z} \operatorname{ch}^2\theta\right]}{\operatorname{sh} 2\theta \,.\, \operatorname{ch} 2\theta_0 + \operatorname{sh}\theta_0 \left[\dfrac{Z_0}{Z} \operatorname{sh}^2\theta + \dfrac{Z}{Z_0} \operatorname{ch}^2\theta\right]}}$$

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 fréquences 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:

$$\Omega_0^2 = \frac{4}{\overline{s} \cdot \overline{C} \cdot \overline{L_0}}$$

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

et où l'on a posé:

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

$$\overline{L_0} = Ls + \frac{Ls}{3}$$

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 22

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 *).

---

* Cette variation du temps de propagation correspond à une caractéristique « déphasage-fréquence » b (ω) présentant un point d'inflexion pour une pulsation égale à la pulsation 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

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

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:

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

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

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

telles que

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

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

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

pour lesquelles $n > O$.

Les signaux filtrés deviennent:

$$SH'_1 = \frac{1}{2}\sin \Omega t + \frac{1}{\pi}\cos (\Omega - \omega_o)\, t - \frac{1}{\pi}\cos (\Omega + \omega_o)\, t$$

$$= \frac{1}{2}\sin \Omega t + \frac{2}{\pi}\sin \Omega t \sin \omega_o\, t \qquad (2)$$

$$SH'_2 = \frac{1}{2}\sin \Omega t + \frac{2}{\pi}\sin\ \Omega t\ \sin \frac{\omega_o}{2}\, t \qquad (3)$$

$$= \frac{1}{2}\sin \Omega t + \frac{1}{\pi}\cos (\Omega - \frac{\omega_o}{2})\ t - \frac{1}{\pi}\cos (\Omega + \frac{\omega_o}{2})\ t$$

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:

θ_o pour le terme en Ω

$\theta_o + k\ \omega_o$ pour les termes en $\Omega \pm \omega_o$

Ces signaux deviennent:

$$SH''_1 = \frac{1}{2}\sin\ \Omega\ (t - \theta_o)$$

$$+ \frac{1}{\pi}\cos\ (\Omega - \omega_o)\ (t - \theta_o - k\omega_o)$$

$$- \frac{1}{\pi}\cos\ (\Omega + \omega_o)\ (t - \theta_o - k\omega_o) \quad \text{ou}$$

$$SH''_1 = \frac{1}{2}\sin\ \Omega\ (t - \theta_o) + \frac{2}{\pi}\sin\ \Omega\ (t - \theta_o - k\omega_o)\ \sin\ \omega_o\ (t - \theta_o - k\omega_o) \qquad (4)$$

Les instants caractéristiques des signaux ont lieu quand

$$\sin \omega \ (t—\theta_o—k\ \omega_o) \text{ s'annule.}$$

Ils sont donc retardés de $\theta_o + k\ \omega_o$.

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

$$\theta_o + \frac{k\ \omega_o}{2}$$

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

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

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 $\frac{\omega_e}{3}$

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

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

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

et la distorsion correspondante: $\frac{2k\omega_o}{3\tau}$ avec τ 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 $\frac{1}{2}\sin \Omega\ (t - \theta_o)$ sont proportionnelles à $\sin \omega_o\ (t - \theta_o - k\ \omega)$.

Mais ce décalage peut produire un changement important des variations d'amplitude autour de $\frac{1}{2}\sin \Omega\ (t - \theta_o)$ 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

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

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

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

Application numérique

$k' = 20$ μ sec./période $\qquad f_o = 25$ Hz
$\tau = 20$ millisecondes $\qquad$ on a: $\delta = 2{,}5\%$.

ANNEXE 23

NOTE DE L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES AU SUJET DE L'EMPLOI DE V.U. MÈTRES POUR LA SURVEILLANCE DES TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

L'Administration française des téléphones, d'accord avec la Radiodiffusion française, estime que la grandeur la plus intéressante à surveiller, à l'origine d'un circuit pour transmissions radiophoniques, est le volume. Cette opinion est basée sur les considérations suivantes:

Le contrôle permanent de la modulation est, pour les organismes de Radiodiffusion, un élément essentiel de la garantie de la qualité technique du programme. Ce problème est loin d'être simple et la solution adoptée doit permettre à la fois l'efficacité et la facilité du contrôle.

Les divers paramètres à contrôler, en ce qui concerne la qualité technique de la modulation, sont les suivants:

— contrôle du niveau de crête, qui ne doit pas dépasser une certaine valeur pour éviter les risques de saturation (donc de distorsion) des divers organes, notamment des émetteurs radioélectriques;

— contrôle du « niveau de creux » (ou plus exactement des niveaux les plus faibles de la modulation), afin de conserver une « dynamique » suffisamment restreinte, étant donné les conditions particulières d'écoute de l'auditeur;

— contrôle du niveau moyen, qui, d'une part, doit être aussi élevé que possible pour utiliser au mieux la puissance en haute fréquence (donc l'efficacité) des émetteurs, et d'autre part doit être aussi constant que possible, pour éviter chez l'auditeur des variations trop importantes du volume sonore moyen, ce qui l'obligerait à retoucher en permanence le réglage « puissance » de son récepteur;

— en outre, pour que le contrôle soit facile, il faut un seul appareil de contrôle et il faut que les indications de ce dernier puissent être interprétées simplement et sûrement.

Il n'existe malheureusement pas d'appareil idéal permettant ces trois contrôles et compatible avec la quatrième condition. L'oscillographe, par exemple, donne des indications trop rapides pour être utilisables. Les voltmètres de crête ne permettent, comme leur nom l'indique, que le contrôle des niveaux de crête et leur emploi entraîne en pratique une sous-modulation des émetteurs. Les modulomètres *) ne permettent pas le contrôle du niveau moyen, qui a pourtant un intérêt fort important, et sont en outre des appareils coûteux et d'une stabilité insuffisante.

La Radiodiffusion française utilise depuis quelque temps, à titre expérimental, le « v.u.mètre » américain (c'est-à-dire avec une durée d'intégration à 2 db près d'environ 165 millisecondes et un temps de montée jusqu'à 99 % de la déviation finale de 300 millisecondes et le zéro de l'échelle correspondant à un volume de + 4 db par rapport au « volume de référence américain » qui correspond à une puissance de 1 mW dans 600 ohms). Si cet appareil ne répond rigoureusement à aucune des quatre conditions précédentes, on peut dire qu'en fait il n'en sacrifie particulièrement aucune, surtout si on étend quelque peu son échelle du côté des niveaux faibles. Ce fait est particulièrement important, car on s'est très vite rendu compte que le seul contrôle, même précis, des niveaux de crête était nettement insuffisant.

Les volumètres sont en outre souvent considérés comme ayant l'inconvénient de laisser passer des pointes très brèves, de niveau élevé, qui entraînent une saturation des divers éléments d'une chaîne de transmission et surtout de l'émetteur radioélectrique. Cet inconvénient est très peu important en pratique, car les pointes très brèves n'existent pas naturellement à la sortie d'un studio. Un son qui s'établit très rapidement ne disparaît pas aussi vite: aucune source sonore ne fournit des sons ayant une forme impulsionnelle, de plus la réverbération des studios prolonge toujours les sons brefs. Dans ces conditions, le volumètre donne des indications utiles et les légères pointes qui pourraient cependant échapper au contrôle correspondent à des énergies si faibles que la distorsion qui en résulterait serait insensible pour l'oreille.

Bien que les expériences en cours ne soient pas encore complètement terminées, les résultats obtenus tendent à prouver que le volumètre est, parmi les appareils de contrôle existants, le seul qui permette de maintenir une qualité acceptable du niveau de la modulation. La Radiodiffusion française va donc équiper de volumètres ses diverses installations, studios, centres distributeurs de modulation et émetteurs.

Le problème qui se pose aux Services des lignes à grande distance est différent. Ces services doivent surtout assurer la stabilité du niveau de la transmission, vérifier que les niveaux de crête ne dépassent pas les valeurs permises par leur équipement et que la qualité générale du circuit est bonne en ce qui concerne les bruits parasites et les distorsions.

En ce qui concerne le contrôle des niveaux, il semble extrêmement intéressant que les mêmes appareils soient utilisés dans les studios et sur les lignes: cela essentiellement dans le but que les divers agents (soit des lignes, soit des studios) parlent le même langage, afin que la localisation d'un défaut soit plus facile, et cet avantage paraît très important.

A noter évidemment qu'aucun problème ne se pose pour les essais de circuits en régime permanent où tous les appareils donnent des indications comparables. Mais le cas le plus délicat se rencontre lorsque le circuit est en service et qu'il transmet en permanence une modulation. Si une variation de niveau est décelée, la cause doit en être trouvée rapidement et il est nécessaire pour cela que les divers appareils de

* C'est-à-dire les voltmètres à temps d'arrêt.

contrôle fournissent des indications comparables en régime de modulation variée. Dans ces conditions, il est donc intéressant que les services chargés de l'entretien des circuits contrôlent les niveaux avec des volumètres identiques à ceux utilisés par les services de Radiodiffusion.

A signaler aussi quelques avantages des volumètres. Dans le cas de pointes brèves de modulation, les voltmètres de crête, en particulier, peuvent fournir, dans certains cas, des indications qui ne sont pas comparables sur toute la chaîne de transmission, car la valeur maximum d'une crête peut être sérieusement modifiée, après une grande longueur de circuit, par suite des écarts de temps de propagation entre les diverses composantes du signal. Le volumètre, moins sensible aux déphasages, ne semble pas avoir cet inconvénient et donne des indications comparables en tous points de la chaîne de transmission.

C'est pourquoi l'Administration française des téléphones se propose d'équiper son nouveau matériel de transmissions radiophoniques en appareils de mesure de volume et non plus en appareils de mesure de crêtes comme c'était le cas sur son ancien matériel.

ANNEXE 24

NOTE DE L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES DE LA RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE D'ALLEMAGNE AU SUJET DE L'EMPLOI D'INDICATEURS D'AMPLITUDE MAXIMUM POUR LA SURVEILLANCE DES TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

Il résulte des recherches décrites dans un rapport publié par l'Administration des téléphones de la République fédérale d'Allemagne que, dans une transmission radiophonique, la valeur de crête fournit une grandeur plus univoque de l'amplitude maximum admissible pour les circuits pour transmissions radiophoniques que le volume défini par l'indication du v.u.mètre. Pour les systèmes de transmission radiophonique dans lesquels on pose des conditions moins sévères à la précision du contrôle de l'amplitude maximum et, par suite, à la qualité de la transmission radiophonique, ou dans lesquels il existe une réserve de puissance relativement grande, le v.u.mètre convient cependant aussi pour le contrôle des pointes de puissance si sa sensibilité d'entrée est suffisante et si le coefficient de distorsion harmonique produit par sa connexion peut être supporté *).

---

* La sensibilité d'entrée du v.u. mètre dans la position de plus grande sensibilité (+ 4 v.u.) suffit juste pour l'indication de la « tension utile maximum » de 3,1 volts efficaces utilisée actuellement en Allemagne sur les circuits pour transmissions radiophoniques (correspondant à + 1,4 néper ou + 12 décibels par rapport à 1 milliwatt dans 600 ohms). La tension utile maximum émise par les studios en Allemagne est actuellement de 1,55 volt efficace. Elle est donc inférieure de 6 décibels à la tension utile maximum sur les circuits pour transmissions radiophoniques. Le v.u. mètre n'est donc pas assez sensible et devrait être muni d'un tube d'entrée, par lequel il perd en partie l'avantage de la dépense minime par rapport à l'indicateur d'amplitude maximum et aussi son indépendance des tensions d'alimentation.

Dans la position de plus grande sensibilité (+ 4 v.u.), le coefficient de distorsion harmonique produit par la connexion du v.u. mètre dans un circuit de 600 ohms est d'environ 0,3 % [5], valeur qui est déjà de l'ordre de grandeur des distorsions de non-linéarité des amplificateurs pour transmissions radiophoniques.

Si l'on exige une plus grande précision du contrôle de l'amplitude maximum, en particulier si l'on veut éviter des perturbations des émetteurs de radiodiffusion et que la qualité de la transmission ne soit pas réduite par surcharge d'un système de transmission, il est nécessaire d'employer un indicateur d'amplitude maximum ayant une durée d'intégration d'au plus 10 millisecondes. La Commission technique de l'U.E.R. a reconnu ce fait aussi dans sa IV[e] Réunion, qui a eu lieu du 25 au 27 septembre 1952 à Lugano *).

L'U.E.R. publie qu'un indicateur d'amplitude maximum de même type que celui utilisé dans le studio est nécessaire au moins à l'origine du circuit pour transmissions radiophoniques. A la vérité, elle ajoute que ceci ne doit pas être une raison pour ne pas employer aussi des v.u.mètres le long d'un circuit pour transmissions radiophoniques une fois que la liaison est établie. Ce point de vue n'est pas exact dans tous les cas, parce que l'indication du v.u.mètre dépend trop du type de programme et de son réglage. Il est nécessaire de régler la sensibilité d'entrée (ou l'intervalle de mesure) dans chaque cas, suivant le type de programme, d'après un jugement subjectif (basé sur des données statistiques). Il en résulte naturellement des erreurs dans le jugement de l'amplitude maximum du système de transmission radiophonique considéré.

L'indication du v.u.mètre n'est pas en relation directe avec les grandeurs de transmission mesurées, telles que courant, tension ou puissance. Pour cette raison, on a introduit une nouvelle unité, à savoir « l'unité de volume (v.u.) ». Néanmoins, il manque à cette nouvelle unité (v.u.) la propriété la plus importante que doit avoir une unité, c'est-à-dire son indépendance de l'appareil de mesure. On ressent ce fait comme une imperfection fondamentale du v.u.mètre. Aujourd'hui, on s'efforce, au contraire, de remplacer les méthodes de mesure subjectives par des méthodes de mesure objectives.

Comme raison essentielle pour la détermination des propriétés électriques et dynamiques du v.u.mètre comme appareil normalisé, on indique que l'appareil doit être employé aussi pour le réglage des niveaux relatifs sur de très longs circuits pour transmissions radiophoniques *pendant* une transmission. Ceci est nécessaire lorsqu'un réseau de lignes ne peut pas être mis à disposition pour une « mesure » avec tension sinusoïdale. Dans les pays européens, les circuits pour transmissions radiophoniques peuvent toujours être réglés, en niveaux relatifs avec une tension d'essai sinusoïdale. Ceci est nécessaire parce que, dans le cas contraire, il ne serait pas possible de maintenir les étroites tolérances de niveau de $\pm$ 0,1 néper ou $\pm$ 0,2 néper (donc 0,9 ou 1,7 décibel) fixées par le C.C.I.F. Il est néanmoins usuel en Allemagne de comparer l'indication de l'indicateur d'amplitude maximum aux différents points d'amplification de niveau qui sont observés sur un plus long circuit de transmission radiophonique *pendant* une transmission de programme et de faire éventuellement certaines corrections. L'aménagement de l'indicateur employé ici comme indicateur d'amplitude maximum n'a pas été désavantageux jusqu'à présent; les distorsions de phase des circuits pour transmissions radiophoniques n'exercent donc pas un effet nuisible [3, 5].

Les distorsions de non-linéarité des circuits pour transmissions radiophoniques ne représentent généralement guère plus de 1 %, dans les limites dans lesquelles on peut, d'après la statistique des amplitudes, compter avec les plus grandes amplitudes.

---

* Voir annexe IV au procès-verbal de la séance (Some Notes on Broadcast Programme Level Indicators).

Elles ne faussent donc pas l'indication de l'indicateur d'amplitude maximum comme on l'a souvent craint [3].

Pour l'indicateur d'amplitude maximum il faut des montages de tubes à vide et, ainsi, une plus grande dépense. Néanmoins, il en résulte la possibilité d'aménager les appareils de telle façon que leur sensibilité d'entrée permette de contrôler aussi les tensions parasites qui se présentent dans les circuits pour transmissions radiophoniques. Ces appareils peuvent être munis d'une échelle logarithmique et avoir ainsi une plus grande portée d'indication que le v.u.mètre, de sorte qu'ils peuvent être employés aussi pour le contrôle de l'amplitude maximum dans le studio. Il est alors possible d'employer un appareil unique sur toute la voie de transmission (microphone — circuit radiophonique — émetteur de radiodiffusion). Cette méthode s'est manifestée très avantageuse et pratique. En outre, en cas d'emploi d'indicateurs de crête, il est possible de tenir relativement petite la réserve de puissance des équipements d'amplification et de réduire ainsi les frais du côté des amplificateurs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] THILO, H. G. et M. BIDLINGMAIER: Der Tonmesser, ein Spannungsspitzenmesser mit logarithmischer Anzeige. *E.N.T.*, 1936, Vol. 13, p. 136.
[2] CHINN, H. A., D. K. GANNET et R. M. MORRIES: A New Standard Volume Indicator and Reference Level. *The Bell System Technical Journal*, Vol. XIX, n° 1, janvier 1940.
[3] CHINN, H. A.: The Measurement of Audio Volume. *Audio Engineering*, 1951, Vol. 35, n° 9, p. 26 et n° 10, p. 3.
[4] BIDLINGMAIER, M.: Der neue Aussteuerungsmesser. *Frequenz*, 1950, Vol. 4, H. 6.
[5] TREMAINE, H. M.: A Review of the accepted standards used in conjunction with the design and application of db-and vu-meters. *Radio and Television News*, 1950, Nov.
[6] PAVEL, E. A. et Hk. LIERSCH: Neue Kontroll- und Messeinrichtung für die Rundfunk-Verstärkerämter der Deutschen Bundespost. *F.T.Z.*, 1951, Heft 11, pp. 513-518.

ANNEXE 25

NOTE DE L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES AU SUJET DU MODULOMÈTRE UTILISÉ EN ACCORD AVEC LA BRITISH BROADCASTING CORPORATION POUR LA SURVEILLANCE DES TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

L'Administration des téléphones du Royaume-Uni, d'accord avec la British Broadcasting Corporation, estime que la grandeur la plus intéressante à mesurer au cours de la transmission d'un programme de radiodiffusion est la tension de crête.

Le v.u.mètre est sans aucun doute le volumètre le plus simple, mais plus le son mesuré a un caractère impulsif, plus la différence entre la valeur de crête et l'indication du v.u.mètre sera grande par rapport à la différence correspondante pour des ondes sinusoïdales en régime permanent. Quand on règle le système de transmission, on doit tenir compte de ce fait. On admet une certaine valeur du facteur de crête (d'habi-

tude environ 10 décibels) afin de s'assurer que le radioémetteur ne sera pas surmodulé. Ce facteur, pour lequel on prend d'habitude une valeur d'environ 10 décibels, est toutefois très arbitraire et varie d'un Organisme de radiodiffusion à l'autre. En outre, le v.u. mètre est plus difficile et plus fatigant à lire, surtout pendant une durée prolongée.

Reconnaissant qu'il est désirable que l'Administration téléphonique et l'Organisme de radiodiffusion d'un pays emploient les mêmes appareils de mesure, l'Administration des téléphones du Royaume-Uni emploie le modulomètre normalisé par la British Broadcasting Corporation.

Description du modulomètre

On a d'abord mis au point un montage qui était capable d'enregistrer complètement des pointes ne durant que 10 microsecondes, mais on a trouvé que cette rapidité de réponse n'était pas du tout nécessaire. On a effectué des essais prolongés avec un appareil dans lequel une valeur égale à 80% de la valeur de crête totale d'une onde carrée était enregistrée en 0,5 milliseconde; on en a déduit le fait intéressant que, si la durée d'une crête est très courte, l'oreille n'a pas le temps de déceler la distorsion produite par la surcharge du système de transmission. Donc, en général, plus une pointe est courte, plus grand est le pourcentage de surmodulation que l'on peut tolérer; des essais ultérieurs ont montré qu'un montage enregistrant 80% de la valeur de crête d'une onde carrée en 4 millisecondes fournissait le meilleur compromis. Un tel appareil n'enregistrera pas complètement des crêtes de durée plus courte et par conséquent incitera l'opérateur à régler la transmission du programme de telle sorte qu'il se produira des surcharges momentanées; mais dans l'ensemble la distorsion qui en résulte passera inaperçue de l'oreille et le taux de modulation moyen en sera relevé d'autant.

Le modulomètre employé comporte un amplificateur séparateur pour procurer la sensibilité requise et pour éviter que les variations d'impédance de l'étage redresseur de mesure n'agissent sur le circuit d'entrée. Le circuit de mesure comprend un redresseur qui redresse les deux alternances (ceci est nécessaire parce que pour certains sons, en particulier pour la parole, les crêtes positive et négative peuvent différer dans un rapport atteignant 8 décibels), suivi d'un réseau à résistance et capacité et d'un étage à tube à vide comportant un instrument de mesure dans le circuit d'anode. Cet étage à tube à vide a été établi de telle sorte que la variation du courant d'anode est approximativement une fonction logarithmique de la variation de potentiel entre la grille et la terre. Le réseau à résistance et capacité a des constantes de temps de 2,5 millisecondes à la charge et de 1 seconde à la décharge.

Comme la constante de temps pour les oscillations décroissantes n'est que de 1 seconde, ce qui correspond à un amortissement de 8,7 décibels par seconde, un instrument de mesure spécial à action rapide est nécessaire pour permettre d'enregistrer à moins de 1 décibel près les crêtes de signaux de courte durée. La spécification du modulomètre comprend des mesures de sous-déviation et de sur-déviation dans des conditions de mesure spécifiées.

Comme un des avantages du modulomètre est que, dans le cas d'observations prolongées, les mouvements relativement lents de l'aiguille diminuent la fatigue visuelle, on a beaucoup réfléchi à la réalisation de l'échelle graduée pour diminuer cette fatigue autant que possible. Les principales caractéristiques de cette échelle sont les suivantes:

a) le fond de l'échelle est noir avec une aiguille blanche et des inscriptions blanches;

b) l'échelle porte un nombre minimum de traits, avec des nombres arbitraires de 1 à 7 indiquant des échelons de 4 décibels. Dans la pratique actuelle, le nombre 4 correspond à un taux de modulation de 40 % et par suite le nombre 6 représente un taux de modulation de 100 %.

Vérification de modulomètres placés en deux points distincts dans un réseau pour transmissions radiophoniques

En pratique, on a trouvé qu'il était difficile pour deux opérateurs de comparer les indications fluctuantes de leurs appareils. On surmonte cette difficulté en amortissant le modulomètre au moyen d'un commutateur qui introduit une résistance en série et une capacité placée en dérivation sur l'ensemble du modulomètre et de la résistance placée en série. On a trouvé que cette méthode fournit une indication satisfaisante du volume moyen d'un programme de radiodiffusion, ce qui permet de comparer avec précision les modulomètres placés en différents points le long d'une chaîne de circuits pour transmissions radiophoniques.

ANNEXE 26

NOTE DES ADMINISTRATIONS DES TÉLÉPHONES DE FRANCE ET DE GRANDE-BRETAGNE SUR DES MÉTHODES DE CALCUL DES RÉGIMES TRANSITOIRES

Les brèves remarques ci-après concernent les méthodes employées pour traiter le problème général de la réponse transitoire d'une chaîne de quadripôles et le problème particulier de la correction de la forme d'onde des signaux transmis, au moyen de correcteurs de forme d'onde. Elle sert d'introduction à la bibliographie donnée à la suite.

Plus précisément, soit un système dont le coefficient de transmission est $Y(2\pi jf)$, f étant la fréquence; il s'agit d'abord de caractériser la distorsion du système traversé par un signal, de façon à la corriger.

Si nous mettons deux systèmes de transmission bout à bout, le coefficient de l'ensemble est le produit YZ des coefficients de chaque système. Le problème de la contredistorsion est donc très simplement posé algébriquement par l'équation

$$YZ = 1 \qquad (1)$$

La fonction Y peut être calculée ou non, mais elle existe; elle est de la forme:

$$Y(2\pi jf) = \int B(t) \exp(-2\pi jft)\, dt \qquad (2)$$

Dans des conditions très souvent réalisées dans la pratique, la fonction Y peut s'écrire

$$Y(2\pi jf) = \sum_k A_k \exp(-2\pi jf\tau_k) \qquad (3)$$

c'est-à-dire que l'intégrale (2) peut être remplacée par la série (3).

Si les τ_k sont tous multiples d'un même τ, la fonction (3) de f est périodique, de période $\frac{1}{\tau}$. La fréquence $\frac{1}{2\tau}$ doit donc être en général plus grande que la bande de fréquences utilisées.

Méthode de l'Administration française. — Le système Y est attaqué par une impulsion en forme de cosinusoïde surélevée et on observe sa réponse. On s'appuie sur les propositions suivantes:

1. Soit I (t) l'impulsion utilisée pour l'essai du système et soit $\Phi(f)$ son spectre, borné de $-f_o$ à $+f_o$. Soit $\varphi(f)$ le spectre de la réponse $s(t)$ dont le spectre est également borné. On a évidemment

$$Y(2\pi jf) = \frac{\varphi(f)}{\Phi(f)}. \qquad (4)$$

Il y a lieu de distinguer, de la fréquence f_o, la fréquence utile maximum transmise, soit $f_u \leqslant f_o$; f_u est la borne du spectre $\varphi(f)$.

Le signal $s(t)$ peut alors être mis sous la forme

$$s(t) = \sum_k A_k \, I(t - t_k). \qquad (5)$$

Les t_k sont en progression arithmétique de raison $\frac{1}{2f_o}$. Les A_k sont les mêmes coefficients qui figurent dans la formule (3) et l'on a

$$\frac{1}{2f_o} \leqslant \frac{1}{2f_u}.$$

Il n'est en effet imposé à $\Phi(f)$ que de ne pas s'annuler dans l'intervalle $-f_u$, $+f_u$.

2. Le signal élémentaire choisi est un signal en cosinusoïde surélevée. Soit T la largeur à mi-hauteur de ce signal. Son spectre est pratiquement limité à la première fréquence pour laquelle il s'annule, soit $f_o = \frac{1}{T}$, de sorte que ce signal présente l'avantage d'être limité dans le temps et, pratiquement, dans la gamme des fréquences (voir les fig. 1 et 2).

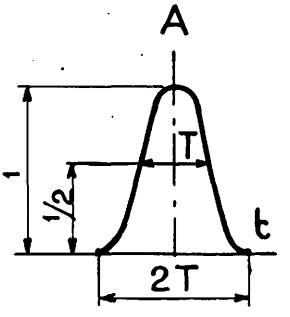


FIGURE 1

t = temps
A = amplitude

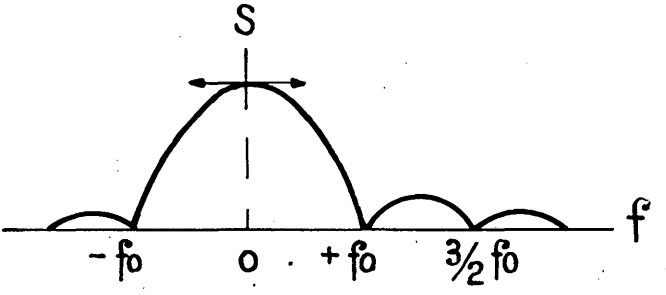


FIGURE 2

f = fréquence
S = spectre des amplitudes

Il n'en est pas de même du signal $\frac{\sin 2\pi f_0 t}{2f_0 t}$ dont le spectre est limité à la bande $-f_0$, $+f_0$, mais dont la durée est illimitée.

3. Si l'on répète le signal élémentaire à la fréquence f_0, on ne fait pas apparaître cette fréquence dans le signal ainsi créé, car cette fréquence est absente dans le signal élémentaire initial (on obtient une composante continue). Par suite f_u doit être inférieure à f_0, car $Y(2\pi jf)$ ne peut être reconstitué avec des amplitudes A_k répétées à la fréquence f_0. Il est même nécessaire que f_u soit assez petit devant f_0 pour que les fréquences les plus proches des f_0 dans $Y(2\pi jf)$ puissent être reconstituées avec une certaine précision. Sans que ce choix ait rien d'absolu, l'Ecole française a choisi $f_0 = 2f_u$.

La raison de la progression du temps τ_k est donc égale à $\frac{1}{4f_u}$ ou à $\frac{1}{2f_0}$, f_u plus haute fréquence utilisée, f_0 fréquence extrême du signal élémentaire.

En résumé, étant donné un système de transmission Y, pour lequel on cherche à mettre Y sous la forme (3), on applique à ce système une impulsion en cosinusoïde surélevée et l'on observe la réponse. Si f_u est la bande utilisée, le signal choisi a une durée T à mi-hauteur égale à $\frac{1}{f_0}$; la réponse observée est de la forme $\sum_k A_k I(t - t_k)$ les t_k étant en progression arithmétique de raison $\frac{1}{2f_0} = \frac{1}{4f_u}$. Les A_k se déterminent avec une approximation suffisante, à partir des ordonnées de la courbe de réponse équidistantes de $\frac{1}{4f_u}$, au moyen d'un calcul simple (voir: J. Ville: « Décomposition d'un signal en composantes en cosinusoïde surélevée », référence [27] de la bibliographie ci-après).

Méthode de l'Administration britannique. — Un signal dont le spectre est limité de $-f_u$ à $+f_u$ est complètement défini par une suite d'ordonnées équidistantes de $\frac{1}{2f_u}$. Ce résultat est bien connu depuis les travaux de Shannon ([18], [21]). Ce signal $s(t)$ peut en effet se mettre sous la forme:

$$s(t) = \sum_{k=-\alpha}^{k=+\alpha} s(t_k) \frac{\sin 2\pi f_u (t - t_k)}{2\pi f_u (t - t_k)}, \qquad (6)$$

$$t_k = t_0 + \frac{k}{2f_u};$$

f_u est ici à la fois la fréquence extrême du signal et celle de la bande de fréquences utilisée. Cette analyse utilise directement les amplitudes de la courbe de réponse et ces amplitudes sont moitié moins nombreuses que dans la méthode française. Mais on ne sait pas produire l'impulsion de la forme $\frac{\sin 2\pi f_u t}{2\pi f_u t}$ qui est, théoriquement, l'impulsion de Dirac filtrée par un filtre passe-bas de fréquence de coupure f_u. Telle est la difficulté majeure.

Cette difficulté est tournée de la façon suivante.

On applique au système Y un signal en cosinusoïde surélevée que l'on sait produire et l'on obtient la réponse $s(t)$. Imaginons maintenant un système tel que,

si on lui applique I (t), on obtienne l'impulsion de la forme $\frac{\sin 2\pi f_u t}{2\pi f_u t}$, soit $\sigma(t)$. Soit $E(p) = E(2\pi jf)$ l'admittance de transfert de ce système.

Soient $\Phi(p)$ et $\Sigma(p)$ les images (transformées de Laplace) des fonctions I (t) et $\sigma(t)$. On a:

$$\Sigma(p) = E(p)\,\Phi(p) \tag{7}$$

On a d'autre part

$$\varphi(p) = Y(p)\,\Phi(p) \quad [\Phi(p) \text{ étant l'image de I } (t)] \tag{8}$$

Appliquons maintenant $s(t)$ au système fictif, on aura une réponse $s_1(t)$ telle que $[\varphi_1(p)$ étant l'image de $s_1(t)]$,

$$\varphi_1(p) = E(p)\,\varphi(p) = \frac{\Sigma(p)}{\Phi(p)}\,Y(p)\,\Phi(p) = \Sigma(p)\,Y(p) \tag{9}$$

Autrement dit, $s_1(t)$ est la réponse du système étudié attaqué par $\sigma(t)$ et il faut, pour obtenir $s_1(t)$ à partir de $s(t)$, faire passer $s(t)$ à travers un système fictif défini par le coefficient de transmission.

$$E(p) = \frac{\Sigma(p)}{\Phi(p)} \tag{10}$$

d'où la méthode: on applique au système étudié — caractérisé par le coefficient de transmission $Y(p)$ — le signal en cosinusoïde surélevée, on observe la réponse $s(t)$ et on corrige les ordonnées (distantes de $\frac{1}{2f_u}$) en utilisant le facteur (10).

Si l'on économise la moitié des ordonnées, c'est en faisant intervenir cette correction.

Conclusion. — Les deux méthodes utilisent le même principe: analyse par ordonnées équidistantes de la courbe de réponse du système attaqué par un signal en cosinusoïde surélevée. Le résultat final est l'obtention du coefficient de transmission sous la forme d'une série donnée par la formule (3). Les t_k sont en progression arithmétique, de raison $\frac{1}{4f_u}$ dans la méthode française, $\frac{1}{2f_u}$ dans la méthode britannique.

La fixation à la valeur $\frac{1}{4f_u}$ de la raison τ, dans la méthode française, n'a rien d'absolu et cette question de la fixation de la valeur optimum de τ doit rester à l'étude. Par contre, la manière dont chaque Administration compte déterminer les réseaux de contredistorsion doit rester libre. Mais il reste essentiel de s'entendre sur la manière de définir $Y(2\pi jf)$ et la distorsion correspondante. Il faut en effet que les utilisateurs utilisent les mêmes valeurs de t_k dans leurs calculs.

Prenons, par exemple, la spécification des réseaux de contredistorsion. Elle revient à déterminer des coefficients B_k tels que:

$$\Sigma A_k \exp(-j\omega\tau_k) \,.\, \Sigma B_k \exp(-j\omega\theta_k) = 1 \tag{11}$$

Les θ_k n'ont pas besoin d'être égaux aux τ_k, et la formule (11), malgré son apparence, n'est pas symétrique, du point de vue technique, entre les τ_k et les θ_k. En effet, le calcul de l'inverse de $\Sigma A_k \exp(-j\omega\tau_k)$ pourra se faire en substituant aux τ_k des θ_k plus écartés que les τ_k (perte de précision) mais ne pourra jamais se faire par la substitution de θ_k plus rapprochés. Il faut donc prendre les τ_k aussi rapprochés que possible, sans toutefois compliquer les calculs à l'excès.

Tel est l'état actuel de cette question.

Comme la détermination des correcteurs d'onde est étroitement liée au sujet traité dans cette annexe, on a donné des références à ces dispositifs dans la bibliographie ci-après, bien que l'on ait exclu les références à des montages destinés essentiellement à annuler des échos individuels. On pense que le premier exposé d'une invention méritant le titre de « correcteur de forme d'onde » est celui de Blumlein, Kallman et Percival [2].

BIBLIOGRAPHIE

[1] GUILLEMIN: Communication Networks, vol. II, chap. XI, John Wiley, New York, 1935.

[2] BLUMLEIN, KALLMAN et PERCIVAL: Brevet d'invention britannique n° 517.516, juin 1938 et février 1939.

[3] GLOESS et LÉVY: Brevet français n° 859.299 (Brevet britannique n° 539.562), mai 1939.

[4] WHEELER: The interpretation of amplitude and phase distorsion in terms of paired echoes, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 27, pp. 359-385, juin 1939.

[5] STRECKER: Beeinflussung der Kurvenform von Vorgängen durch Dämpfung und Phasenverzerrung, *Elektrische Nachrichtentechnik*, vol. 17, pp. 93-107, mai 1940.

[6] KALLMAN: Transversal filters, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 28, pp. 302-310, juillet 1940.

[7] LÉVY: The impulse response of electrical networks, with special reference to the use of artificial lines in network design, *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 90, partie III, pp. 153-164, décembre 1943.

[8] ESPLEY et EDWARDS: Brevet britannique n° 630.200, juin 1946.

[9] BARNEY: Brevet américain n° 2.451.465, février 1947.

[10] TUSTIN: A method of analysing the behaviour of linear systems in terms of time series, *Journal of the Institution of Electrical engineers*, vol. 94, partie II A, pp. 130-142, mai 1947.

[11] GLOESS: Suggestions du groupe d'étude des régimes transitoires de la Société des radioélectriciens, appendice V, Paris, mai 1947 (complément au document « C.C.I.F. — 1947/1948 — 3me C.R. — Document n° 17 », pp. 44-48).

[12] ESPLEY: Brevet britannique n° 635.287, mai 1947.

[13] LÉVY: Etude des propriétés des quadripôles par la réponse impulsiale, *L'Onde électrique*, vol. 27, pp. 261-275, juillet 1947.

[14] ESPLEY et CLAYTON: Brevet britannique n° 635.381, septembre 1947.

[15] ESPLEY: Brevet britannique n° 639.164, novembre 1947.

[16] ESPLEY: Systèmes de télécommunication en régime transitoire, *L'Onde électrique*, vol. 27, pp. 437-446, décembre 1947 (ce texte figure également aux pages 49 à 75 du Complément au document « C.C.I.F. — 1947/1948 — 3me C.R. — Document n° 17 »).

[17] RAYMOND: Régime transitoire et technique des impulsions, *L'Onde électrique*, vol. 28, pp. 222-235, juin 1948.

[18] SHANNON: A mathematical theory of communication, *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 et 623-656, juillet et octobre 1948.

[19] ESPLEY: La solution exacte du problème de la distorsion des régimes transitoires dans les réseaux. Congrès de télévision (Société des radioélectriciens), Paris, octobre 1948 (texte français reproduit dans l'annexe 3 au libellé de la question n° 17 étudiée en 1950/1951, *Livre Jaune du C.C.I.F.*, tome I *bis*, pp. 266-285; texte anglais paru dans *Electronic Engineering*, mars 1950, pp. 82-87).

[20] WIENER: Extrapolation, interpolation, and smoothing of stationary time series, John
[21] Wiley, New York, 1949.

SHANNON: Communication in the presence of noise, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 37, pp. 10-21, janvier 1949 (reproduit dans la monographie B-1644 du *Bell System*).

[22] OSWALD: Sur quelques propriétés des signaux à spectre limité, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, vol. 229, pp. 21-22, 4 juillet 1949.
[23] CUÉNOD: Contribution à l'étude de phénomènes transitoires à l'aide de suites de temps, *Bulletin technique de la Suisse romande*, vol. 75, n° 16, pp. 201-209, 31 juillet 1949.
[24] VILLE: Signaux analytiques à spectre borné, *Câbles et transmission*, vol. 4, pp. 9-23, janvier 1950.
[25] OSWALD: Signaux à spectre limité et leurs transformations, *Câbles et Transmission*, vol. 4, pp. 197-215, juillet 1950.
[26] SAMULON: Spectrum analysis of transient response curves, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, pp. 175-186, février 1951.
[27] VILLE: Décomposition d'un signal en composantes en cosinusoïdes surélevées, *Câbles et Transmission*, vol. 5, pp. 126-135, avril 1951.
[28] VAN DER POL, Balth. et H. BREMMER: Operational Calculus based on the two-sided Laplace transform, London 1951.
[29] ESPLEY: Waveform systems and time equalizers, *Wireless engineer*, vol. 28, pp. 251-258, août 1951.
[30] LINKE: A variable time-equalizer for video-frequency waveform correction, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 99, partie III A, pp. 427-435, avril/mai 1952 *).
[31] LEWIS: Waveform computations by the time-series method, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 99, partie III, pp. 294-306, septembre 1952 *).
[32] THOMSON: A theory of time series for waveform transmission systems, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 99, part IV, pp. 397-409, 1952 *).
[33] JOUGUET: Effets de la distorsion d'amplitude et de phase sur les signaux de télévision à spectre limité, *Câbles et Transmission*, vol. 6, pp. 301-316, octobre 1952.
[34] VILLE: Signaux analytiques à spectre borné (partie 2), *Câbles et Transmission*, vol. 7, pp. 44-53, janvier 1953.
[35] VILLE: Expression analytique de l'exposant de transfert d'un circuit appelé à transmettre des impulsions, *L'Onde électrique*, vol. 34, pp. 143-148, février 1954.
[36] BATH et KADEN: Über die Verzerrungen von Fernsehsignalen infolge von Dämpfungs- und Phasenverzerrungen der Übertragungsleitung, *Archiv für Elektrische Übertragung*, vol. 8, pp. 55-68, février 1954.
[37] LEWIS: Waveform responses of television links, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 101, Part III, juillet 1954 *).
[38] MULLER: Über ein Verfahren zur Entzerrung von Fernseh-Übertragungen durch willkürlich zugesetzte Echos, *F.T.Z.*, vol. 7, pp. 199-204, avril 1954.
[39] GLOESS et MARTIN: Correcteur de signaux utilisant des lignes à retard, *L'Onde électrique*, vol. 34, pp. 584-587, juillet 1954.

---

* Les traductions en français de ces trois articles figurent dans le document « C.C.I.F. — 1952/1954 — 3e C.E. — Document n° 16 *bis* ».

ANNEXE 27

DESCRIPTION D'UN RÉGULATEUR DE VOLUME UTILISÉ PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE POUR L'EXPLOITATION DES CIRCUITS RADIOTÉLÉPHONIQUES

L'Administration 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 millisecondes;

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 28

DISPOSITIF UTILISÉ EN SUISSE POUR ÉVITER LE FONCTIONNEMENT INTEMPESTIF DES SUPPRESSEURS DE RÉACTION

Les moyens utilisés en Suisse pour empêcher le fonctionnement du suppresseur de réaction 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 suppresseur de réaction 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 1950, 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 suppresseur soit branché du côté récepteur ou du côté émetteur.

Pour éviter le fonctionnement intempestif du suppresseur de réaction, 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 suppresseur de réaction est impossible, de sorte qu'il faut le supprimer.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

DEUXIÈME PARTIE

MÉTHODES ET APPAREILS DE MESURE SUR LES LIGNES

SECTION 1

MESURES ÉLECTRIQUES EN COURANT ALTERNATIF EN RÉGIME PERMANENT

1.1. Mesures d'affaiblissement composite et d'affaiblissement d'insertion; mesures relatives aux transformateurs de ligne

1.1.1. Mesure des affaiblissements ou gains composites de quadripôles quelconques

Etant donné un quadripôle Q placé entre un émetteur de force électromotrice E et d'impédance Z_E et un récepteur d'impédance Z_R (voir fig. 1), si U_2 représente la

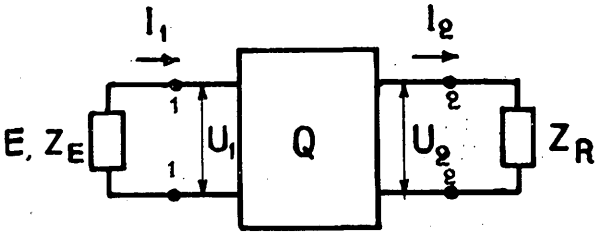


FIGURE 1. — *Définitions des affaiblissements ou gains composites*

tension aux bornes de ce récepteur et I_2 l'intensité du courant qui le parcourt, il résulte de la définition *) de l'affaiblissement (ou gain) composite A_S que

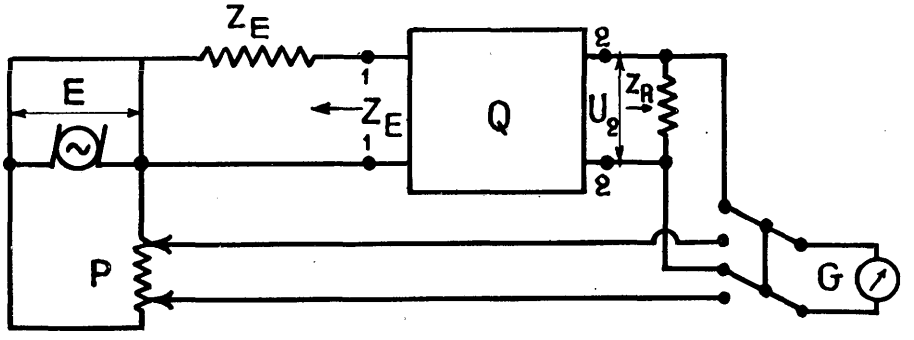
$$\begin{cases} e^{A_S} = \left| \dfrac{E}{2\,U_2} \sqrt{\dfrac{Z_R}{Z_E}} \right| \\ e^{A_S} = \left| \dfrac{E}{2\,I_2} \dfrac{1}{\sqrt{Z_E\,Z_R}} \right| \end{cases}$$

---

* *Projet de répertoire des définitions des termes essentiels utilisés en téléphonie*, terme C 21.

a) *Première méthode de mesure*

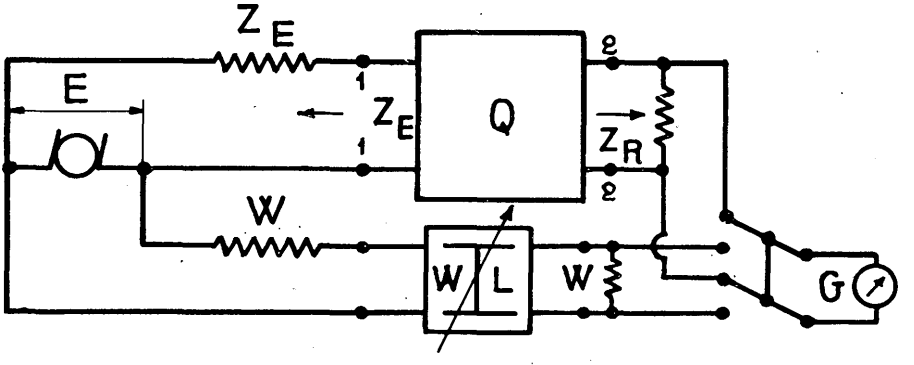
Une première méthode de mesure des affaiblissements composites découle directement de ces formules. Elle consiste à déterminer le rapport des tensions efficaces E et U_2. Pour cela, on applique la tension E de l'émetteur alimentant le quadripôle Q également à un potentiomètre P (ou encore à une ligne artificielle L intercalée entre deux résistances égales à l'impédance caractéristique W de cette ligne artificielle, de sorte que l'affaiblissement composite et l'affaiblissement-image de cette ligne artificielle sont alors identiques). On emploie un instrument de mesure G



Q = quadripôle P = potentiomètre

FIGURE 2 a. — *Mesure des affaiblissements; emploi d'un potentiomètre*

d'impédance très grande en comparaison des impédances Z_E et Z_R (voltmètre à lampes) et on lit le rapport $\frac{U_2}{E}$ sur le potentiomètre. On obtient ainsi le montage



Q = quadripôle L = ligne artificielle

FIGURE 2 b. — *Mesure des affaiblissements; emploi d'une ligne artificielle*

représenté sur les figures 2 a ou 2 b. Quand on utilise le montage de la figure 2 b, l'affaiblissement de la ligne artificielle réglée pour réaliser l'égalité des tensions aux bornes de Z_R et de W respectivement donne la valeur de $\ln \left|\frac{E}{2\,U_2}\right|$.

Chaque fois que les impédances terminales Z_E et Z_R diffèrent l'une de l'autre, on doit calculer le terme complémentaire $\ln \sqrt{\left|\frac{Z_R}{Z_E}\right|}$ qui entre dans la formule ci-dessus donnant A_S.

Pour la mesure des gains composites on emploie la même méthode, mais la comparaison entre E et U_2 se fait par exemple en utilisant une partie connue de U_2 prise sur l'impédance de terminaison Z_R. Un schéma simple consiste, par exemple, à utiliser cette impédance comme potentiomètre de comparaison.

b) *Deuxième méthode de mesure: méthode Z-R*

Une autre méthode de mesure des affaiblissements composites (connue sous le nom de « méthode Z-R ») utilise le montage représenté sur la figure 3.

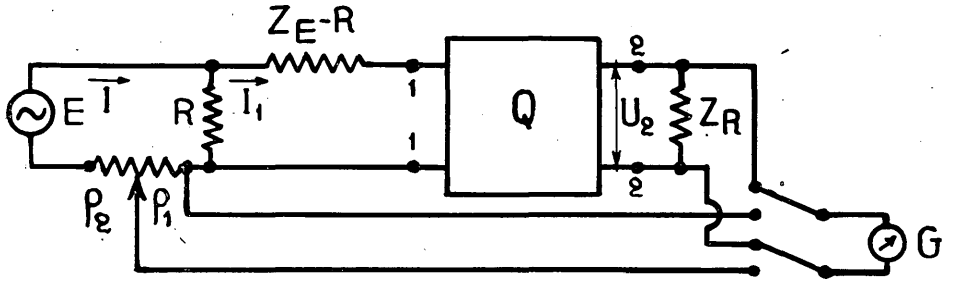


FIGURE 3. — *Mesure des affaiblissements par la méthode* Z — R

Une partie R de l'impédance terminale Z_E est montée en dérivation en avant du quadripôle. Par définition, avec les notations de la figure 3, l'affaiblissement composite A_S du quadripôle, exprimé en népers, est donné par:

$$e^{A_S} = \left| \frac{I R}{2 U_2} \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}} \right|$$

Sur le parcours suivi par le courant I (avant la dérivation R) on insère un potentiomètre $\rho_1 : \rho_2$ et on le règle pour avoir une tension partielle $\rho_1 I$ égale à U_2 en valeur absolue. Il vient alors

$$e^{A_S} = \left| \frac{I R}{2 \rho_1 I} \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}} \right| = \frac{R}{2 \rho_1} \sqrt{\left| \frac{Z_R}{Z_E} \right|}$$

d'où l'on tire l'affaiblissement composite A_S cherché.

c) *Variante de la première méthode de mesure: emploi de l'hypsographe*

On peut utiliser l'hypsographe pour la mesure des affaiblissements ou gains composites suivant la première méthode ci-dessus.

Cet appareil, dont le schéma de principe est représenté sur la figure 4 ci-après, se compose:

1) d'un dispositif émetteur constitué par un oscillateur hétérodyne dont on fait varier la fréquence d'une manière continue et que l'on relie aux bornes du quadripôle à mesurer;

2) d'un dispositif récepteur, branché aux bornes de sortie dudit quadripôle, et constitué par un hypsomètre (voir ci-après le texte concernant les mesures effectuées sur les circuits téléphoniques) associé à un instrument enregistreur.

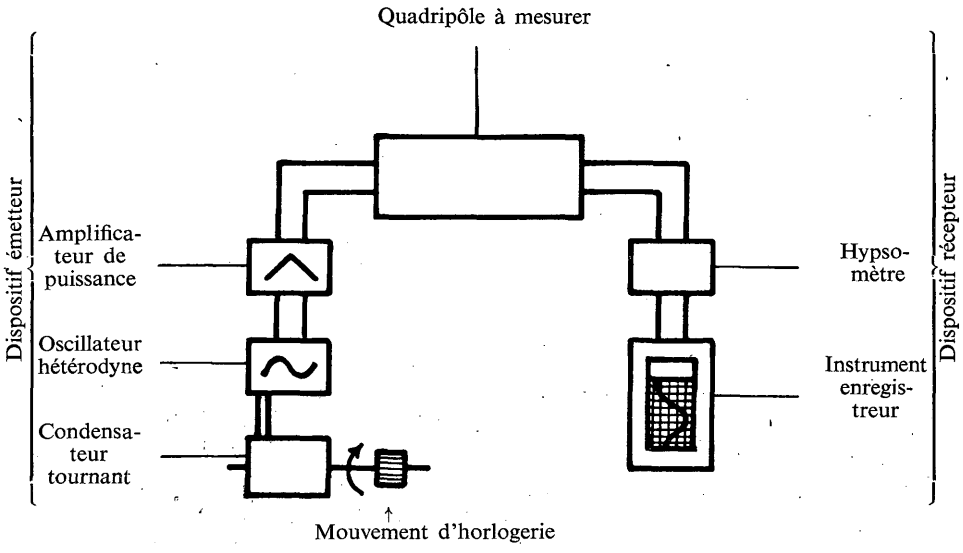


FIGURE 4. — *Schéma de principe de l'hypsographe*

Dans un premier mode de construction de l'hypsographe, un signal de départ est envoyé par le dispositif émetteur peu de temps avant l'émission de la série continue des fréquences de mesure; ce signal met en marche le dispositif récepteur de sorte que le déplacement de la bande d'enregistrement correspond à la loi de succession dans le temps, des fréquences de mesures; l'axe des fréquences est imprimé à l'avance sur la bande d'enregistrement quand on procède au tracé d'une courbe des variations d'une grandeur en fonction de la fréquence. (Les caractéristiques essentielles de cet appareil, notamment en ce qui concerne le signal de départ et la loi de succession des fréquences dans le temps, sont indiquées ci-après, section 1.2.3.)

Dans un deuxième mode de construction de l'hypsographe, aucun signal de départ n'est utilisé; l'axe des fréquences n'est pas imprimé à l'avance sur la bande d'enregistrement. Un circuit oscillant placé dans le dispositif récepteur fait fonctionner un électro-aimant qui marque un repère sur la bande d'enregistrement au moment précis où le dispositif émetteur envoie la fréquence particulière sur laquelle ce circuit oscillant est accordé. Connaissant, d'autre part, la loi de succession dans le temps, des fréquences de mesures utilisées, on marque après coup l'axe des fréquences sur la bande d'enregistrement, à l'aide d'un timbre de caoutchouc et en tenant compte de ce repère.

L'hypsographe décrit ci-dessus peut, dans le cas de la mesure d'un affaiblissement ou gain composite, donner directement le rapport $\left|\frac{E}{2\,U_2}\right|$. Il permet d'autre part, de mesurer directement les logarithmes des impédances Z_E et Z_R comme il est indiqué ci-après et on peut calculer ensuite l'affaiblissement ou gain composite par la formule

$$A_S = \ln\left|\frac{E}{2\,U_2}\right| + \frac{1}{2}\ln\left|Z_R\right| - \frac{1}{2}\ln\left|Z_E\right|$$

Pour mesurer une impédance Z à l'aide de l'hypsographe, on peut connecter au générateur cette impédance en série avec une grande résistance R de façon que le courant ait une intensité pratiquement indépendante de la valeur de l'impédance à mesurer (fig. 5 a). Alors la tension aux bornes de l'impédance à mesurer Z est pro-

portionnelle au module de cette impédance et peut être enregistrée directement par l'hypsographe. Une autre procédé consiste à connecter l'impédance à mesurer Z

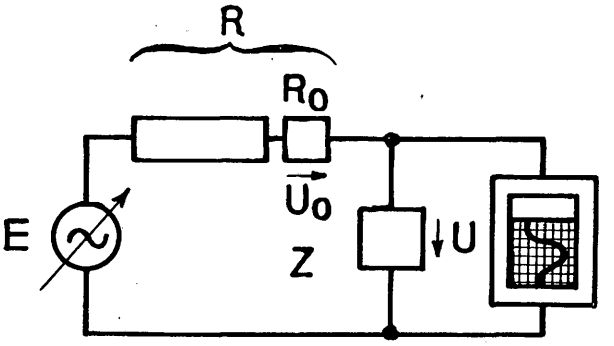


FIGURE 5 a

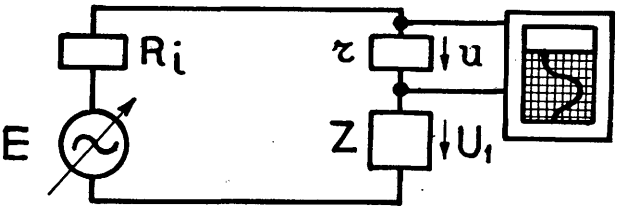


FIGURE 5 b

Mesure d'impédance à l'aide de l'hypsographe

à un générateur de faible impédance interne et à déduire sa valeur de l'intensité du courant, laquelle est proportionnelle à la chute de tension aux bornes d'une faible résistance constante r connectée en série avec l'impédance à mesurer Z (fig. 5 b). Mais, précisément, parce que l'hypsographe est un appareil de mesure des tensions et ne permet pas de mesurer directement les intensités de courant, la première méthode est préférable. Il n'est d'ailleurs pas nécessaire d'utiliser comme résistance en série (fig. 5 a) une résistance R très grande, car la valeur mesurée peut être très facilement corrigée. Il suffit pour cela de mesurer la chute de tension U_o dans une partie R_o de la résistance R. Alors, d'après la figure 5 a, on a:

$$U = E \frac{Z}{|R + Z|} \; ; \; U_o = E \frac{R_o}{|R + Z|}$$

donc

$$Z = R_o \frac{U}{U_o}$$

Comme la tension U_o est presque constante, l'impédance à mesurer Z est sensiblement proportionnelle à U.

Pour effectuer sans corrections des mesures d'impédance aussi exactement que possible, on utilisera un générateur produisant une tension élevée et un dispositif récepteur de grande sensibilité.

Dans le cas de la mesure des affaiblissements ou gains composites, on a seulement besoin des logarithmes népériens des modules des impédances Z_E et Z_R; or,

on lit directement les valeurs de ces logarithmes sur la graduation en népers de l'hypsographe.

On peut simplifier davantage les mesures d'affaiblissement ou de gain composite pour les quadripôles dont le déterminant est égal à l'unité. C'est le cas de tous les quadripôles passifs (symétriques ou dyssymétriques) et de tous les quadripôles actifs ayant le même exposant de transfert dans les deux sens.

Pour déterminer leur affaiblissement ou gain composite, on mesure deux fois, comme dans le cas précédent, à l'aide de l'hypsographe, l'affaiblissement de la tension, c'est-à-dire $2 \ln \left| \frac{E}{2 U_2} \right|$, une fois conformément à la figure 6 et une deuxième fois dans l'autre sens de transmission, en supprimant la force électromotrice qui

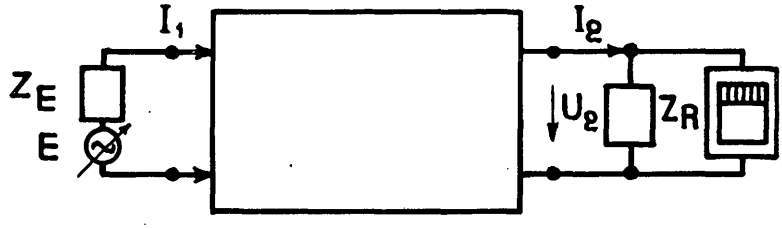


FIGURE 6. — *Mesures d'affaiblissements ou gains composites à l'aide de l'hypsographe*

s'exerçait dans le sens de Z_E à Z_R et en appliquant la même force électromotrice dans le sens de Z_R vers Z_E.

L'affaiblissement ou gain composite est la moyenne arithmétique des deux affaiblissements ou gains de la tension (ceci se démontre en appliquant le théorème de réciprocité).

1.1.2. Mesure des affaiblissements ou gains d'insertion de quadripôles quelconques

Pour mesurer l'affaiblissement ou le gain d'insertion dû à l'insertion d'un quadripôle entre un système émetteur Z_E et un système récepteur Z_R, on branche un voltmètre amplificateur aux bornes du système récepteur Z_R et on mesure la tension à ces bornes avant et après l'insertion du quadripôle considéré. De la valeur du rapport de ces deux tensions, on déduit la valeur en népers ou décibels de l'affaiblissement ou gain d'insertion cherché.

On peut aussi employer une méthode de comparaison entre le quadripôle considéré et une ligne artificielle d'affaiblissement réglable graduée en népers ou décibels, pour mesurer un affaiblissement d'insertion; un gain d'insertion peut également se déduire d'une comparaison entre, d'une part, la jonction directe entre le système émetteur Z_E et le système récepteur Z_R et, d'autre part, la connexion par l'intermédiaire de l'amplificateur dont on veut mesurer le gain en série avec une ligne artificielle d'affaiblissement réglable.

1.1.3. Mesures relatives aux transformateurs de ligne

a) *Mesure de l'affaiblissement composite à fréquence vocale.* — Si Z_1 et Z_2 sont les impédances reliées à l'enroulement primaire et à l'enroulement secondaire du transformateur (voir fig. 7), l'affaiblissement composite, exprimé en népers, est égal à :

$$\ln \frac{V_1}{2\,V_2} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_1}{Z_2}.$$

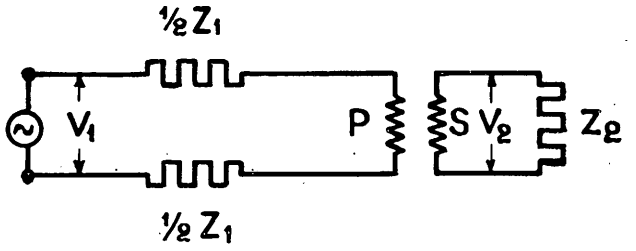


FIGURE 7

V_1 est la tension mesurée aux bornes de la source du courant alternatif; V_2 est la tension mesurée aux bornes de l'enroulement secondaire fermé sur l'impédance Z_2; l'impédance Z_1 est réglée à la valeur uniforme à donner à l'impédance des circuits internationaux; l'impédance Z_1 est égale à $Z_2\,u^2$, u étant le rapport des nombres de spires des enroulements primaire et secondaire.

b) *Mesure du rendement énergétique aux fréquences des courants de signalisation à basse fréquence (16 à 25 Hz). — Première méthode.* — Méthode basée sur l'emploi d'un wattmètre (fig. 8 ou fig. 9).

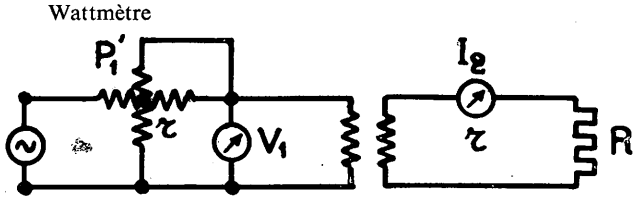


FIGURE 8

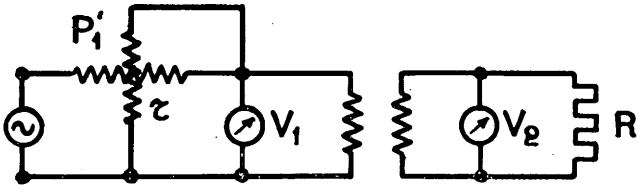


FIGURE 9

Le rendement énergétique est égal au rapport, $\frac{P_2}{P_1}$, P_1 désignant la puissance réelle mesurée à l'entrée du transformateur, P_2 la puissance réelle mesurée à la sortie du transformateur.

$$P_1 = P'_1 \text{ (puissance lue)} - \frac{V_1^{\,2}}{r} \text{ (puissance consommée par le wattmètre)}$$

$$P_2 = I_2^{\,2}\,(R + r) \text{ ou } \frac{V_2^{\,2}}{R}.$$

Sur les figures, V_1 et V_2 sont des voltmètres électrostatiques. Dans les formules, V_1, V_2 et I_2 désignent des tensions ou intensités efficaces, et R représente la résistance effective.

Deuxième méthode. — Méthode basée sur l'emploi d'un affaiblisseur variable (fig. 10).

Le rendement énergétique d'un transformateur de ligne est défini par le rapport entre la puissance (réelle) obtenue à la sortie et la puissance (réelle) appliquée a l'entrée du transformateur de ligne.

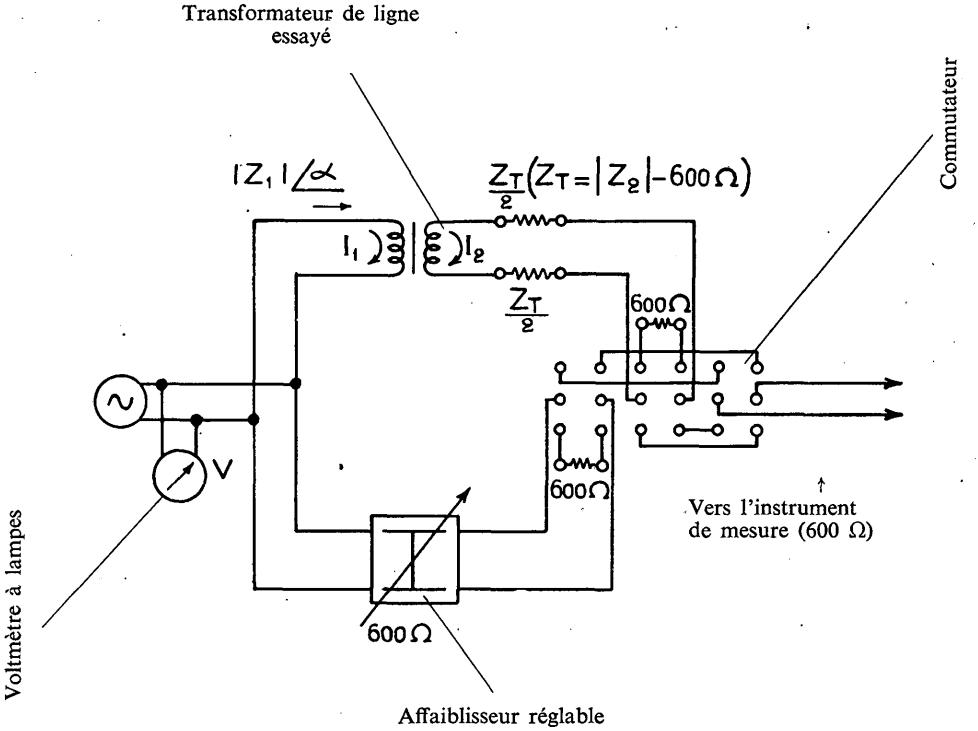


FIGURE 10

Si l'on appelle $|Z_1|$ le module et α l'argument de l'impédance d'entrée Z_1 du transformateur lorsqu'une impédance Z_2 de module $|Z_2|$ et d'argument β est reliée à la sortie, le rendement énergétique, défini comme il est dit plus haut, est

$$\eta = \frac{I_2^2 \,|Z_2|\cos\beta}{I_1^2 \,|Z_1|\cos\alpha},$$

où I_1 et I_2 représentent respectivement l'intensité efficace du courant à l'entrée du transformateur et l'intensité efficace du courant à la sortie (voir fig. 10).

Il est facile de mesurer l'impédance de module $|Z_1|$ et d'argument α aux basses fréquences, au moyen d'un pont de Maxwell, l'instrument de mesure étant un galvanomètre à vibration. Le galvanomètre doit être accordé sur la fréquence à laquelle les mesures sont faites. Les harmoniques du courant d'alimentation produiront un élargissement du spot lumineux sur l'écran; mais on fait des mesures suffisamment précises en se basant sur la largeur minimum du spot.

On peut également mesurer l'impédance du module $|Z_2|$ et d'argument β connectée à la sortie du transformateur, la tension aux bornes du transformateur ayant une valeur qui correspond aux tensions qu'on rencontre dans la pratique.

On peut calculer le facteur $\frac{\cos\beta}{\cos\alpha}$.

L'autre facteur $\frac{I_2^2 \,|\, Z_2 \,|}{I_1^2 \,|\, Z_1 \,|}$ s'obtient à l'aide de mesures faites avec le dispositif de la figure 10.

Au moyen de l'affaiblisseur réglable, on fait varier l'intensité du courant à la sortie de l'affaiblisseur jusqu'à ce qu'il soit égal à l'intensité du courant à la sortie du transformateur de ligne.

La tension aux bornes d'entrée de l'affaiblisseur est égale à la tension aux bornes d'entrée du transformateur; on la rend égale à la tension aux bornes du transformateur pendant les mesures d'impédance.

Si l'on appelle A la valeur lue sur l'affaiblisseur quand l'équilibre a été obtenu, on peut écrire:

$$A = 10 \log_{10} \frac{(I_1 \times |Z_1|)^2}{(I_2 \times 600)^2} = 10 \log_{10} \frac{I_1^2 \,|\, Z_1 \,|}{I_2^2 \,|\, Z_2 \,|} \cdot \frac{|Z_1| \,.\, |Z_2|}{(600)^2}$$

Comme on connaît $|Z_1|$ et $|Z_2|$, on peut calculer $\frac{I_1^2 \,|\, Z_1 \,|}{I_2^2 \,|\, Z_2 \,|}$ et, par suite, le rendement énergétique η.

1.2. Mesures d'équivalent et de niveau à toutes fréquences

1.2.1. Mesure de l'équivalent des circuits téléphoniques *)

Pour la mesure de l'équivalent, les deux méthodes suivantes sont recommandées:

Méthode 1 (comparaison à un affaiblisseur) (fig. 11)

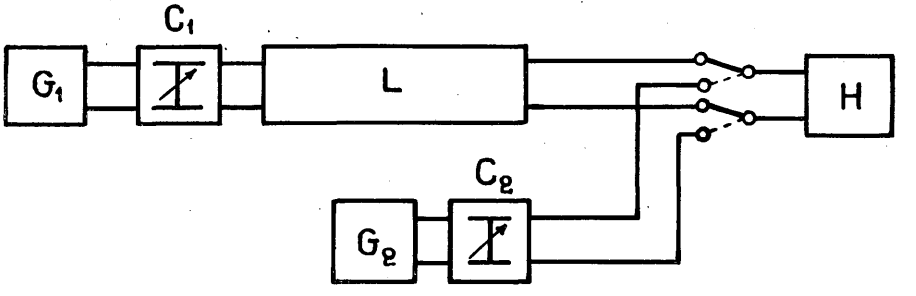


FIGURE 11

G_1, G_2 = générateurs normaux — L = ligne à mesurer

C_1, C_2 = affaiblisseurs (600 ohms)

H = hypsomètre, impédance d'entrée = 600 ohms, purement résistive (pour les spécifications de ces appareils de mesure, voir la section 1.2.3 ci-après).

*) La mesure de l'équivalent des circuits pour transmissions radiophoniques n'a pas été mentionnée ici car les recommandations relatives aux circuits pour transmissions radiophoniques ont été modifiées de telle façon dans le tome III du *Livre Vert* que ce n'est pas l'équivalent mais les niveaux de tension, absolus et relatifs, qui sont à mesurer.

Le générateur normal G_1 et l'affaiblisseur C_1 sont situés dans la station émettrice, le générateur normal G_2, l'affaiblisseur C_2, ainsi que l'hypsomètre, dans la station réceptrice. L'affaiblisseur C_1 est réglé à un affaiblissement A_1 de telle façon que le circuit téléphonique ne soit pas surchargé (au cas où le niveau relatif à l'entrée du circuit à mesurer est inférieur à zéro). On fait ensuite varier l'affaiblissement A_2 de l'affaiblisseur C_2 jusqu'à ce que l'indication de l'hypsomètre reste invariable lorsque l'on agit sur le commutateur. La différence des affaiblissements $A_2 - A_1$ est alors égale à l'équivalent du circuit téléphonique.

Remarque. — Cette méthode permet d'utiliser un appareil indicateur non étalonné (ayant une impédance d'entrée de 600 ohms) au lieu de l'hypsomètre.

Méthode 2 (indication directe) (fig. 12)

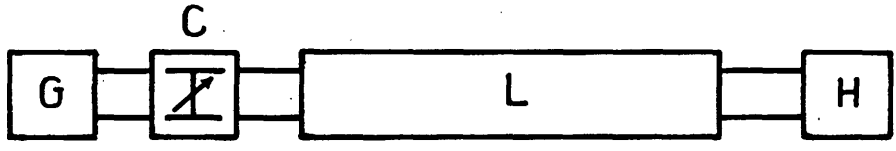


FIGURE 12

G = générateur normal
C = affaiblisseur (600 ohms)
H = hypsomètre; impédance d'entrée = 600 ohms réel
étalonné en niveau de tension absolu
(pour les spécifications de ces appareils de mesure, voir la section 1.2.3 ci-après)
L = ligne à mesurer

L'affaiblisseur est réglé à un affaiblissement approprié A, de telle façon que le circuit téléphonique ne soit pas surchargé (au cas où le niveau relatif à l'entrée du circuit à mesurer est inférieur à zéro). L'hypsomètre indiquant le niveau n_R à la sortie du circuit, l'équivalent q de la ligne est égal à:

$$q = -n_R - A$$

Par exemple: $A = 0{,}4$ N
$n_R = -1{,}2$ N
$q = 0{,}8$ N

Remarque. — Si l'on veut mesurer l'équivalent en fonction de la fréquence, le générateur normal ayant des fréquences fixes peut être remplacé par un générateur dont la fréquence varie automatiquement et l'hypsomètre peut être remplacé par un hypsographe ou par un hypsoscope (spécification, voir la section 1.2.3 ci-après).

1.2.2. **Mesure des niveaux, absolus ou relatifs, et des dénivellements**

a) *Mesure des niveaux absolus*

Pour la mesure du niveau absolu de tension *), on utilise un hypsomètre tel qu'il est décrit dans la section 1.2.3 ci-après.

On suppose que la ligne est terminée au point de mesure, conformément aux conditions du service. L'hypsomètre doit être branché au point de mesure avec la résistance la plus élevée.

Si le module Z de l'impédance de la ligne est égal à 600 ohms au point de mesure, le niveau absolu de tension est égal au niveau absolu de puissance. Sinon, il faut retrancher

*) *Projet de répertoire des définitions des termes essentiels utilisés en téléphonie*, terme B7.

$$\frac{1}{2} \ln \frac{Z}{600\ \Omega} \text{ népers}$$

$$\text{ou } 10 \log_{10} \frac{Z}{600\ \Omega} \text{ décibels}$$

des lectures sur l'hypsomètre pour obtenir le niveau absolu de puissance.

b) *Mesure des niveaux relatifs*

On mesure le niveau absolu de tension au point considéré de la ligne d'après le paragraphe *a)*, et on retranche de la valeur mesurée le niveau absolu de tension existant à l'origine de la ligne. La différence de ces deux valeurs représente le niveau relatif de tension.

On mesure de la même façon le niveau relatif de puissance en retranchant, du niveau absolu de puissance, en un point considéré, la valeur du niveau absolu de puissance existant à l'origine de la ligne.

c) *Mesure des dénivellements*

Si l'émetteur appliqué à l'origine de la ligne est un générateur normal *) le niveau absolu de tension en un point intermédiaire de la ligne (par exemple à la sortie d'un amplificateur) ou à l'extrémité de la ligne représente le dénivellement de tension au point considéré. D'une façon analogue, le niveau absolu de tension au point considéré est égal au dénivellement de puissance **). Quand on mesure les niveaux de tension sur des circuits à deux fils, le sens de transmission non mesuré doit être mis hors du service.

1.2.3. **Appareils pour les mesures d'équivalent et de niveau**

A. GÉNÉRATEURS POUR LES MESURES EFFECTUÉES SUR LES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES

a) *Bande des fréquences et exactitude de la fréquence*

Le générateur doit être réglable sur une fréquence quelconque, au moins dans la bande comprise entre 300 et 3 400 Hz. Chaque fréquence doit pouvoir être réglée avec une précision de $\pm$ 2% sans l'aide d'un fréquence-mètre.

Il suffit souvent que le générateur puisse émettre un certain nombre de fréquences discrètes; dans certains cas on a besoin de la fréquence 800 Hz seulement.

b) *Résistance intérieure*

Dans la bande de fréquences de 300 à 3 400 Hz, le générateur doit avoir une résistance pure de 600 ohms $\pm$ 2%. Cette résistance doit être symétrique par rapport à la terre. Cette symétrie doit être de 6 N (52 db) au moins.

c) *Force électromotrice*

Le générateur doit pouvoir être réglé au moins sur une force électromotrice de 2 $\times$ 0,775 volt = 1,55 volt [niveau absolu de tension de + 0,69 néper (+ 6,0 décibels)]. Réglé à cette valeur, le générateur représente un « générateur normal ». Il délivre alors une tension de 0,775 volt et une puissance de 1 milliwatt à une résistance pure de 600 ohms (niveau absolu zéro).

---

*) *Id.*, terme B 12.

**) Dans le cas des circuits téléphoniques, c'est en général le dénivellement de puissance qui est indiqué, dans le cas des circuits pour transmissions radiophoniques, c'est le dénivellement de tension.

Le réglage de la force électromotrice (ou de la tension appliquée à une résistance de 600 ohms) peut être contrôlé à l'aide d'un hypsomètre.

La variation de la force électromotrice en fonction de la fréquence, rapportée à la valeur mesurée à la fréquence 800 Hz, ne doit pas dépasser $\pm$ 2% (0,02 néper ou 0,2 décibel).

Le coefficient de distorsion harmonique doit être inférieur à 2%.

B. GÉNÉRATEURS POUR LES MESURES EFFECTUÉES SUR LES CIRCUITS POUR TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

a) *Bande de fréquences et exactitude de la fréquence*

Le générateur doit être réglable sur une fréquence quelconque, dans la bande comprise entre 50 et 10 000 Hz au moins *). Chaque fréquence doit pouvoir être réglée à $\pm$ 2% près sans l'aide d'un fréquencemètre (souvent la fréquence 800 Hz suffit.)

b) *Résistance interne*

Dans la bande de fréquences de 50 à 10 000 Hz, le générateur doit avoir une résistance interne aussi faible que possible. Le module de cette résistance ne doit pas dépasser 30 ohms. La résistance doit être symétrique par rapport à la terre.

c) *Force électromotrice*

La force électromotrice du générateur doit pouvoir être réglée au moins sur les valeurs de 2,2 volts et 4,4 volts (niveaux absolus de tension de 1,04 et 1,73 néper = 9 et 15 décibels) **). Dans ces cas, le générateur délivre des puissances de 8 milliwatts et 32 milliwatts respectivement dans une résistance de 600 ohms.

Le réglage de la force électromotrice peut être contrôlé à l'aide d'un hypsomètre pour circuits radiophoniques.

La variation de la force électromotrice, en fonction de la fréquence, rapportée à la valeur mesurée à la fréquence 800 Hz, ne doit pas dépasser $\pm$ 2% (0,02 néper ou 0,2 décibel).

Le coefficient de distorsion harmonique doit être inférieur à 2%.

Remarque. — Un générateur ayant une impédance interne égale à une résistance pure de 600 ohms est approprié non seulement à des mesures de niveau, mais (avec des appareils additionnels adéquats) à des mesures d'impédances, d'affaiblissement d'équilibrage, de gain et de diaphonie.

C. HYPSOMÈTRES POUR CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES ET POUR CIRCUITS POUR TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

a) *Bande de fréquences*

L'hypsomètre pour circuits téléphoniques doit être approprié à des mesures effectuées dans la bande de fréquences comprise entre 300 et 3 400 Hz au moins; l'hypsomètre pour circuits pour transmissions radiophoniques doit être approprié à des mesures effectuées dans la bande de fréquences comprise entre 50 et 10 000 Hz au moins ***).

*) Pour des mesures très précises, il est désirable d'avoir des générateurs avec une bande de fréquences plus large.

**) On utilise encore à l'heure actuelle des générateurs délivrant d'autres valeurs de tension.

***) Pour des mesures très précises, il est désirable d'avoir des hypsomètres avec une bande de fréquences plus large.

b) *Impédance d'entrée*

Le module de l'impédance d'entrée doit être élevé par rapport à 600 ohms, par exemple supérieur à 20 000 ohms.

Quelquefois il est désirable que, par commutation, l'impédance d'entrée puisse prendre une valeur de 600 ohms $\pm$ 2%.

Dans les deux cas l'impédance d'entrée doit être symétrique par rapport à la terre. Cette symétrie doit être de 6 N (52 db) au moins.

c) *Graduations*

L'hypsomètre doit être gradué en valeurs de niveau absolu de tension (en népers ou en décibels) par échelons au moins de 0,05 néper ou de 0,5 décibel. L'étalonnage doit être effectué par rapport à la valeur efficace de tensions sinusoïdales.

d) *Intervalle et précision de mesure*

A la fréquence 800 Hz, les valeurs de niveau comprises entre + 2 et — 2 népers (ou + 20 et — 20 décibels) au moins doivent pouvoir être mesurées avec une précision de $\pm$ 0,02 néper (ou $\pm$ 0,2 décibel).

Dans toute la bande des fréquences, les valeurs de niveau comprises entre + 2 et — 2 népers (ou entre + 20 et — 20 décibels) doivent pouvoir être mesurées avec une précision de $\pm$ 0,04 néper (ou $\pm$ 0,4 décibel).

Remarque. — Pour faire des mesures très précises, il est désirable d'avoir des générateurs ayant une bande de fréquences plus large.

D. Hypsographes (appareils pour l'enregistrement automatique des niveaux absolus de tension aux différentes fréquences)

Les hypsographes employés sur les circuits internationaux d'Europe (circuits téléphoniques commerciaux et circuits normaux pour transmissions radiophoniques) doivent satisfaire aux conditions suivantes:

a) *Bande de fréquences*

de 30 à 10 000 Hz au moins *).

b) *Loi de succession des fréquences dans le temps* (voir fig. 13)

de 0 à 100 Hz, échelle linéaire,
de 100 à 10 000 Hz, échelle logarithmique,

se succédant d'une manière continue en allant des fréquences basses vers les fréqeunces élevées.

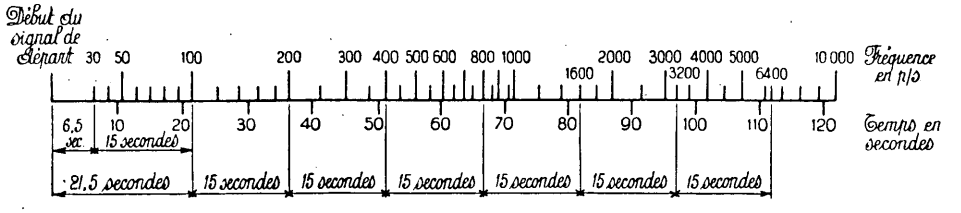


Figure 13
Loi de succession des fréquences recommandée pour l'hypsographe.

*) Pour des mesures très précises, il est désirable d'avoir des hypsographes avec une bande de fréquences plus large.

c) *Durée d'émission et vitesse d'enregistrement*

Durée d'émission de la bande allant de 30 à 100 Hz, 15 secondes;

Durée d'émission d'une octave dans la bande allant de 100 à 10 000 Hz, 15 secondes;

Vitesse du papier sur l'enregistreur, 2 mm/s (7 200 mm/h) par exemple, avec une tolérance de ± 2%.

Remarque. — Pour certains buts il peut être convenable de diminuer ou d'augmenter la durée d'émission d'une octave et la vitesse du papier sur l'enregistreur. Les valeurs supplémentaires suivantes sont usuelles:

pour le temps d'émission	7,5 s/octave	et 60 s/octave
pour la vitesse du papier	0,5 mm/s	et 4 mm/s
dans des cas extrêmes	30 mm/h	

Il est commode de prévoir à la station émettrice un dispositif supprimant pendant un temps très court la tension émise à des fréquences convenues d'avance, afin de pouvoir identifier les fréquences à la station réceptrice.

d) *Signal de départ*

Un signal est émis à la station émettrice 6,5 secondes avant que l'on n'émette en ligne la fréquence de mesure 30 Hz.

Les caractéristiques de ce signal sont:

Fréquence du signal	1 300 Hz ± 2%;
Durée du signal	comprise entre 1 et 2,5 secondes.

La tension au départ de ce signal doit être la même que la tension au départ pour les mesures.

Lorsque la sensibilité du dispositif récepteur est réglée de telle manière que le niveau le plus élevé que l'on rencontre produise une élongation de toute l'échelle de l'instrument de mesure, le dispositif récepteur ainsi réglé doit fonctionner à coup sûr, sous l'action du signal de départ transmis par le dispositif émetteur au moyen d'une ligne dont l'affaiblissement est égal à 2 népers.

e) *Dispositif émetteur*

Pour les mesures sur les circuits téléphoniques commerciaux:

le dispositif émetteur est réglé de telle sorte qu'il ait une impédance de module égal à 600 ohms et d'argument nul et une force électromotrice égale à 1,55 volt.

Pour les mesures sur les circuits pour transmissions radiophoniques:

le dispositif émetteur doit avoir une impédance intérieure faible (de module inférieur à 30 ohms) et une force électromotrice de 2,2 volts et 4,4 volts *) (1,04 et 1,73 népers = 9 et 15 décibels).

f) *Intervalle et précision de mesure*

La précision des mesures effectuées avec l'hypsographe devra être au moins de ± 0,05 néper (ou ± 0,5 décibel) dans l'intervalle d'enregistrement pour lequel l'appareil présente la plus grande précision. Pour atteindre ce degré de précision, on peut prévoir des dispositifs permettant de lire, dans l'intervalle de mesure pour

*) On utilise encore à l'heure actuelle des dispositifs émetteurs délivrant d'autres valeurs de tension.

lequel la précision est la plus grande, des niveaux dont les valeurs sont comprises entre + 2 et — 2 népers (ou entre + 20 et — 20 décibels). Les valeurs de niveau comprises entre — 2 et — 3,5 népers (ou entre — 20 et — 30 décibels) ne doivent être considérées que comme des indications. L'intervalle d'enregistrement du dispositif récepteur doit avoir une étendue d'au moins 3 népers ou 25 décibels, sans qu'il soit nécessaire de manœuvrer un commutateur.

E. Hypsoscopes (appareils pour l'observation immédiate des niveaux absolus de tension aux différentes fréquences)

Les hypsoscopes fonctionnent d'après le même principe de mesure que les hypsographes (voir page 101) mais ils se distinguent de ceux-ci par une plus grande vitesse de l'émission de la bande de fréquences et de l'enregistrement. On y utilise pour l'enregistrement un tube à rayons cathodiques. Les valeurs mesurées apparaissent sur l'écran sous forme de courbe lumineuse.

a) *Bande de fréquences*

pour circuits téléphoniques 300 à 3 400 Hz au moins,
pour circuits radiophoniques 50 à 10 000 Hz au moins.

b) *Loi de succession des fréquences dans le temps*

Emission périodique d'une suite de fréquences continue allant des fréquences basses vers les fréquences élevées avec une échelle logarithmique par rapport au temps et le cas échéant avec la même vitesse en retour vers les fréquences basses.

Durée d'émission de la bande de fréquences totale:

pour circuits téléphoniques 0,5 seconde environ,
pour circuits radiophoniques 3 secondes environ.

c) *Dispositif émetteur*

Pour les mesures sur les circuits téléphoniques commerciaux:

le dispositif émetteur est réglé de telle sorte qu'il ait une impédance de module égal à 600 ohms et d'argument nul et une force électromotrice égale à 1,55 volt.

Pour les mesures sur les circuits pour transmissions radiophoniques:

le dispositif émetteur doit avoir une impédance intérieure faible (de module inférieur à 30 ohms) et une force électromotrice de 2,2 volts et 4,4 volts (1,04 et 1,73 néper = 9 et 15 décibels).

d) *Synchronisation du dispositif récepteur au dispositif émetteur*

Le dispositif récepteur est muni d'un discriminateur de fréquence qui fournit une tension approximativement proportionnelle au logarithme de la fréquence. Cette tension — suffisamment amplifiée — est utilisée pour la déviation horizontale du rayon cathodique.

L'écran lumineux de l'oscilloscope est muni d'un transparent gradué en fréquences suivant l'échelle horizontale et en népers ou décibels suivant l'échelle verticale.

e) *Intervalle et précision de mesure*

La précision des mesures effectuées avec l'hypsoscope devra être au moins de ± 0,05 néper (ou ± 0,5 décibel) dans l'intervalle d'enregistrement pour lequel

l'appareil présente la plus grande précision. Pour atteindre ce degré de précision, on peut prévoir des dispositifs permettant de lire, dans l'intervalle de mesure pour lequel la précision est la plus grande, des niveaux dont les valeurs sont comprises entre + 2 et — 2 népers (ou entre + 20 et — 20 décibels). Les valeurs de niveaux comprises entre — 2 et — 3,5 népers (ou entre — 20 et — 30 décibels) ne doivent être considérées que comme des indications.

L'intervalle d'enregistrement du dispositif récepteur doit avoir une étendue d'au moins 2,3 népers ou 20 décibels, sans qu'il soit nécessaire de manœuvrer un commutateur.

1.3. **Mesure du gain d'un répéteur**

Généralités

Le but de cette mesure est de vérifier le fonctionnement des répéteurs lorsque le réglage du gain se trouve avoir la valeur normale en service.

Dans le cas d'amplificateurs présentant une forte contre-réaction, la mesure du gain ne présente d'intérêt que pour vérifier si la caractéristique du gain en fonction de la fréquence a l'allure prescrite.

Le montage de mesure dans son ensemble doit être symétrique par rapport à la terre et doit permettre d'obtenir le résultat à 0,05 néper ou 0,5 décibel près.

Le niveau de mesure est à choisir de telle sorte que d'une part l'amplificateur ne soit pas surchargé et d'autre part que le bruit de fond n'influence pas les résultats de mesure.

Dans le cas de mesures effectuées sur des amplificateurs dont le gain augmente fortement en fonction de la fréquence, il est recommandable d'utiliser des générateurs ayant un coefficient de distorsion harmonique inférieur à 1%, afin que les harmoniques du générateur ne faussent pas le résultat de la mesure.

Dans le cas où l'on mesure le gain de répéteurs à deux fils, le sens de transmission opposé est mis hors de service.

En général, ce qu'on doit déterminer, c'est le gain composite de l'amplificateur fermé sur des impédances égales aux impédances nominales d'entrée et de sortie dans les conditions du service. Il suffit cependant souvent de terminer les deux extrémités de l'amplificateur par des résistances pures dont la valeur correspond aux impédances nominales moyennes.

On connaît un grand nombre de méthodes permettant de mesurer le gain des répéteurs. Deux méthodes seulement, appliquables dans tous les cas pratiques, seront mentionnées ci-dessous, à savoir une méthode de comparaison à un affaiblisseur et une méthode de mesure directe des niveaux d'entrée et de sortie.

On règle l'affaiblissement de l'affaiblisseur C à la valeur A, de manière que l'indication de l'hypsomètre reste invariable lorsque l'on agit sur le commutateur. Le gain composite de l'amplificateur, d'après la définition (voir ci-dessus page 89), est alors égal à

$$\ln \frac{R_1 + R_2}{R_2} - A - \frac{1}{2} \ln \left| \frac{Z_S}{Z_E} \right| \text{ népers}$$

$$\text{ou} \quad 20 \log_{10} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - A - 10 \log_{10} \left| \frac{Z_S}{Z_E} \right| \text{ décibels.}$$

L'affaiblissement A de l'affaiblisseur ne pouvant prendre que des valeurs positives, il faut choisir les résistances R_1 et R_2 de telle façon que la grandeur

$$\ln \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \frac{1}{2} \ln \left| \frac{Z_S}{Z_E} \right|$$

soit toujours supérieure au gain à mesurer.

Méthode 1 (comparaison à un affaiblisseur) (fig. 14)

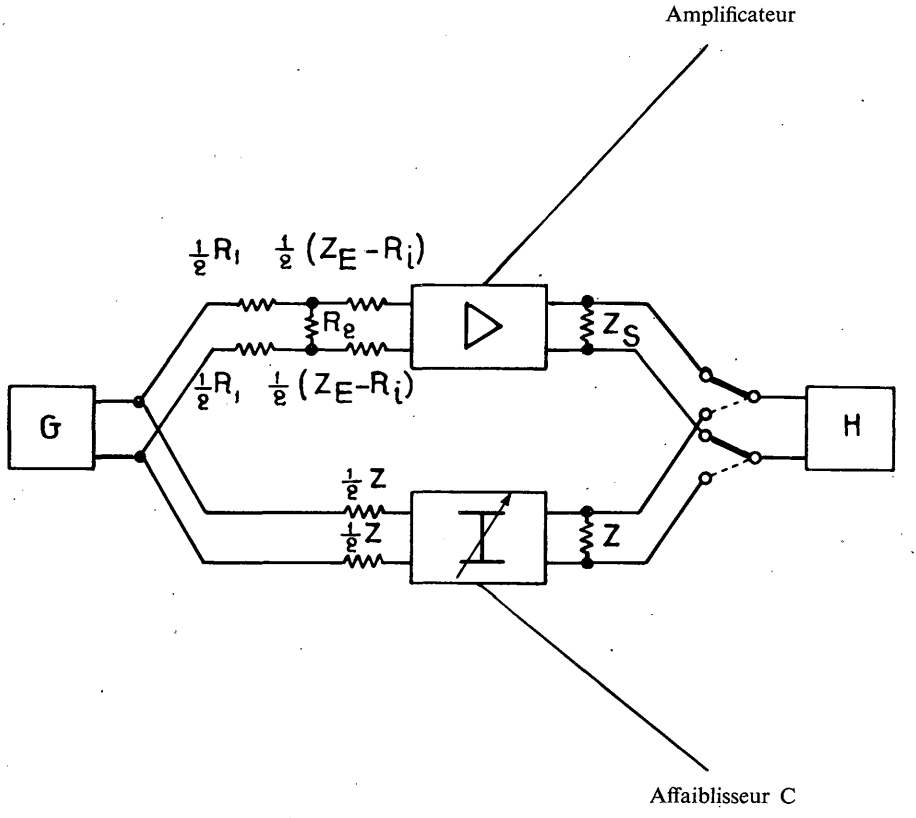


FIGURE 14

G = générateur (par exemple générateur normal)
H = hypsomètre à impédance d'entrée élevée
Z = impédance caractéristique de l'affaiblisseur C
Z_S = impédance de terminaison à l'entrée, dans les conditions du service
Z_E = impédance de terminaison à la sortie dans les conditions du service
R_1, R_2 = affaiblisseur spécial, la résistance $R_1 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ étant fixée à une valeur suffisamment faible par rapport à l'impédance de terminaison Z_E.

Méthode 2 (mesure directe) (fig. 15)

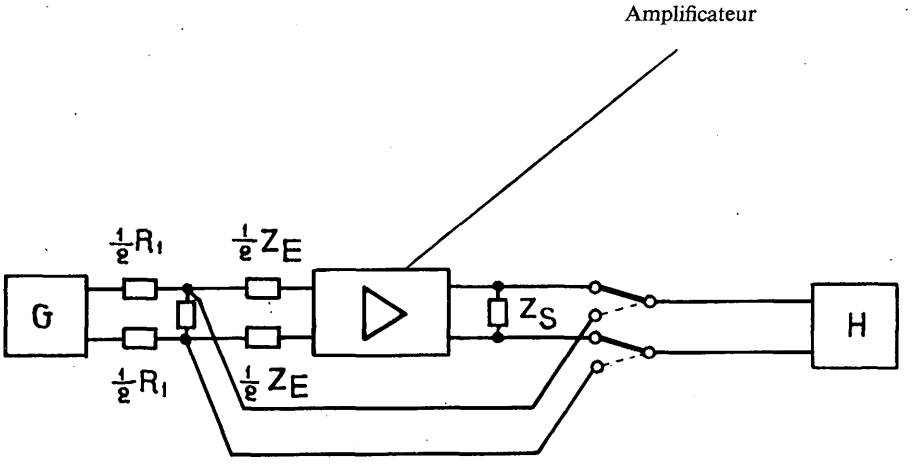


FIGURE 15
(mêmes notations que sur la fig. 14)

On mesure le niveau absolu de tension n_1 aux bornes de la résistance R_2 et le niveau absolu de tension n_2 aux bornes de l'impédance Z_2. Le gain composite de l'amplificateur d'après la définition (voir page 89 ci-dessus) est alors égal à:

$$n_2 - n_1 + 0{,}69 - \frac{1}{2} \ln \left| \frac{Z_S}{Z_E} \right| \text{ népers}$$

$$\text{ou } n_2 - n_1 + 6 - 10 \log_{10} \left| \frac{Z_S}{Z_E} \right| \text{ décibels.}$$

1.4. Mesure des impédances et des déséquilibres de capacité ou d'inductance

1.4.1. Mesures d'impédance en régime permanent

Ces mesures sont généralement effectuées dans le but de s'assurer que l'impédance des différents éléments qui constituent le circuit téléphonique est comprise entre les limites prescrites pour garantir le fonctionnement correct du circuit lui-même.

D'une façon générale, les montages employés en téléphonie pour les mesures d'impédance comprennent d'une part des montages « à zéro » (type pont de Wheatstone) qui fournissent, après l'annulation de la tension entre deux points convenables du montage, la valeur de l'impédance en partie réelle et en partie imaginaire ou (plus rarement) en module et argument — et d'autre part des montages « à lecture directe » (du type à pont ou du type ohmmètre), qui permettent en général seulement la lecture du module de l'impédance sur un appareil convenable, sans recourir aux manœuvres de recherche du zéro.

Dans le choix des appareils de mesure, on doit considérer les éléments relatifs aux caractéristiques soit du générateur, soit de l'appareil de mesure d'impédance proprement dit (pont); soit encore, pour la mesure de valeurs faibles, aux caractéristiques de l'amplificateur de mesure.

Il est nécessaire, en ce qui concerne le générateur, de fixer la bande de fréquence où sont effectuées les mesures, ainsi que la précision et la stabilité de la fréquence, le coefficient de distorsion harmonique (qui doit être assez réduit, particulièrement lorsqu'on n'a pas recours à des amplificateurs de mesure sélectifs). On doit aussi fixer la puissance maximum à fournir, puissance qui doit être proportionnelle à la puissance maximum applicable à l'objet à mesurer. Le générateur doit en outre permettre d'obtenir à volonté — avec la précision nécessaire — au moyen de boutons à positions fixes ou à variation continue, des fréquences suffisamment rapprochées pour les exigences de la mesure. De plus on devra avoir la possibilité de faire varier la puissance du même générateur de façon à appliquer à l'objet en cours de mesure une tension compatible avec ses caractéristiques et éventuellement avec ses conditions d'emploi. Cette dernière condition n'est en général pas satisfaite par les montages de mesure « à lecture directe » dans lesquels la tension fournie par le générateur à l'appareil de mesure doit avoir une valeur bien définie, ce qui ne permet pas de régler la tension aux extrémités de l'objet mesuré. Dans ces montages, le générateur est souvent incorporé à l'appareil de mesure proprement dit.

Pour le choix de l'appareil de mesure d'impédance proprement dit (pont), on doit fixer la bande de fréquences (analogue à celle du générateur), les valeurs limites d'impédance qu'on peut mesurer (ces limites étant exprimées en partie réelle et en partie imaginaire, ou en module et argument, ou encore seulement en module dans le cas d'appareils de mesure à lecture directe), et la précision avec laquelle on doit effectuer la mesure.

Pour le choix de l'amplificateur de mesure, il est nécessaire de fixer la bande de fréquences (analogue à celle du générateur) ainsi qu'une sensibilité apte à permettre une bonne écoute même de signaux avec une valeur de tension de quelques microvolts (1 à 5 microvolts).

En outre, il est nécessaire que ces amplificateurs permettent un réglage du gain dans un très large intervalle. Pour les mesures aux fréquences acoustiques, l'amplificateur n'est généralement pas sélectif; pour les mesures supra-acoustiques on emploie généralement un amplificateur hétérodyne sélectif.

Dans les montages « à lecture directe » l'amplificateur de mesure n'est pas à considérer car en règle générale, il constitue, avec l'instrument sur lequel on lit le module de l'impédance, une partie intégrante de l'instrument de mesure proprement dit, et ses caractéristiques sont rigoureusement liées aux caractéristiques de l'appareillage. Dans la plupart des cas, dans de tels montages l'appareil de mesure n'est pas sélectif, même pour les fréquences supra-acoustiques.

Les systèmes à lecture directe permettent une précision de mesure notablement inférieure à la précision qu'on peut obtenir par les systèmes « à zéro » (l'erreur est en général de l'ordre de 5 à 10%) et par suite leur usage est limité aux mesures normales de maintenance et de localisation des dérangements, ainsi qu'à toutes les autres mesures dans lesquelles on préfère une grande rapidité à une grande précision.

En considérant les différents types de circuits soumis à des mesures d'impédance, on donne ci-après une classification générale des principales caractéristiques à exiger pour les appareils nécessaires dans les méthodes de mesure « à zéro », tandis que pour des mesures particulières (par exemple mesures sur des condensateurs, sur des bobines, etc.) des caractéristiques différentes de celles qui sont indiquées ci-dessous peuvent être nécessaires; ces dernières se réfèrent donc essentiellement aux mesures sur les lignes et sur les amplificateurs.

A. Mesures sur les circuits a fréquences vocales

A — 1. *Générateur*

a) Bande de fréquences: 20—20 000 Hz.

Cette bande de fréquences suppose que l'on peut avoir à mesurer des circuits pour transmissions radiophoniques.

Lorsqu'on doit seulement mesurer des circuits téléphoniques, la bande de fréquences pourra être limitée jusqu'à un minimum de 200—4 000 Hz.

b) Précision de la fréquence: $\pm$ 2%.

c) Puissance de sortie: variable d'une façon continue, ou par échelons suffisamment rapprochés, jusqu'à une valeur maximum d'au moins 200 mW, mesurée sur 600 ohms.

Des générateurs sont aujourd'hui en construction courante dans cette bande de fréquences avec une puissance maximum sensiblement supérieure à la puissance indiquée ci-dessus: par suite, le cas échéant, il sera préférable de s'orienter vers des puissances plus élevées.

d) Coefficient de distorsion harmonique: inférieur à 2% pour toutes les fréquences supérieures à 50 Hz.

A — 2. *Appareil de mesure proprement dit*

a) Intervalle de mesure: l'appareil doit permettre de mesurer, dans toute la bande de fréquences susdite, des impédances ayant un module compris entre 1 et 10 000 ohms et un argument compris entre — 90° et + 90°.

Toutefois, lorsqu'on ne prévoit pas une utilisation générale du pont, l'intervalle de mesure susdit pourra être opportunément limité, spécialement en ce qui concerne la valeur de l'argument.

b) Précision de l'appareil: $\pm$ 1%.

c) Sortie de l'appareil vers l'objet à mesurer: symétrique.

B. Mesures sur les systèmes a courants porteurs sur paires symétriques

B — 1. *Générateur*

a) Bande de fréquences: 200—400 000 Hz.

Cette bande de fréquences suppose des systèmes à 60 voies. Dans le cas où il y a un nombre inférieur de voies, la bande de fréquences pourra être convenablement limitée.

b) Précision de la fréquence: $\pm$ 2%.

c) Puissance à la sortie: variable d'une façon continue, ou par échelons suffisamment rapprochés, jusqu'à une valeur maximum d'au moins 100 mW, mesurée sur 150 ohms.

Même dans ce cas, si possible, des valeurs de puissance maximum supérieures à la valeur indiquée ci-dessus seraient préférables.

d) Coefficient de distorsion harmonique: inférieur à 5%.

B — 2. *Appareil de mesure proprement dit*

a) Intervalle de mesure. L'appareil doit permettre de mesurer dans la bande de fréquences susdite, des impédances ayant un module compris entre 1 et 10 000 ohms et un argument compris entre — 90° et + 90°.

Même dans ce cas, l'intervalle de mesure pourra être convenablement réduit, lorsque l'appareil est destiné à des usages particuliers bien définis.

b) Précision de l'appareil: ± 2%.

c) Sortie de l'appareil vers l'objet à mesurer: symétrique.

C. Mesures sur les systèmes a courants porteurs sur paires coaxiales

C — 1. *Générateur*

a) Bande de fréquences: 50—10 000 kHz.

Cette bande de fréquences pourra être convenablement limitée ou élargie, selon les besoins réels du système (téléphonique ou télévisuel) employé.

b) Précision de la fréquence: 2%.

c) Puissance de sortie: variable d'une façon continue, ou par échelons suffisamment rapprochés, jusqu'à une valeur maximum d'au moins 50 mW, mesurée sur 75 ohms.

Même dans ce cas, si possible, des valeurs de puissance maximum supérieures à la valeur indiquée ci-dessus seraient préférables.

d) Coefficient de distorsion harmonique: inférieur à 5%.

C — 2. *Appareil de mesure proprement dit*

a) Intervalle de mesure: l'appareil doit permettre de mesurer dans la bande de fréquences susdite, des impédances dont le module est compris entre 0,1 et 1 000 ohms et l'argument entre + 90° et — 90°.

Même dans ce cas, l'intervalle de mesure pourra être convenablement réduit, s'il s'agit d'un appareil destiné à des usages particuliers bien définis.

b) Précision de l'appareil: ± 2%.

c) Sortie de l'appareil vers l'objet à mesurer: dyssymétrique.

D. Mesures de l'impédance de lignes sans répéteur

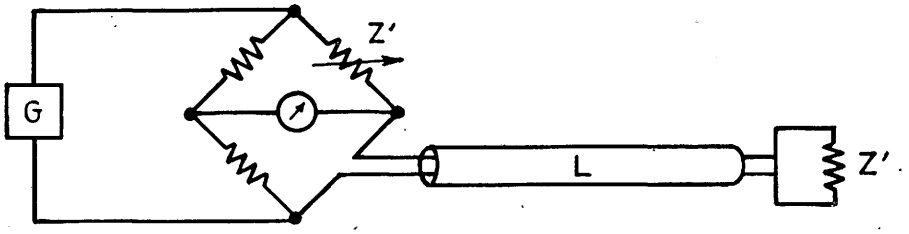
Dans le cas de lignes sans répéteur, par exemple des longueurs de fabrication ou une section d'amplification de câble, il s'agit normalement de déterminer l'impédance caractéristique et sa variation en fonction de la fréquence.

La méthode la plus connue est de mesurer les impédances d'entrée Z_1 et Z_2, l'autre extrémité de la ligne étant respectivement à circuit ouvert et en court-circuit. L'impédance caractéristique est donnée par $Z_C = \sqrt{Z_1 Z_2}$. Quand on mesure l'impédance caractéristique d'une paire coaxiale aux fréquences élevées on peut éviter des opérations complexes en choisissant les fréquences de mesure de telle façon que les multiples des quarts de la longueur d'onde soient égaux à la longueur du câble. En ce cas Z_1, Z_2 et Z_C sont des grandeurs pratiquement réelles.

Cette méthode de mesure a l'inconvénient — surtout quand il s'agit d'effectuer les mesures sur de courtes longueurs de câble — qu'il faut mesurer des impédances très faibles et très élevées avec une exactitude suffisamment grande. Ne disposant parfois pas d'appareils de mesure appropriés on peut se servir de la méthode suivante:

L'impédance caractéristique d'une ligne (à une fréquence déterminée) est égale à l'impédance d'entrée si l'autre extrémité de la ligne est bouclée sur l'impédance

caractéristique en question. Cette impédance étant inconnue, on boucle d'abord l'autre extrémité du câble sur une impédance Z' dont un suppose qu'elle ait la valeur de l'impédance caractéristique.



L — ligne à mesurer FIGURE 16

L'impédance variable du pont est de même réglée sur la valeur Z' (voir fig. 16). Après cela on commence à faire varier les deux impédances Z' — en les maintenant égales entre elles — jusqu'à ce que le pont soit équilibré (la variation peut s'effectuer par exemple par un accouplement mécanique, si l'on mesure le câble sur le touret). L'impédance caractéristique est alors égale à cette impédance Z' spécifiée.

L'affaiblissement d'un câble long (par exemple d'une section d'amplification) étant suffisamment élevé, l'impédance de bouclage à l'extrémité du câble n'a presque pas d'influence; il suffit de boucler le câble sur son impédance nominale.

Une autre méthode pour mesurer l'impédance caractéristique d'une paire coaxiale a été indiquée dans l'annexe 37 ci-après. Voir aussi: G. FUCHS, Nouvelle méthode de mesure des écarts d'impédance des paires concentriques, *Revue Générale d'Electricité*, tome 55, mars 1956, pages 109 à 117.

1.4.2. **Mesures d'impédance en régime transitoire**

Sur les câbles à paires coaxiales on effectue généralement des mesures d'impédance même en régime transitoire au moyen d'appareils à impulsions (échomètres), dont la constitution est sensiblement plus complexe que celle des appareils normaux pour les mesures d'impédance en régime permanent. La technique des mesures effectuées avec des impulsions a été surtout développée dans le but de contrôler la régularité d'impédance le long d'une section, plus ou moins longue, de paire coaxiale.

La mesure est effectuée en envoyant une série d'impulsions de durée convenable sur la paire qu'on doit mesurer: chaque impulsion est partiellement réfléchie par les différentes irrégularités qui se rencontrent le long de la paire coaxiale, et partant, il est possible, en recueillant d'une manière convenable sur un oscillographe la trace de ces réflexions, de relever et localiser toutes les irrégularités, en évaluant aussi l'affaiblissement de réflexion correspondant.

Ces appareils permettent en outre, presque toujours, l'évaluation de l'impédance d'entrée de la paire coaxiale mesurée par une méthode convenable de comparaison. La valeur d'impédance, ainsi mesurée, doit être considérée comme valable à une fréquence particulière fixée pour chaque type d'échomètre.

La précision de mesure qu'on peut obtenir par cette méthode est généralement très grande (de l'ordre de 1 %). Cependant il faut tenir compte de ce que cette précision de mesure doit être référée au quadripôle ou au câble utilisé pour la comparaison. En outre presque toujours les appareils de ce type ne permettent de lire que le module de l'impédance sans donner aucune indication sur son argument.

Les caractéristiques fondamentales des échomètres sont la durée, la fréquence de répétition, la forme et la valeur de crête des impulsions envoyées.

Généralement, pour les échomètres du type susdit, la durée des impulsions est comprise entre 0,05 microseconde et 0,25 microseconde.

Outre les échomètres ci-dessus, qui sont principalement destinés au contrôle de la régularité d'impédance des paires coaxiales, on construit des échomètres spécialement destinés aux localisations de défauts. Ces appareils ne permettent pas d'apprécier de petites irrégularités d'impédance, mais seulement les défauts assez importants, dus à des causes accidentelles postérieures à la mise en service. Par contre, ils permettent d'explorer des longueurs de câble beaucoup plus grandes, puisqu'ils employent des impulsions de durées sensiblement plus longues que celles mentionnées ci-dessus. Ces appareils qu'on emploie sur les paires symétriques et sur les lignes en fils nus aériens, ainsi que sur les paires coaxiales, ne permettent en général pas la mesure de l'impédance d'entrée.

A titre d'information, voir aussi les articles suivants:

FUCHS, G.: Réflexions dues aux irrégularités d'impédance dans un câble coaxial, *Câbles et Transmission*, 1953, cahier 2, p. 122 à 141.

KRÜGEL, L.: Über eine Methode zur quantitativen Bestimmung von Inhomogenitäten in Breitbandkabeln mit Hilfe von Impulsen, *Fernmeldetechnische Zeitschrift*, janvier 1954, no 1, pp. 3 à 9.

KADEN, H.: Über das Verhalten von Kabeln mit Wellenwiderstandsschwankungen bei Fernseh- und Messimpulsen, *Archiv für Elektrische Übertragung* (A.E.U.), tome 7 1953, pp. 191 à 198.

Remarque. — Pour plus de détails, voir la section 2 ci-après, qui est entièrement consacrée aux mesures en régime transitoire, et les annexes correspondantes.

1.4.3. **Mesure des déséquilibres de capacité**

Pour les définitions des déséquilibres de capacité, voir le tome III du *Livre Vert*, pages 129 à 132.

On mesure les déséquilibres de capacité:

— à l'usine en vue de contrôler la production des longueurs de fabrication des câbles,

— au cours du raccordement et de l'équilibrage des câbles, sur des longueurs de fabrication ou sur des groupes de ces longueurs, et en tout cas sur des longueurs petites par rapport à la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée à transmettre.

L'appareil de mesure est un pont, dans lequel un condensateur différentiel étalonné en picofarads (pF) donne directement la valeur et le signe du déséquilibre cherché.

L'appareil doit comporter les organes de commutation nécessaires afin que, la quarte à essayer ayant été reliée, il soit possible de mesurer successivement les six déséquilibres de la quarte même.

Le point milieu des bras de proportion doit être accessible sur le panneau de l'appareil pour qu'il soit possible, lors de mesures de déséquilibres externes, de porter les autres conducteurs du câble au même potentiel que les conducteurs soumis aux mesures.

On obtient cela dans les appareils de type plus ancien, dans lesquels les bras de proportion sont constitués par des résistances, en reliant les conducteurs du câble

au point milieu des bras de proportion à travers une résistance variable, réglée comme il convient dans chaque cas.

Dans les appareils modernes, les bras de proportion sont constitués par une bobine à faible résistance à borne centrale de sorte que les conducteurs du câble, reliés à ladite borne, se trouvent pratiquement au même potentiel que les conducteurs soumis aux mesures.

Il est recommandable que l'appareil soit pourvu d'une conductance différentielle variable, pour la compensation de déséquilibres éventuels de conductance, afin de rendre plus nette la mesure des déséquilibres de capacité.

Il n'est pas nécessaire, en général, que cette conductance variable soit étalonnée, toutefois cela peut être utile en quelques cas.

Le condensateur différentiel doit fournir des lectures jusqu'à $\pm$ 200 pF environ.

L'échelle doit avoir une étendue suffisante pour qu'il soit possible de la graduer par échelons de 5 pF bien lisibles.

L'intervalle de mesure doit pouvoir s'étendre jusqu'à $\pm$ 1 000 à 1 500 pF au moins, au moyen de condensateurs additionnels étalonnés, qui peuvent être insérés au moyen de commutateurs.

Il est parfois utile de mesurer avec précision des déséquilibres de très faible valeur; il est recommandable de prévoir dans ce but la possibilité de réduire à l'aide d'un commutateur l'indication maximum du condensateur à 1/5 ou 1/10 de celle indiquée ci-dessus.

Les déséquilibres de capacité ne varient pas, en pratique, avec la fréquence; par conséquent leur mesure peut être exécutée aux fréquences vocales, même s'il s'agit de câbles destinés à être exploités avec des courants porteurs.

Il est toutefois opportun que l'appareil puisse aussi être employé pour des mesures à des fréquences supérieures aux fréquences de coupure des circuits pupinisés, car il peut parfois être utile de contrôler les déséquilibres de capacité dans des sections de pupinisation de câbles déjà posés sans qu'il soit nécessaire de couper les circuits aux points de pupinisation.

A l'exception de ce cas particulier, on peut employer comme générateur un oscillateur à 1 000 Hz environ; il n'est pas nécessaire que cet oscillateur réponde à des caractéristiques particulières en ce qui concerne la distorsion harmonique.

1.4.4. **Mesure des déséquilibres d'inductance**

On mesure d'ordinaire les déséquilibres d'inductance en usine, en vue de contrôler la production des longueurs de câble et, en particulier, on exécute ces mesures sur des câbles à paires symétriques qui seront utilisés avec des systèmes à courants porteurs.

On peut aussi effectuer ces mesures au cours de l'équilibrage des circuits lors de la pose des câbles; mais en général, dans ce cas, il est recommandable de mesurer et d'équilibrer les admittances mutuelles résultant de la composition des effets des déséquilibres d'inductance et des déséquilibres de capacité.

Pour les mesures des déséquilibres d'inductance, on utilise des appareils basés sur le principe suivant.

Sur le circuit perturbateur, qui est mis en court circuit à l'extrémité éloignée, on envoie un courant qui donnera lieu à une force électromotrice induite sur le circuit perturbé, lui aussi mis en court circuit à l'extrémité éloignée. Une fraction du même courant, après avoir traversé des circuits constitués par des éléments

variables et dûment étalonnés, donne lieu à son tour à une force électromotrice induite sur le circuit perturbé. On fait en sorte que la force électromotrice résultante sur le circuit perturbé soit nulle, ce qui peut s'obtenir en agissant sur les éléments variables: de la graduation de ces derniers on peut déduire les composantes réelle et imaginaire du déséquilibre inductif.

Il convient que l'intervalle maximum de mesure de l'appareil soit de l'ordre de 1 000 nanohenrys (nH), avec différents intervalles de mesure, par exemple: 0 à 1, 0 à 10, 0 à 100, 0 à 1 000 nH. En général, les déséquilibres d'inductance varient avec la fréquence en module et en phase, et en particulier dans la bande de fréquences comprise entre zéro et quelques centaines ou milliers de hertz. Il est donc recommandable que les mesures soient effectuées à plusieurs fréquences dans la bande de fréquences à transmettre ou du moins que les mesures soient effectuées à une fréquence assez élevée pour qu'on puisse admettre qu'il n'y aura pas de variations sensibles dans la bande de fréquence considérée.

Du fait que les déséquilibres varient avec la fréquence, il est recommandable que l'oscillateur ait un coefficient de distorsion harmonique de faible valeur; toutefois cette caractéristique n'est pas essentielle si le récepteur est de type sélectif.

1.5. Mesure des affaiblissements d'équilibrage, des affaiblissements de régularité, des affaiblissements d'adaptation et des affaiblissements des courants d'écho

1.5.1. Mesure des affaiblissements d'équilibrage

Cette mesure s'effectue au moyen de l'équilibromètre:

L'équilibromètre représenté schématiquement sur la figure consiste en un transformateur différentiel T que l'on relie à un générateur G, à la ligne Z dont on veut déterminer l'affaiblissement d'équilibrage et à l'équilibreur W de cette ligne.

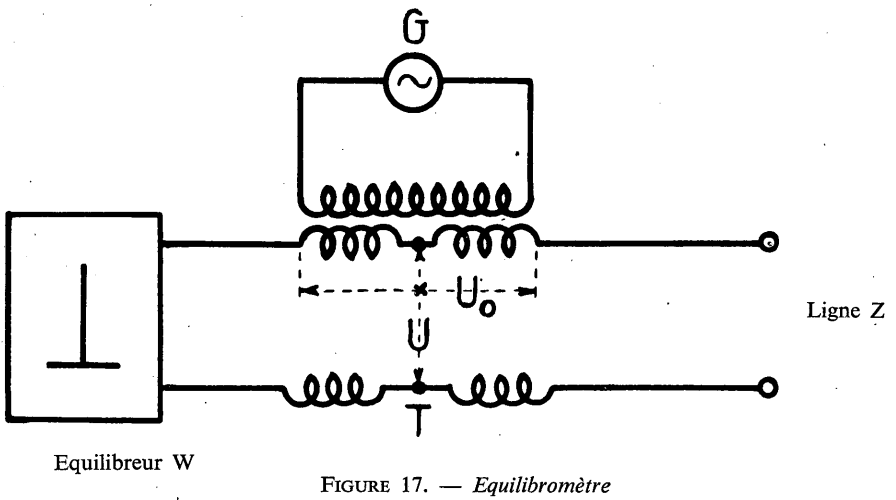


FIGURE 17. — *Equilibromètre*

Par définition *), si Z est l'impédance d'entrée du circuit à la fréquence f engendrée par le générateur G et si W est l'impédance de l'équilibreur à cette fréquence, l'affaiblissement d'équilibrage, exprimé en décibels, est:

*) *Projet de répertoire des définitions des termes essentiels utilisés en téléphonie*, terme C 31.

$$A = 20 \log_{10} \left| \frac{W + Z}{W - Z} \right|$$

c'est-à-dire vingt fois le logarithme décimal du module du rapport de la somme $W + Z$ à la différence $W - Z$, ou, exprimé en népers:

$$A = \ln \left| \frac{W + Z}{W - Z} \right|$$

Si, d'autre part, U_o et U désignent les tensions mesurées aux bornes du transformateur T, comme il est indiqué sur la figure 17, on a:

$$U = \frac{W}{W + Z} \times 2\,U_o - 2 \times \frac{U_o}{2}$$

d'où

$$\frac{W + Z}{W - Z} = \frac{U_o}{U}$$

et

$$A = \ln \left| \frac{W + Z}{W - Z} \right| = \ln \left| \frac{U_o}{U} \right| \text{ népers}$$

ou

$$A = 20 \log_{10} \left| \frac{W + Z}{W - Z} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{U_o}{U} \right| \text{ décibels}$$

Première méthode

Pour mesurer la différence de potentiel U on utilise un amplificateur-redresseur ayant une impédance d'entrée assez grande pour éviter une erreur appréciable due au courant absorbé par cet amplificateur-redresseur. L'instrument de mesure placé à la sortie de cet amplificateur-redresseur n'est pas gradué en volts, mais en décibels, et donne la valeur relative de la tension appliquée à ses bornes d'entrée par rapport à U_o. Au lieu de mesurer la tension U_o, on étalonne l'appareil en substituant à la ligne (circuit) et à son équilibreur deux résistances dont le rapport correspond à une division bien déterminée de la graduation en décibels de l'instrument de mesure, et on règle l'appareil pour que l'aiguille soit en regard de cette division. Cela fait, on substitue, aux deux résistances utilisées pour l'étalonnage, le circuit et son équilibreur et on lit directement sur le cadran de réglage et sur la graduation de l'instrument de mesure la valeur en décibels de l'affaiblissement d'équilibrage. Si les bornes « ligne » ou les bornes « équilibreur » étaient isolées ou en court-circuit, U deviendrait égal à $2\,\frac{U_o}{2}$ et l'appareil indiquerait « zéro décibel ».

Deuxième méthode

Pour mesurer les tensions U_o et U on peut utiliser un hypsomètre étalonné en niveaux absolus de tension et ayant une impédance d'entrée très élevée. L'affaiblissement d'équilibrage est donné par la différence

$$A = n_o - n \quad ,$$

n_o et n étant les niveaux absolus des tensions U_o et U.

Si la tension U_o est égale à 0,775 volt, l'hypsomètre indique directement l'affaiblissement d'équilibrage

$$A = -n \ .$$

Au lieu du générateur G et de l'hypsomètre on peut utiliser un hypsographe ou un hypsoscope. L'hypsoscope montre directement l'influence d'une variation des valeurs de l'équilibreur en fonction de la fréquence. L'hypsographe donne la courbe de l'affaiblissement d'équilibrage sous forme de document.

Le transformateur différentiel peut être remplacé par un pont de résistances pures (voir fig. 18).

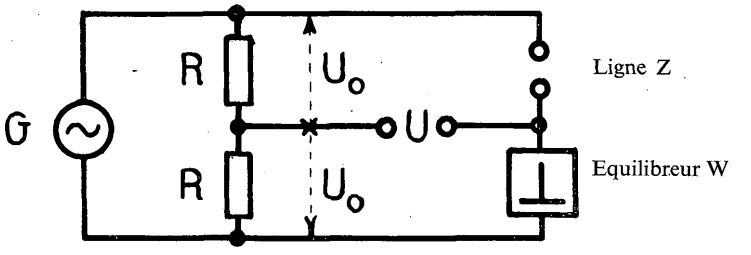


FIGURE 18

Les formules données ci-dessus pour l'affaiblissement d'équilibrage sont encore applicables dans ce cas. Les résistances R doivent être bien équilibrées entre elles et il convient que leur valeur ne soit pas trop élevée (par exemple R à peu près égal à Z).

REMARQUES GÉNÉRALES

1. Par les méthodes décrites ci-dessus, on mesure, à l'aide de l'équilibromètre, l'affaiblissement d'équilibrage d'un circuit à une certaine fréquence *f*. En répétant cette mesure pour diverses fréquences comprises à l'intérieur d'une bande déterminée, on peut tracer la caractéristique « affaiblissement d'équilibrage-fréquence » du circuit téléphonique considéré.

2. Quand on veut simplement s'assurer que l'affaiblissement d'équilibrage d'un circuit reste supérieur à une certaine limite minimum dans une bande de fréquences données, on fait rapidement varier la fréquence de l'oscillateur dans cette bande en maintenant la tension U_o choisie et l'on vérifie que la déviation de l'aiguille de l'instrument de mesure reste toujours supérieure à la valeur minimum requise.

INTERVALLE ET PRÉCISION DE MESURE

L'équilibromètre et les appareils de mesure accessoires doivent permettre de mesurer un affaiblissement d'équilibrage d'au moins 4 népers ou 35 décibels. L'exactitude de mesure devrait être au moins

de $\pm$ 0,1 N ou 1 db dans l'intervalle jusqu'à 2 N ou 18 db,
de $\pm$ 0,2 N ou 2 db dans l'intervalle jusqu'à 4 N ou 35 db.

On peut déterminer la précision des mesures en remplaçant la ligne et l'équilibreur par des impédances dont on connaît les valeurs avec une exactitude suffisante. L'équilibromètre devrait indiquer par exemple un affaiblissement d'équilibrage de 3 népers entre des résistances pures de 600,0 et 663,2 ohms.

1.5.2. **Mesure des affaiblissements de régularité**

Les méthodes indiquées ci-dessus pour la mesure de l'affaiblissement d'équilibrage d'un circuit peuvent s'appliquer à la mesure de l'affaiblissement de régularité d'un circuit, à condition:

1) de terminer ce circuit sur l'impédance-image nominale calculée à partir des valeurs moyennes des constantes primaires (résistance, inductance, perditance et capacité) et

2) de remplacer l'équilibreur par une impédance égale à cette impédance-image nominale.

1.5.3. Mesure des affaiblissements d'adaptation

Les méthodes indiquées ci-dessus pour la mesure de l'affaiblissement d'équilibrage d'un circuit pourraient s'appliquer à la mesure de l'affaiblissement d'adaptation à la jonction entre deux impédances Z et W, à condition de remplacer le circuit et l'équilibreur par ces deux impédances respectivement. Cependant, en général, on mesure séparément les deux impédances Z et W et l'on calcule le coefficient de réflexion $\frac{Z-W}{Z+W}$ où l'affaiblissement d'adaptation

$$\ln \left| \frac{Z+W}{Z-W} \right| \text{ népers} \quad \text{ou} \quad 20 \log_{10} \left| \frac{Z+W}{Z-W} \right| \text{ décibels.}$$

1.5.4. Mesure des affaiblissements des courants d'écho

On mesure l'impédance à l'origine du circuit:

1) dans les conditions normales du service (Z_1);

2) lorsque, en agissant sur les répéteurs, on s'est efforcé de supprimer tous les itinéraires possibles pour les courants d'écho en annulant les gains dans le sens du retour (Z_2). L'affaiblissement des courants d'écho s'en déduit en calculant l'expression

$$\ln \left| \frac{Z_2+Z_1}{Z_2-Z_1} \right| \text{ népers} \quad \text{ou} \quad 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2+Z_1}{Z_2-Z_1} \right| \text{ décibels.}$$

Remarque. — Le transformateur différentiel utilisé pour ces mesures doit avoir un affaiblissement d'équilibrage supérieur à 6,5 népers (56,5 décibels).

1.6. Mesure de la stabilité de la transmission

1.6.1. Détermination du point d'amorçage

Cette détermination s'effectue au moyen d'une des méthodes suivantes:

a) *Méthode du réflectomètre* [reflection measuring set]. — Le réflectomètre (fig. 19) est un termineur (transformateur différentiel) relié d'une part au quadripôle dont on veut mesurer le point d'amorçage (ligne) et d'autre part au quadripôle équivalent mais exempt d'irrégularités d'impédances (équilibreur Z).

Un amplificateur fournissant un gain réglable et constant dans toute la bande des fréquences dans laquelle on veut vérifier le point d'amorçage (300—3 400 Hz, par exemple) est également relié au termineur entre les bornes 1 et 2.

Si le termineur de la figure 19 est bien équilibré, l'affaiblissement entre les bornes 1 et 2 est, puisque les courants entrant dans la ligne sont séparés de ceux qui en sortent sous forme d'ondes réfléchies ou d'échos:

$$\ln \left| \frac{Z+W}{Z-W} \right| + \ln 2.$$

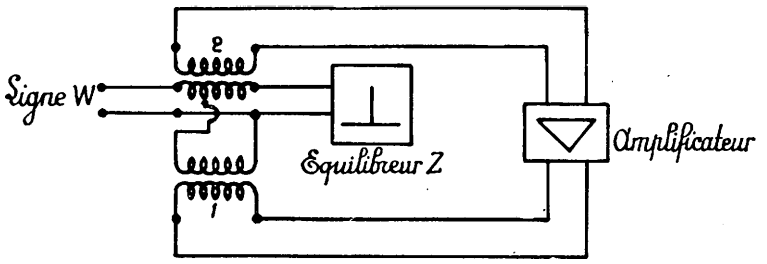


FIGURE 19. — *Réflectomètre*

Par suite, il ne se produira un amorçage d'oscillations que lorsque le gain du répéteur sera réglé à la valeur ci-dessus, c'est-à-dire sera égal à $K_e + \ln 2$.

La mesure du point d'amorçage consiste donc à régler le gain de l'amplificateur juste au point où les oscillations entretenues s'amorcent. Si K est le gain en népers de l'amplificateur ainsi réglé, le point d'amorçage cherché est, en népers:

$$K_e = K - \ln 2$$

Pour étalonner l'amplificateur (sur le potentiomètre duquel on lit en général directement la valeur en népers du point d'amorçage), on peut substituer à la ligne et à son équilibreur deux résistances dont la différence correspond à un point d'amorçage bien connu (de 3,0 népers ou 26 décibels, par exemple).

b) *Méthode de l'utilisation d'un répéteur à deux fils.* — Pour mesurer le point d'amorçage à une station de répéteurs sur un circuit à deux fils, on peut, au lieu d'utiliser un réflectomètre, se servir du répéteur même du circuit au moyen des montages suivants:

1. La ligne et l'équilibreur à essayer sont connectés au répéteur normalement utilisé dont l'autre transformateur différentiel a le côté « ligne » en court-circuit et le côté « équilibreur » ouvert, ou inversement (fig. 20).

Dans ces conditions, si A_1 est l'affaiblissement composite du transformateur différentiel de gauche entre l'amplificateur du sens droite-gauche et l'amplificateur du sens gauche-droite, on a:

$$A_1 = \ln \left| \frac{Z + W}{Z - W} \right| + \ln 2$$

en désignant par Z l'impédance de la ligne et par W l'impédance de l'équilibreur.

L'affaiblissement composite A_2 du transformateur différentiel de droite entre ces deux amplificateurs a une valeur égale à zéro.

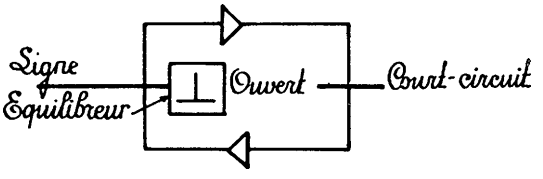


FIGURE 20

Soient K_{12} et K_{21} les gains qu'il faut donner à ces amplificateurs pour provoquer l'amorçage des oscillations; on doit avoir:

$$A_1 + A_2 = K_{12} + K_{21}$$

Soient, d'autre part, k_{12} et k_{21} les gains du répéteur mesurés avec un kerdomètre dans les deux sens de transmission entre les bornes « lignes » du transformateur différentiel de gauche et les bornes « ligne » du transformateur différentiel de droite, lorsque les amplificateurs conservent leurs gains K_{12} et K_{21} ci-dessus; k_{12} et k_{21} sont les « gains d'amorçage » dans les deux sens de transmission du répéteur; on doit avoir:

$$k_{12} = K_{12} - \ln 2$$

$$k_{21} = K_{21} - \ln 2$$

Si donc on désigne par K_e le point d'amorçage (c'est-à-dire l'affaiblissement d'équilibrage $\log_e \left| \frac{Z - W}{Z + W} \right|$ à la fréquence pour laquelle l'oscillation s'amorce), on doit avoir:

$$K_e + \ln 2 = k_{12} + k_{21} + 2 \ln 2$$

d'où

$$K_e = k_{12} + k_{21} + \ln 2$$

Le point d'amorçage est donc égal à la somme des gains d'amorçage augmentée de 0,7 néper ou 6 décibels.

2. Le second transformateur différentiel est relié du côté « ligne » à une résistance pure égale au module de l'impédance caractéristique Z du répéteur, le côté « équilibreur » étant relié à une résistance R variable de O à Z, ou inversément.

On règle le gain à une valeur déterminée. On réduit (à partir de la valeur Z) la résistance R, jusqu'à ce que le répéteur commence à siffler (amorçage d'oscillations) et l'on note la valeur ainsi obtenue de la résistance R.

Si k_{12} et k_{21} désignent les gains mesurés avec un kerdomètre dans les deux sens de transmission (gains d'amorçage) on a, pour le point d'amorçage K_e, la formule:

$$K_e = k_{12} + k_{21} - \ln \left| \frac{Z + R}{Z - R} \right| .$$

3. Le second transformateur différentiel est relié du côté « ligne » à une résistance pure égale au module de l'impédance caractéristique Z du répéteur, le côté « équilibreur » étant en court-circuit, ou inversement. On augmente le gain jusqu'à ce que le répéteur commence à siffler (amorçage d'oscillations), et l'on mesure les gains dans les deux sens de transmission (gains d'amorçage k_{12} et k_{21}) à l'aide d'un kerdomètre.

La formule ci-dessus (sous 2) donnant le point d'amorçage K_e se réduit alors à:

$$K_e = k_{12} + k_{21}$$

car l'expression $\ln \left| \frac{Z + R}{Z - R} \right|$ s'annule pour $R = O$.

Remarque 1. — Lorsque l'inversion des connexions prévues ci-dessus en 1, 2 ou 3 donne un résultat ne différant pas de plus de 2 décibels (ou 2 décinépers) du résultat obtenu avant cette inversion, on prend pour valeur du point d'amorçage la

plus petite des deux valeurs mesurées; si l'écart est supérieur à cette limite, cela indique la présence de conditions anormales.

Remarque 2. — Quand on exécute une mesure de point d'amorçage, on doit d'abord demander aux deux stations ou bureaux adjacents (côté E extrémité et côté O origine) de fermer la ligne qui va être mesurée sur une résistance pure approximativement égale à l'impédance du circuit.

Aux stations adjacentes, il vaut mieux se servir de leur répéteur comme impédance de terminaison. Pour cela, le répéteur de la station adjacente, sur lequel aboutit la ligne, reste alimenté, afin que les impédances internes d'entrée et de sortie de ses amplificateurs restent les mêmes, mais on supprime, sur ce récepteur, la transmission vers le répéteur avec lequel on mesure le point d'amorçage.

Remarque 3. — Dans le cas de circuits à quatre fils comportant une section à deux fils, il vaut mieux, pour mesurer le point d'amorçage au point de jonction du circuit à quatre fils avec le circuit à deux fils, se servir du réflectomètre.

1.6.2. **Mesure de la stabilité d'un circuit téléphonique**

Cette mesure se déduit immédiatement de la définition de la stabilité σ du circuit considéré, à savoir:

$$\sigma = q - \frac{q_1 + q_2}{2}$$

q étant la moyenne des équivalents nominaux du circuit relatifs à chacun des deux sens de transmission lorsque ce circuit est dans les conditions normales d'exploitation, et q_1 et q_2 étant les « équivalents d'amorçage » mesurés pour les deux sens de transmission respectivement.

Pour mesurer ces équivalents d'amorçage dans le cas d'un circuit à deux fils, on provoque tout d'abord un début de sifflement (amorçage d'oscillations) en augmentant plot à plot et simultanément, pour les deux sens de transmission, les gains d'un ou de plusieurs répéteurs (de préférence ceux qui se trouvent au milieu du circuit, parce qu'ils sont en général dans l'état le plus critique au point de vue de l'amorçage des oscillations). Cela fait, sans toucher au réglage des répéteurs auquel on a été ainsi conduit, on supprime la transmission dans le deuxième sens et on mesure l'équivalent à 800 Hz du circuit pour le deuxième sens de transmission: c'est l'équivalent d'amorçage q_2 précité.

Dans le cas d'un circuit à quatre fils, on enlève tout d'abord le ou les suppresseurs d'écho s'il y en a et on procède comme dans le cas d'un circuit à deux fils; mais, dans ce cas, on peut choisir n'importe quel répéteur pour augmenter le gain jusqu'à l'amorçage des oscillations.

Dans le cas où le circuit est composé de circuits à deux fils et de circuits à quatre fils, ou de circuits à courants porteurs, la méthode de mesure donnée pour les circuits à deux fils est valable.

Il est recommandé de déterminer la stabilité lorsque les extrémités du circuit sont isolées; dans le cas où il existe des relais à haute impédance restant en dérivation permanente sur le circuit pendant la conversation, ces relais peuvent subsister pendant les essais de stabilité. Le sifflement doit être observé sur le circuit de surveillance d'un des répéteurs du circuit ou d'une des stations terminales à courants porteurs.

1.6.3. Mesure de la marge d'amorçage d'un circuit téléphonique

On mesure la « marge d'amorçage » d'un circuit téléphonique en terminant ce circuit dans les conditions les plus sévères (extrémités ouvertes et court-circuitées), et en faisant croître l'amplification sur le circuit jusqu'au point critique où commence à apparaître un amorçage d'oscillations.

L'accroissement du gain ainsi obtenu, exprimé en unités de transmission (décibels ou népers), donne la valeur cherchée de la « marge d'amorçage ».

1.7. Mesure de la distorsion de phase

L'importance de la distorsion de phase est caractérisée par la valeur maximum de la période transitoire qui est donnée par les plus grandes différences des temps de propagation pour diverses fréquences. Les distorsions de phase présentées par une ligne téléphonique ont, en général, peu d'influence sur le timbre et l'intelligibilité des sons transmis. Pour maintenir le rythme d'une conversation, il est nécessaire seulement de fixer la limite supérieure du temps de propagation moyen. Les conditions sont différentes en télévision. Pour que l'image soit reçue correctement, il faut que la courbe des amplitudes en fonction du temps soit la même à l'émission et à la réception, c'est-à-dire que la forme du signal doit être transmise sans altération.

Entre la caractéristique de phase d'un quadripôle électrique généralisé et le temps de propagation d'une onde, il existe la relation bien définie suivante:

$$\tau = \frac{d\alpha}{d\omega}$$

τ = temps de propagation
α = phase en fonction de la pulsation
ω = pulsation

Cette relation donne la possibilité d'exprimer l'une des deux grandeurs par rapport à l'autre.

1. Une première méthode pour mesurer la distorsion de phase consiste à comparer la phase d'une onde de fréquence f à l'entrée et à la sortie d'un quadripôle ou d'une ligne bouclée. Pour déterminer ce déphasage, plusieurs méthodes peuvent être appliquées:

a) Par la comparaison des figures de Lissajous sur l'écran d'un oscillographe à rayons cathodiques.

b) Par la méthode du wattmètre; la valeur indiquée est proportionnelle à $\cos(\varphi 1 - \varphi 2)$.

c) Par la méthode de compensation dans laquelle on fait varier la phase et l'amplitude de l'un des deux signaux de manière que ce signal soit égal mais de sens opposé à l'autre.

d) Par la méthode de la somme et de la différence vectorielles. Une source alimente deux circuits: le premier contient un atténuateur et le deuxième se compose du circuit qui produit la distorsion de phase. En rendant les deux amplitudes égales, il est facile de déterminer l'angle de phase par la somme et la différence vectorielles des tensions.

2. Une deuxième méthode pour mesurer le temps de propagation est indiquée par Nyquist. Cette méthode consiste à moduler en amplitude une onde de fréquence

variable f par une fréquence constante F et à comparer les phases de l'onde de fréquence F et de l'enveloppe du signal modulé. Le temps de propagation du signal modulé est donné par une valeur moyenne du groupe des ondes (porteur et deux fréquences latérales) qui forment l'enveloppe donnée. La fréquence constante F est donc assez basse pour qu'elle soit petite devant la variation de fréquence donnant la variation de déphasage sur le circuit essayé. L'avantage de cette méthode est qu'il est possible de déterminer les variations dans le temps de propagation sur une ligne de transmission non bouclée.

(Voir l'annexe 40 ci-après et l'article de G. J. HUNT et L. G. KEMP intitulé « Group-delay distortion-measuring equipment », Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Paper n° 1 250, p. 411.)

3. La troisième méthode pour déterminer la caractéristique d'affaiblissement et de phase d'un circuit de transmission utilise des impulsions rectangulaires. D'après la déformation des impulsions on peut tirer des conclusions sur les différentes distorsions. Par exemple, dans le cas de la télévision, le temps de montée de l'impulsion donne une mesure du pouvoir séparateur, tandis que des sur- ou sous-oscillations ont une influence sur la gradation de l'image. En émettant à l'entrée d'un système de transmission une onde périodique de forme connue et riche en harmoniques et en enregistrant l'onde reçue et en la soumettant à l'analyse harmonique par la méthode de Fourier, on peut déterminer le temps de propagation de phase relatif du système en question pour les harmoniques de la fréquence des impulsions; ceci n'est possible qu'à la condition que le système de transmission ne soit pas affecté d'autres distorsions non linéaires. A l'extrémité réceptrice un générateur d'impulsions identique à celui de l'émission et asservi dans sa fréquence par l'onde fondamentale du signal reçu de la ligne, produit localement ce signal original. Au moyen de déphaseurs et d'affaiblisseurs réglables, on compense les divers harmoniques des deux signaux, ce qui permet de déterminer les caractéristiques relatives d'affaiblissement et de phase du système de transmission. (Voir l'annexe 39 ci-après.)

BIBLIOGRAPHIE
SUR LES MESURES DE PHASE ET DU TEMPS DE PROPAGATION

a) *Mesure de phase*

[1] ALSBERG, A.: Phase measurement for L carrier components, *Bell Lab. Rec.*, 1950, Vol. 28, n° 7, pp. 307-312.

[2] RAGGAZANI, J. R. et L. A. ZAHED. A Wide-Band Phasemeter, *Rev. Scient. Instr.*, 1950, Vol. 21, n° 2, pp. 145-148.

[3] O-NEILL, L. H. et J. L. WEST: Direct Reading Phasemeter, *Rev. Scient. Instr.*, 1950, Vol. 21, n° 4, pp. 271-273.

[4] DUERDOTH, W. T.: A Phase Meter for the Frequency Band 100 kc/s-20 Mc/s, *Post Off. El. Eng. J.*, 1949, Vol. 42, n° 1, pp. 43-46.

[5] GRÜBEL, G.: Phasenmesser für Labor und Prüffeld, *Funk und Ton* 3, 1949, pp. 315-319.

[6] SCHUCK, O. H.: Standard Lag Line for Phase Measurement, *J. Acoust. Soc. Amer.*, 1948, Vol. 20, n° 1, pp. 26-39.

[7] MITCHELL, H. T. et T. KILVINGTON: The Phase Cyclometer, *Post Off. El. Eng. J.* 34, 1941, n° 3, pp. 115-117.

[8] GROSSKOPF, J.: Ueber einen schreibenden Phasenmesser für Empfangsbeobachtungen im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich, *T.F.T.* 29, 1940, n° 11, pp. 334-339.

[9] OPITZ, G.: Ein neuartiger Röhren-Phasenmesser, *Z. f. Hochfr. und Elektroak.*, 1937, vol. 49, n° 2, pp. 52-56.

[10] LUTZ, W.: Direkte Phasenmessung mit der Braunschen Röhre, *E.N.T.*, 1937, vol. 14, n° 10, pp. 307-310.

[11] KILGA, J.: Verwendung einer Elektronenröhre als Phasenwinkelmessgerät, *E.N.T.*, 1936, vol. 13, n° 6, pp. 185-186.

[12] WRIGHT, E. E. et G. E. G. GRAHAM: Measurement of Amplification and Phase Shift in Amplifiers, *Wireless Eng.*, 1936, Vol. 13, pp. 259-261.
[13] DE LA CHARD, F.: The Determination of Phase Angle by Cathode-Ray Oscillograph, *J. Instr. El. Eng.*, 1938, Vol. 83, pp. 681-684.
[14] NIJENHUIS, W.: Messung von Phasenwinkeln mittels der Kathodenstrahlröhre, *Phil. techn. Rdsch.*, 1940, vol. 5, n° 7, pp. 210-217.
[15] WALKER, E. A.: The Determination of Phase Angle of Electrical Quantities, *Electr. Eng.*, 1941, Vol. 60, n° 8, pp. 837-838.
[16] LOUGHLIN, B. D.: A Phase Curve Tracer for Television, *Proc. I.R.E.*, March 1941, Vol. 19, pp. 107-115.
[17] RING: Die Messung der Phasenverzerrung in Breitbandübertragungskreisen, *T.F.T.*, 1938, vol. 27, n° 6, pp. 210-213.
[18] STEINBERG, J. C.: Effects of Phase Distortion on Telephone Quality, *Bell Syst. Techn. Journ.*, 1930, Vol. 9, pp. 550-556.
[19] THIRUP-VITHA: Measuring Complex Voltage ratios from 1 ... 100 Mc/s, *Phil. Comm. News*, fév. 1953, *Phil. techn. Rundsch.*, 1952, n° 5, p. 146.
[20] ANDERSON, F. B.: A Gain and Phase Angle Measuring Set, *El. Eng.*, mars 1953, Vol. 72, p. 245.
[21] ALSBERG, LEED: A Precise Direct Reading Phase and Transmission Measuring System for Video Frequencies, *Bell Syst. Techn. J.*, avril 1949, Vol. 18, n° 2, pp. 211-238.
[22] RING: The Measurement of Delay Distortion in Microwave Repeaters, *Bell Syst. Techn. J.*, avril 1948, p. 247.
[23] MAYER, H. F.: Die Messung des Uebertragungsmasses von Vierpolen nach der Kompensationsmethode, *E.N.T.*, 1926, vol. 3, n° 4, pp. 141-149.
[24] LEVY, M.: Methods and Apparatus for Measuring Phase Distortion, *Electr. Communication*, 1940, Vol. 18, n° 3, pp. 206-228.

b) *Mesure du temps de propagation*

[1] NYQUIST, H. et S. BRAND: Measurement of Phase distortion, *Bell Syst. Techn. J.*, juillet 1930, p. 522.
[2] SANDEMANN, E. K. et I. C. TURNBULL: The Nyquistmethod of measuring time delay db/d ω. *El. Comm.*, 1929, Vol. 7, pp. 338-341.
[3] STRIEBY, M. E. et J. F. WEIS: Television Transmission over Wire Lines, *Bell Syst. Techn. J.*, 1941, Vol. 20, pp. 62-81.
[4] PODEL, S. H.: Delay Distortion in TV Transmission and its Measurement, *B.B.C.* Quarterly, 1949, Vol. 3, n° 4, pp. 235-244.
[5] VAN WEEL, A.: Measurement of group-delay time in networks, *Phil. res. rep.*, 1952, pp. 467-473.
[6] Annexes 38, 39 et 40 du présent ouvrage.
[7] DILLENBURGER: Ein neues Messgerät zur Laufzeitverzerrung, *Frequenz*, 1950, vol. 4, n° 1, pp. 10-13.
[8] BOER et VAN WELL: Gerät zur Messung von Gruppenlaufzeiten, *Phil. techn. Rdsch.*, août 1954, pp. 33-42.
[9] KAISER et WILDE: Direkte Anzeige der Gruppenlaufzeit für den Frequenzbereich 100 kHz bis 5 MHz, *F.T.Z.*, 1954, n° 8, pp. 401-405.
[10] REINER: Untersuchungen mit einem direkt anzeigenden Gruppenlaufzeitmessgerät im Bereich 60 bis 90 MHz., *F.T.Z.*, 1954, n° 8, pp. 406-409.
[11] HUNT, G. J. et L. G. KEMP: Group-delay Distortion Measuring Equipment, *Proceedings of the I.E.E.*, mai 1952.
[12] ENGSTRÖM, O. D.: Transmission Measuring System, *Bell Lab. Rec.*, juin 1951, Vol. 29, p. 264.
[13] HUNT, L. E. et ALBERSHEIM: A Scanner for rapid Measurement of Envelope Delay Distortion, *Proc. I.R.E.*, Vol. 40, avril 1952, pp. 454-459; *Bell Lab. Rec.*, July 1953.
[14] SEIZ, I. et I. ILTIS: Mesure des écarts de temps de propagation de groupe sur ligne non bouclée, *Câbles et Transmission*, 4/1951, pp. 337-346.
[15] GOODSCHILD, C. W. et R. C. LOOSER: App. for the Measurement of Phase Delay in TV-Transmission Circuits and in Associated Apparatus, *Instr. Elect. Engrs Paper*, 1952, 1.255, 8 pp.

1.8. Mesure des distorsions de non-linéarité

1.8.1. Mesure de la distorsion harmonique

L'appareillage suivant est nécessaire:

a) un oscillateur (étalonné aux diverses fréquences) fournissant la composante fondamentale;

b) un appareil émetteur qui en premier lieu applique au réseau mesuré une source d'impédance appropriée (par exemple 600 ohms, symétrique par rapport à la terre, ou 75 ohms, non symétrique) et en second lieu fournit un moyen de mesurer et de régler la puissance de sortie appliquée au réseau mesuré;

c) un appareil sélectif de mesure avec une ou plusieurs impédances d'entrée appropriées — beaucoup de types d'appareils demandent à être précédés d'un filtre passe-haut supprimant la composante fondamentale. Cet appareil comprend des étages sélectifs d'entrée, suivis d'un changeur de fréquence, d'étages d'amplification à moyenne fréquence, d'un détecteur et d'un instrument indicateur.

L'appareil sélectif de mesure doit comporter un dispositif d'étalonnage absolu, de préférence avec une échelle sensiblement linéaire graduée en décibels ou en népers par rapport à 1 milliwatt, mais il peut aussi être gradué comme un millivoltmètre (par exemple c'est le cas de plusieurs types bien connus d'analyseurs harmoniques), ou bien encore l'appareil de mesure peut comprendre un circuit d'étalonnage constitué par un oscillateur local, un instrument indicateur pour hautes fréquences et un affaiblisseur réglable, comme il est indiqué sur la figure 21 (ceci simplifie la construction de l'appareil parce qu'il n'est pas nécessaire que le gain absolu soit constant en fonction de la fréquence.) Ces équipements sont réunis comme il est indiqué sur la figure 21.

La composante fondamentale engendrée par l'oscillateur est appliquée au réseau mesuré après avoir été débarrassée d'harmoniques par le filtre passe-bas. A titre de guide, pour déterminer la sélectivité nécessaire pour ce filtre, si l'on considère des signaux sinusoïdaux de même fréquence (par exemple le second harmonique produit dans le réseau mesuré et le second harmonique provenant d'un filtrage imparfait à la sortie de l'oscillateur) dont les niveaux diffèrent de 40 décibels, la résultante de ces deux ondes, qui dépend de leur déphasage, atteindra au maximum $\pm$ 0,1 décibel par rapport à la plus grande. L'erreur de mesure dépend bien entendu de la loi d'addition de l'instrument de mesure. Le rôle du filtre qui précède l'appareil de mesure est de supprimer la composante fondamentale qui, ayant une amplitude très supérieure à celle des harmoniques engendrés, pourrait surcharger les étages sélectifs d'entrée de l'appareil de mesure.

A titre d'alternative, on peut remplacer l'appareil sélectif de mesure et le filtre qui le précède par un filtre passe-bande laissant passer une fréquence égale à celle de l'harmonique à mesurer, et un appareil de mesure du gain ayant une caractéristique plate, c'est-à-dire un gain constant dans une large bande de fréquences. Toutefois, la sensibilité de ce dernier montage est limitée par le bruit d'agitation thermique correspondant à la largeur de bande de l'appareil de mesure.

Dans ces deux types de mesures, il est important de vouer une grande attention aux points suivants:

1. Impédances des circuits.

2. Certitude qu'avec les niveaux employés aucune partie de l'équipement n'est surchargée.

3. Blindage suffisant, y compris, quand c'est possible, la réalisation de circuits à structure réellement coaxiale.

4. Découplage.

5. Mise à la terre, en particulier aux fréquences utilisées dans les systèmes à courants porteurs. Des erreurs importantes peuvent se produire en raison de tensions longitudinales induites par des différences de potentiel provenant de l'impédance des connexions de mise à la terre. Il n'y a pas de règle générale pour résoudre de tels problèmes — l'expérience est essentielle — mais des techniques utiles quand elles sont appliquées judicieusement sont les suivantes:

a) utiliser des connexions de mise à terre de faible impédance;

b) faire en un seul point tous les retours de connexions de mise à la terre;

c) employer des bobines d'inductance longitudinales. Ce sont des bobines, faites de fil torsadé (pour les circuits symétriques par rapport à la terre) ou du type coaxial (pour les circuits dyssymétriques), qui présentent une impédance importante aux courants « longitudinaux » (qui s'écoulent dans un seul des conducteurs, ou dans les deux avec le même sens), mais qui n'ont pas d'effet sur les courants transversaux s'écoulant normalement dans le circuit en boucle constitué par les deux conducteurs.

Quand on effectue les mesures dans une station de répéteurs et qu'on ne dispose pas de certains des équipements décrits ci-dessus, on peut employer des équipements de modulation et de démodulation en réserve:

1⁰ comme moyen d'engendrer la composante fondamentale requise, en profitant de la présence des filtres dans les équipements de modulation pour obtenir cette composante exempte d'harmoniques,

2⁰ dans certains cas, comme moyen de sélectionner la fréquence intéressante et de la mesurer, après démodulation, avec un hypsomètre approprié — qui n'est pas nécessairement sélectif.

1.8.2. **Mesure de la distorsion d'intermodulation**

On peut mesurer les produits d'intermodulation en utilisant un appareillage analogue à celui qui a été décrit ci-dessus, la seule différence est qu'on a besoin de deux ou plusieurs oscillateurs au lieu d'un. Quand on combine ces sources, on doit prendre soin de respecter les conditions correctes d'impédance; la façon la plus facile d'obtenir ce résultat est d'employer des transformateurs différentiels, des réseaux de résistances ou, par exemple quand on fait des mesures sur des systèmes à courants porteurs, des équipements de modulation et démodulation en réserve. Dans la première méthode décrite ci-dessus et représentée sur la figure 21, le filtre qui précède le réseau mesuré doit laisser passer les fréquences perturbatrices mais non leurs harmoniques — dans certains cas, on peut employer un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure convenable; dans d'autres cas, il est nécessaire de mettre en parallèle un certain nombre de filtres passe-bande. Le filtre placé à la sortie du réseau mesuré doit laisser passer les produits d'intermodulation cherchés mais non les fréquences perturbatrices. Dans certains cas, un filtre passe-haut est satisfaisant — dans d'autres cas, un filtre passe-bande est nécessaire. Pour quelques applications, il est utile d'employer un filtre passe-bande réglable dont une réalisation

typique, qui a été employée avec succès aux fréquences des systèmes à courants porteurs, est un réseau en T parallèle *).

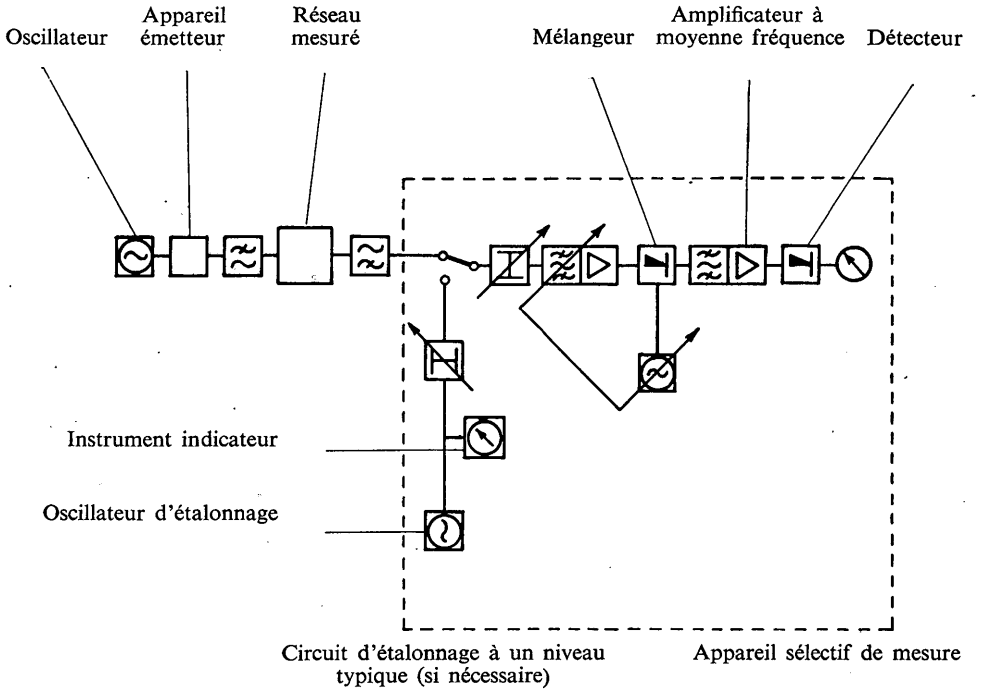


FIGURE 21. — *Montage typique des équipements de mesure pour la mesure de distorsion harmonique*

1.9. **Mesures de diaphonie**

Généralités. — On peut brièvement définir la diaphonie comme l'apparition d'un son que l'on entend dans un récepteur téléphonique relié à un circuit et qui est dû à des courants circulant dans un autre circuit, mais en pratique ce terme s'emploie aussi pour indiquer la production d'énergie dans l'impédance terminale d'un circuit due à la puissance appliquée à un autre circuit, à une ou des fréquences qui se trouvent au-dessus de la bande des fréquences acoustiques.

Si, dans la figure 22, on appelle:

a) AC le circuit perturbateur, avec une source perturbatrice G en A et une impédance terminale Z_S en C égale à l'impédance caractéristique du circuit perturbateur et

b) BD le circuit perturbé, avec un récepteur téléphonique T_1 en B et un récepteur T_2 en D, l'impédance de chacun de ces récepteurs étant égale à l'impédance caractéristique Z_R de la ligne perturbée,

*) Tuttle, W.N. Bridged T and Parallel T Null Circuits for Measurements at Audio Frequency, Proc. I.R.E. Vol. 28, p. 23. Janvier, 1940.

le son que l'on entend dans T_1 correspond à la paradiaphonie et le son que l'on entend dans T_2 à la télédiaphonie. L'affaiblissement diaphonique est l'écart logarithmique entre la puissance appliquée par la source perturbatrice et la puissance appliquée au récepteur téléphonique. Dans le cas de courants de haute fréquence, les récepteurs téléphoniques sont remplacés par d'autres équipements terminaux. On peut déterminer l'affaiblissement diaphonique en mesurant les tensions d'une part en A, d'autre part en B ou D et en calculant les puissances correspondantes par la relation

$$P = \frac{V^2}{Z}$$

mais la pratique usuelle dans de telles mesures consiste à utiliser un montage potentiométrique pour comparer la tension produite par la source à la tension reçue, ou bien un montage affaiblisseur pour affaiblir la tension produite par la source jusqu'à ce qu'elle soit égale à la tension reçue. On utilise d'habitude la première méthode pour les mesures à fréquences acoustiques et la seconde méthode pour les mesures aux fréquences des systèmes à courants porteurs.

1.9.1. Mesures de diaphonie dans des câbles exploités aux fréquences vocales

Les figures 23 et 24 représentent les montages utilisés pour les mesures de diaphonie. Le diaphonomètre est un potentiomètre formé des éléments représentés sur la figure 25.

Un ronfleur, conçu de façon à émettre une bande de fréquences analogue à celle de la voix humaine, sert normalement à engendrer les courants téléphoniques qui sont appliqués à la ligne perturbée, mais on peut employer un oscillateur à fréquences fixes ou réglables si l'on a besoin de déterminer la diaphonie à une fréquence particulière ou à des fréquences particulières. Pour mesurer la diaphonie, on fait passer d'une position à l'autre le commutateur du récepteur téléphonique et l'on règle le diaphonomètre jusqu'à entendre des sons de force égale, quelle que soit la position du commutateur. Le diaphonomètre indique alors l'affaiblissement diaphonique entre les circuits, pourvu que les impédances caractéristiques des paires perturbatrices et perturbées soient égales. Quand ces impédances caractéristiques sont différentes, par exemple Z_S pour la paire perturbatrice et Z_R pour la paire perturbée, on doit corriger l'indication du diaphonomètre en y ajoutant algébriquement le terme

$$10 \log_{10} \left| \frac{Z_R}{Z_S} \right| \text{ décibels}$$

ou

$$\frac{1}{2} \ln \left| \frac{Z_R}{Z_S} \right| \text{ népers}$$

1.9.2. Mesures de diaphonie entre paires symétriques pour systèmes à courants porteurs

Les figures 26 et 27 représentent les montages utilisés, d'après lesquels on voit que l'affaiblissement diaphonique est toujours mesuré entre des résistances terminales, non réactives, de 140 ohms.

Pour les mesures de diaphonie, on emploie un oscillateur à grande puissance, ayant une puissance de sortie d'environ 7 watts, aux bornes d'une résistance de 140 ohms symétrique par rapport à la terre, et l'appareil de mesure contient les équipements représentés sur ces figures. L'affaiblisseur employé a un intervalle de variations de 0 à 80 décibels, et la résistance de 15 000 ohms affaiblit effectivement de 40 décibels le signal d'étalonnage. L'amplificateur-détecteur sélectif comporte un affaiblisseur d'entrée (en échelle) de 60 décibels, par échelons de 20 décibels, et il est muni d'un instrument de mesure avec une échelle graduée de 0 à — 30 décibels. Ce détecteur est capable de mesurer des niveaux de — 125 décibels par rapport à 0,374 volt et, en l'associant à l'oscillateur à grande puissance, on peut mesurer des affaiblissements diaphoniques allant jusqu'à 160 décibels. Pour mesurer l'affaiblissement diaphonique entre paires symétriques (qui, une fois amélioré avec des réseaux compensateurs, varie d'habitude entre 60 et 120 décibels) on applique la méthode suivante:

a) régler l'oscillateur à la fréquence de mesure,

b) placer le commutateur dans la position représentée sur les figures 5 et 6,

c) régler l'affaiblisseur à 20 décibels,

d) régler le détecteur pour obtenir la puissance de sortie maximum,

e) régler à 0 décibel l'affaiblisseur d'entrée de l'amplificateur sélectif,

f) par un réglage de la commande d'étalonnage, amener l'aiguille de l'instrument indicateur à la graduation zéro,

g) changer le commutateur de position,

h) régler l'affaiblisseur d'entrée de façon à obtenir sur l'instrument indicateur une déviation lisible,

i) calculer l'affaiblissement diaphonique qui est égal à 60 décibels augmentés de l'affaiblissement de l'affaiblisseur d'entrée, de la déviation de l'instrument indicateur et (seulement dans le cas de la télédiaphonie) de l'affaiblissement de la ligne à la fréquence de mesure.

Avec cette méthode, on peut déterminer la diaphonie entre une paire quelconque et toutes les autres paires du câble, avec un seul étalonnage par fréquence de mesure.

1.9.3. **Mesures de diaphonie entre paires coaxiales**

Les figures 28 et 29 représentent les montages employés pour les mesures jusqu'à 3 MHz. On y voit que la diaphonie est toujours mesurée sur les lignes terminées par des résistances non réactives de 75 ohms, par une méthode de substitution d'un affaiblisseur.

Pour les mesures de diaphonie, on emploie un oscillateur à grande puissance ayant une puissance de sortie d'environ 5 watts, associé aux équipements de mesure représentés sur les figures 28 et 29. La résistance de 7 425 ohms diminue effectivement de 40 décibels le niveau de référence. Le radiorécepteur comporte deux étages amplificateurs aux radiofréquences et ces étages doivent être réglés avec précision afin de procurer une sensibilité suffisante avec une grande impédance d'entrée. On mesure le courant à la sortie du radiorécepteur au moyen, soit:

a) d'un microampèremètre à courant continu inséré dans le circuit redresseur à diode, soit

b) d'un redresseur redressant les deux alternances du courant, suivi d'un microampèremètre à courant continu, l'ensemble étant relié aux bornes de sortie à fréquences acoustiques. Bien entendu, le dispositif de commande automatique de gain est débranché.

La méthode suivie pour chaque mesure de diaphonie est la suivante:

a) régler l'oscillateur à la fréquence de mesure,

b) enficher le cordon souple dans le jack A,

c) accorder le radiorécepteur pour qu'il procure le gain maximum à la fréquence de l'oscillateur,

d) régler le gain du récepteur de façon que l'aiguille du microampèremètre soit sur une graduation déterminée de l'échelle,

e) défiicher le cordon souple du jack A et l'enficher dans le jack B,

f) agir sur l'affaiblisseur réglable jusqu'à ce que l'aiguille du microampèremètre soit sur la même division que dans l'opération *d)*,

g) calculer l'affaiblissement diaphonique qui est égal à 80 décibels augmentés de l'affaiblissement de l'affaiblisseur et (seulement pour la télédiaphonie) de l'affaiblissement de la ligne à la fréquence de mesure.

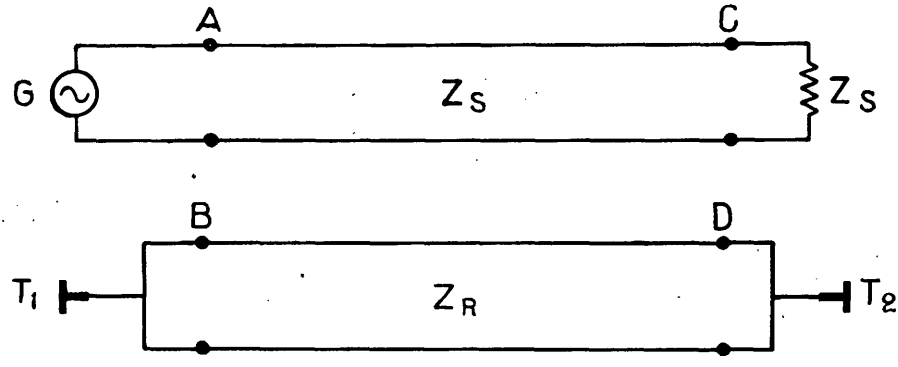
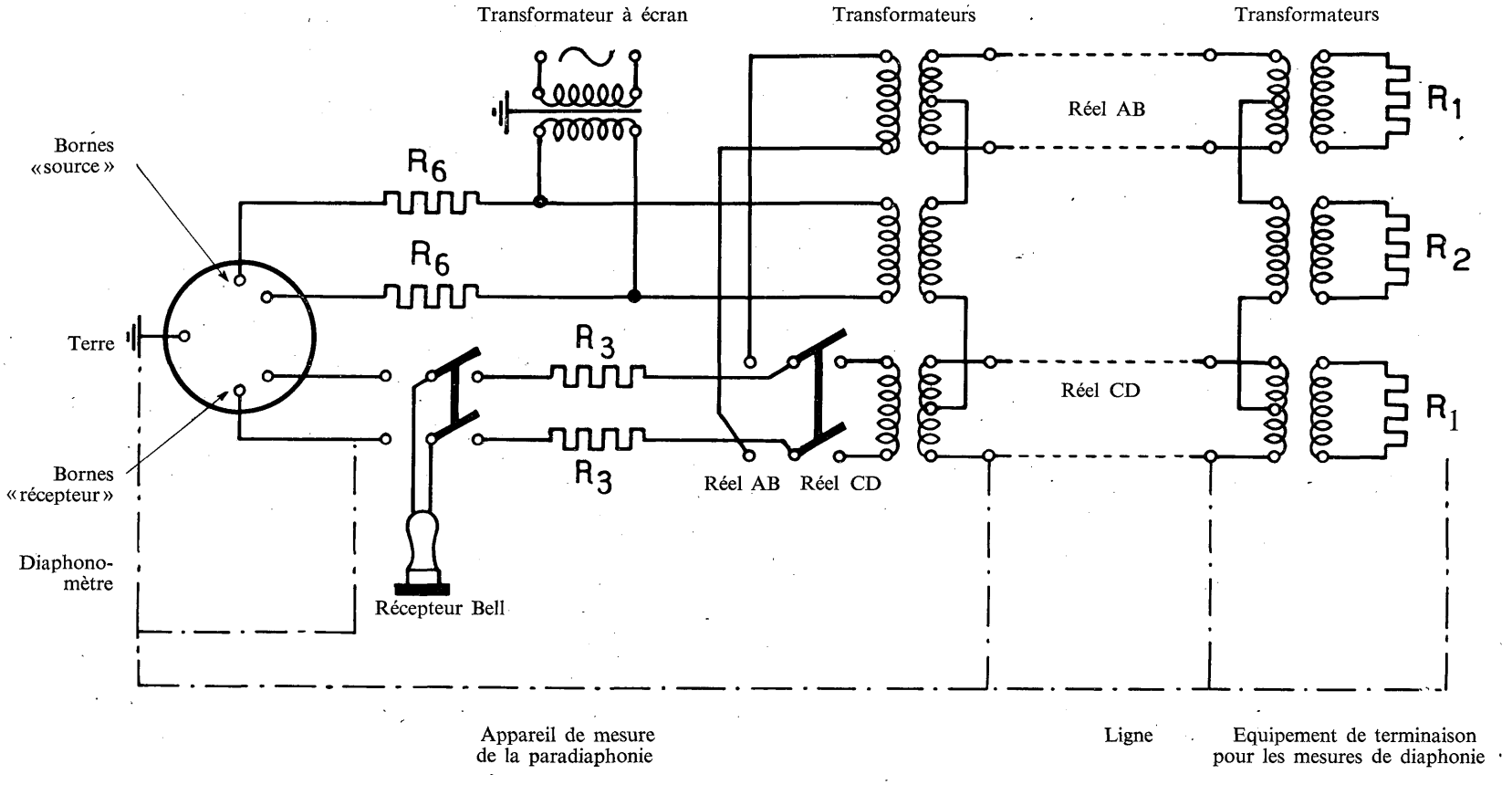
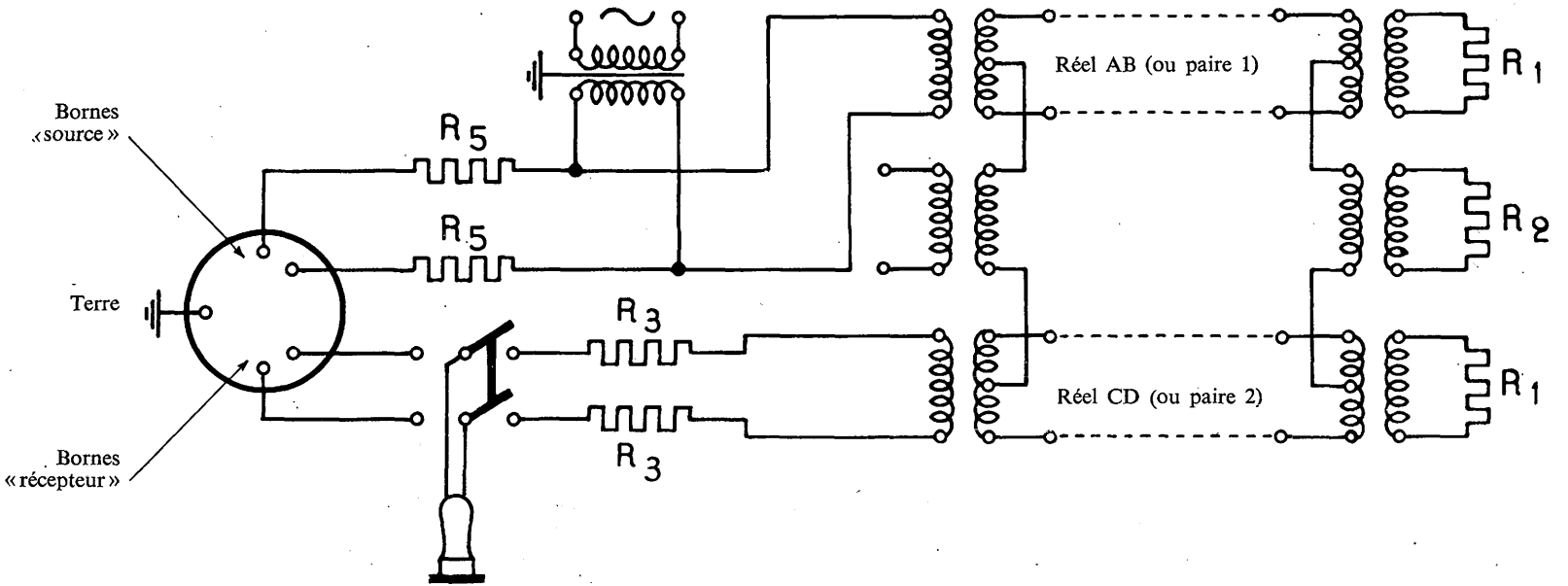


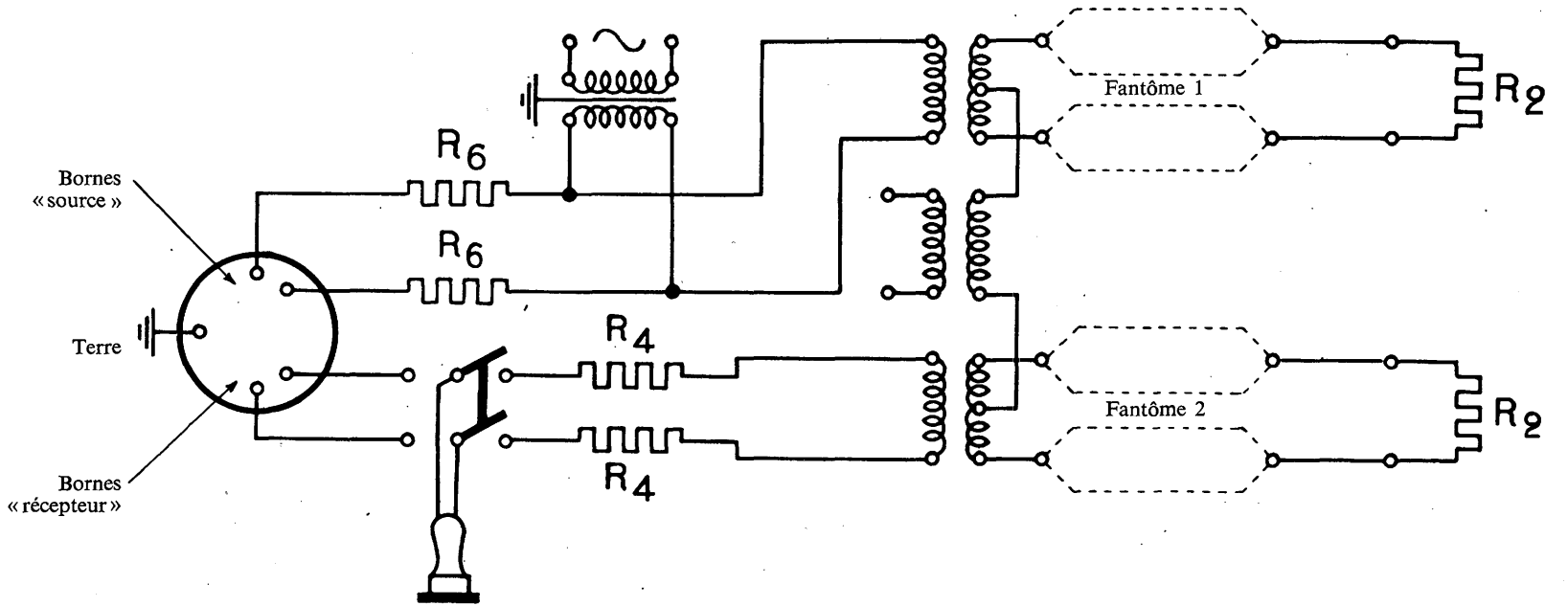
FIGURE 22



a) fantôme à réel


Bornes
«source»
Terre
Bornes
«récepteur»
R5
R5
R3
R3
Réel AB (ou paire 1)
Réel CD (ou paire 2)
R1
R2
R1

b) réel à réel

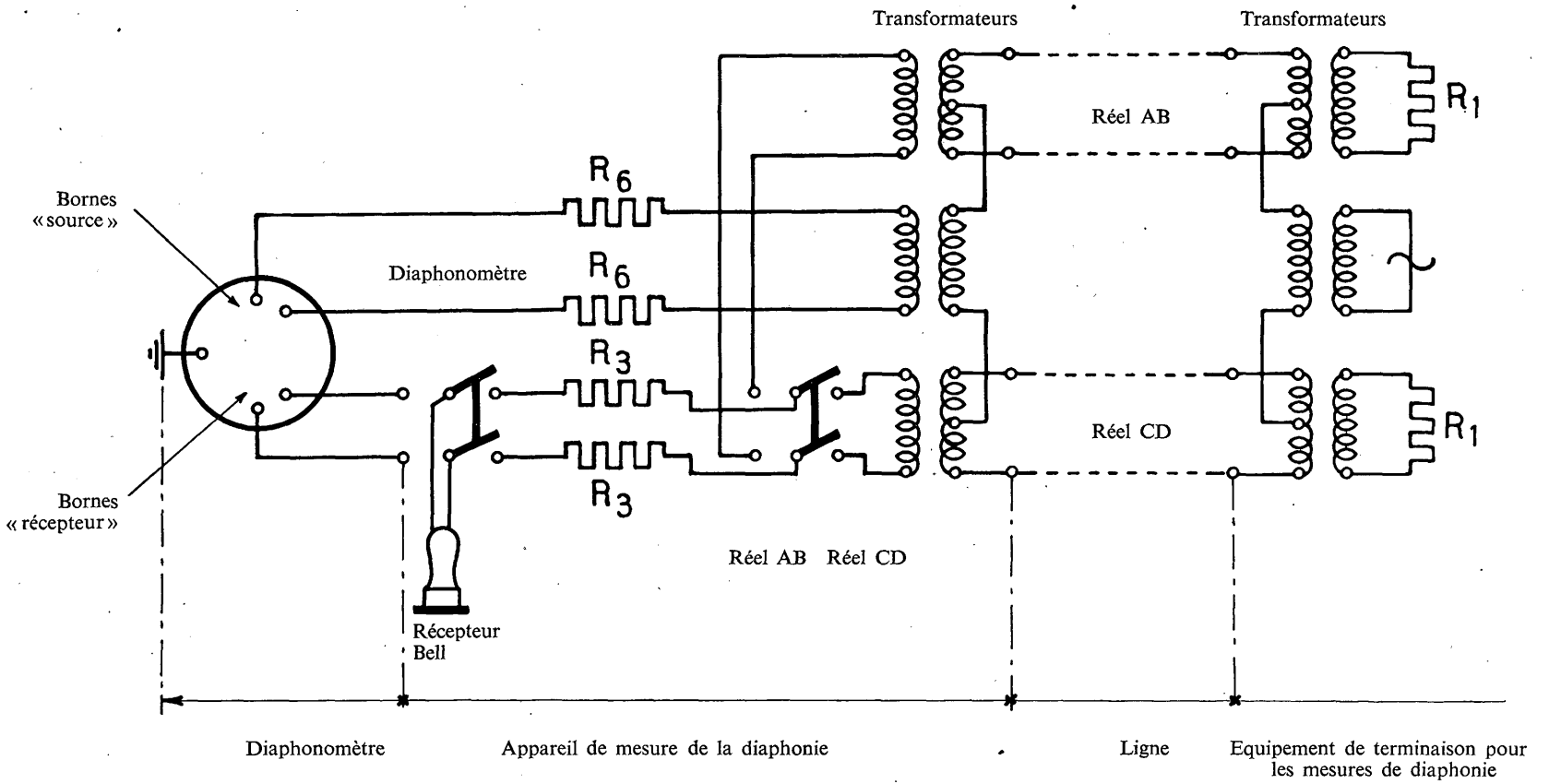


c) fantôme à fantôme

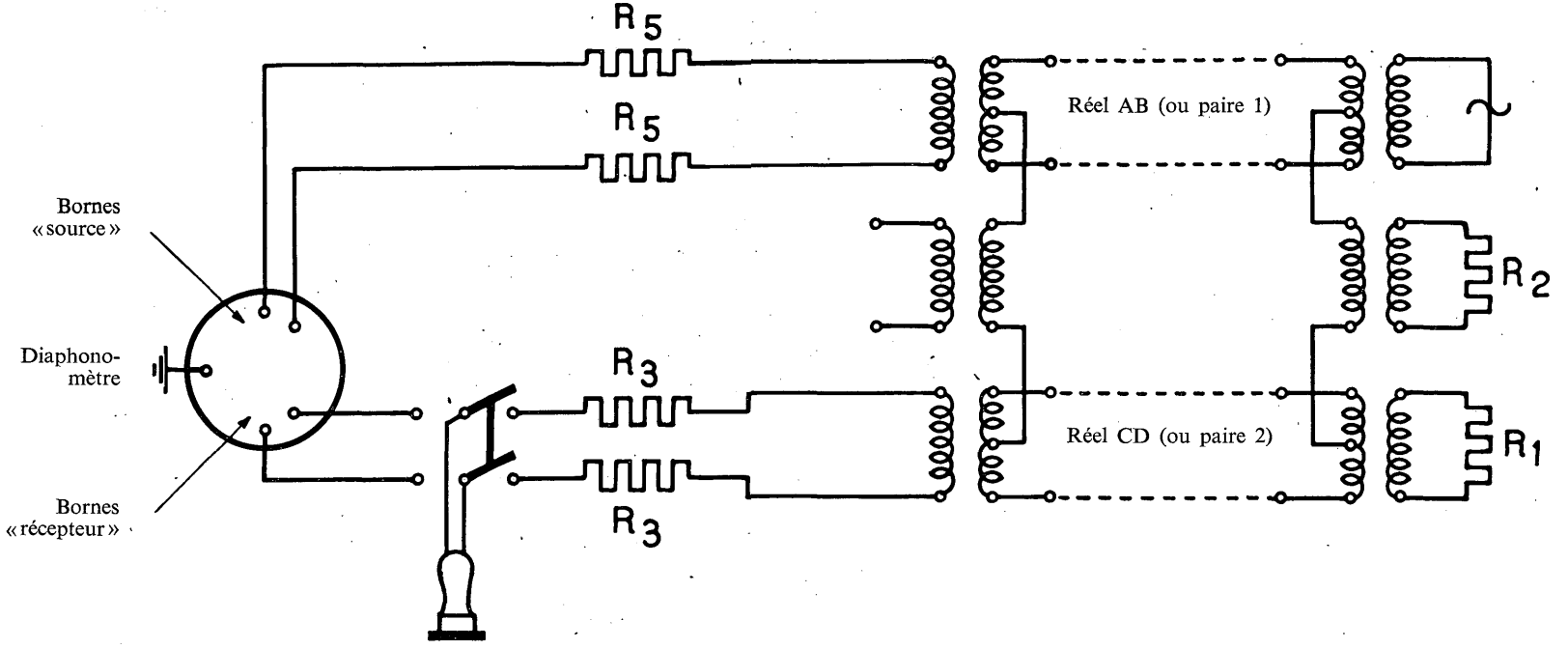
FIGURE 23. — *Schéma des montagnes employés pour mesurer la paradiaphonie dans les câbles exploités aux fréquences acoustiques*

Notes. = R_1 résistance appropriée pour terminer les circuits réels
R_2 résistance appropriée pour terminer les circuits fantômes
R_3 résistance ajoutée au récepteur pour rendre l'impédance du récepteur approximativement égale à celle du circuit réel
R_4 résistance ajoutée au récepteur pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit fantôme
R_5 résistance ajoutée au diaphonomètre pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit réel
R_6 résistance ajoutée au diaphonomètre pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit fantôme

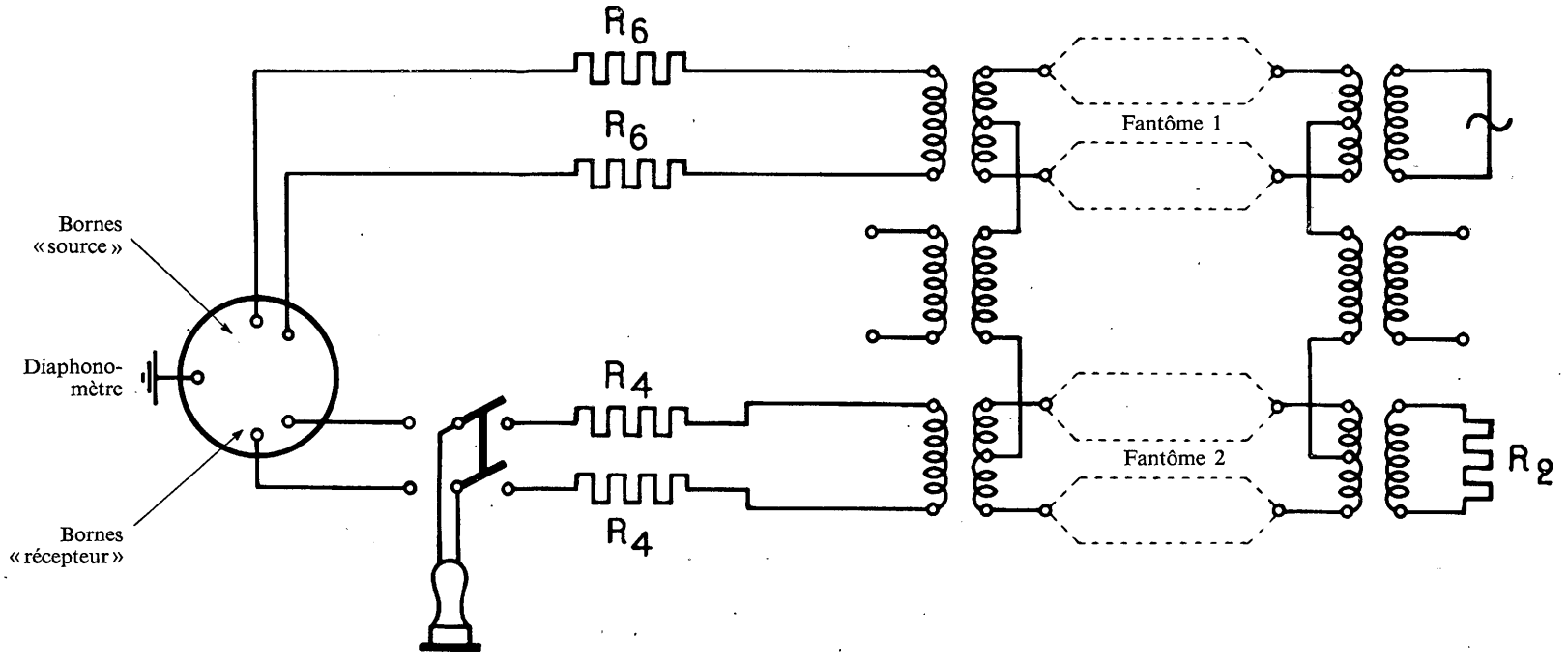
Pour mesurer la diaphonie entre le fantôme et une paire, on emploie le montage de la figure *c)*, sauf que cette paire est reliée à la place du circuit fantôme 2 et qu'elle est terminée par une résistance R_1, la résistance R_3 étant branchée en série avec le récepteur.



a) fantôme à réel


R5
R5
Réel AB (ou paire 1)
Bornes
« source »
Diaphono-
mètre
R3
R2
Réel CD (ou paire 2)
R1
Bornes
« récepteur »
R3

b) réel à réel



c) fantôme à fantôme

FIGURE 24. — *Schéma des montages employés pour mesurer la télédiaphonie dans les câbles exploités aux fréquences acoustiques*

Notes. = R_1 résistance appropriée pour terminer les circuits réels
R_2 résistance appropriée pour terminer les circuits fantômes
R_3 résistance ajoutée au récepteur pour rendre l'impédance du récepteur approximativement égale à celle du circuit réel
R_4 résistance ajoutée au récepteur pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit fantôme
R_5 résistance ajoutée au diaphonomètre pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit réel
R_6 résistance ajoutée au diaphonomètre pour rendre son impédance approximativement égale à celle du circuit fantôme

Pour mesurer la diaphonie entre le fantôme et une paire, on emploie le montage de la figure *c)* sauf que cette paire est reliée à la place du circuit fantôme 2 et qu'elle est terminée par une résistance R_1, la résistance R_2 étant branchée en série avec le récepteur.

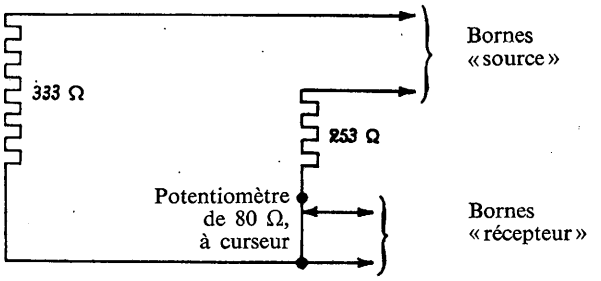


FIGURE 25. — *Schéma d'un diaphonomètre pour fréquences acoustiques*

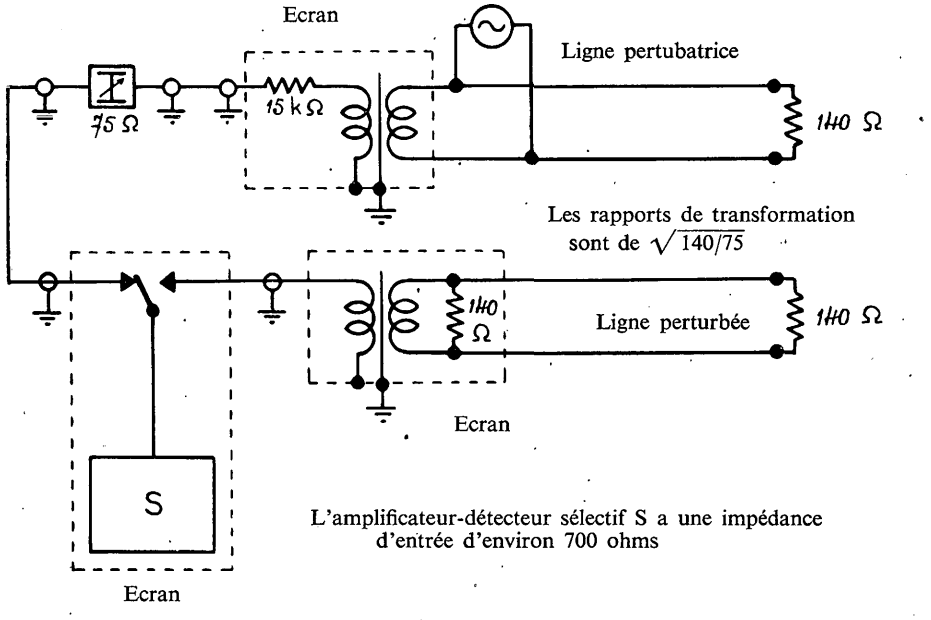


FIGURE 26. — *Mesure de la paradiaphonie entre paires symétriques pour systèmes à courants porteurs*

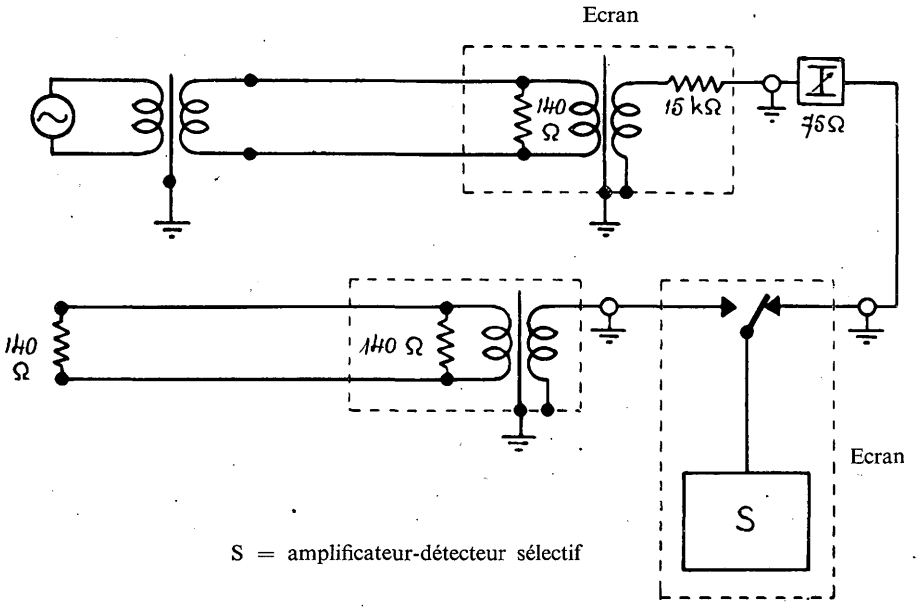


FIGURE 27. — *Mesure de la télédiaphonie entre paires symétriques pour systèmes à courants porteurs*

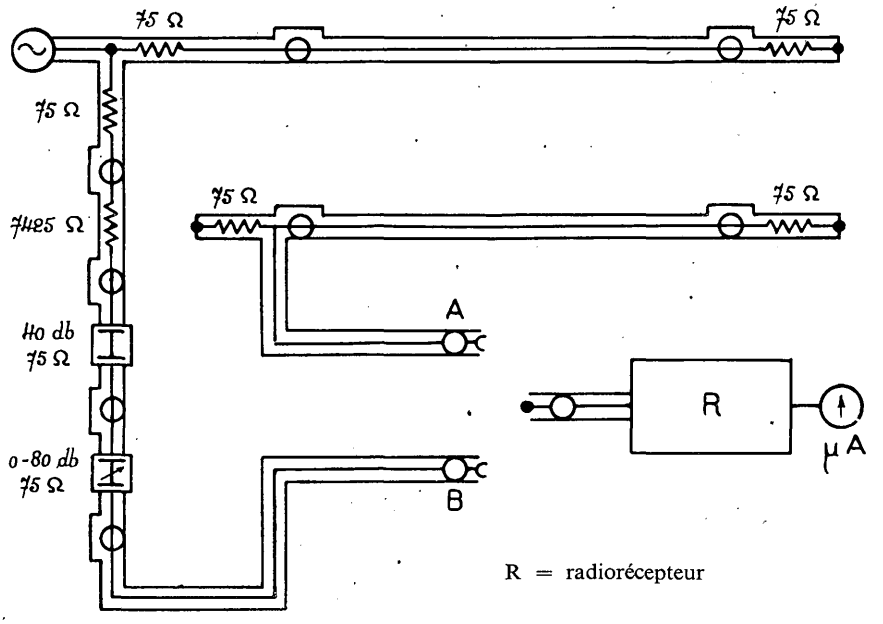


FIGURE 28. — *Mesure de la paradiaphonie entre paires coaxiales*

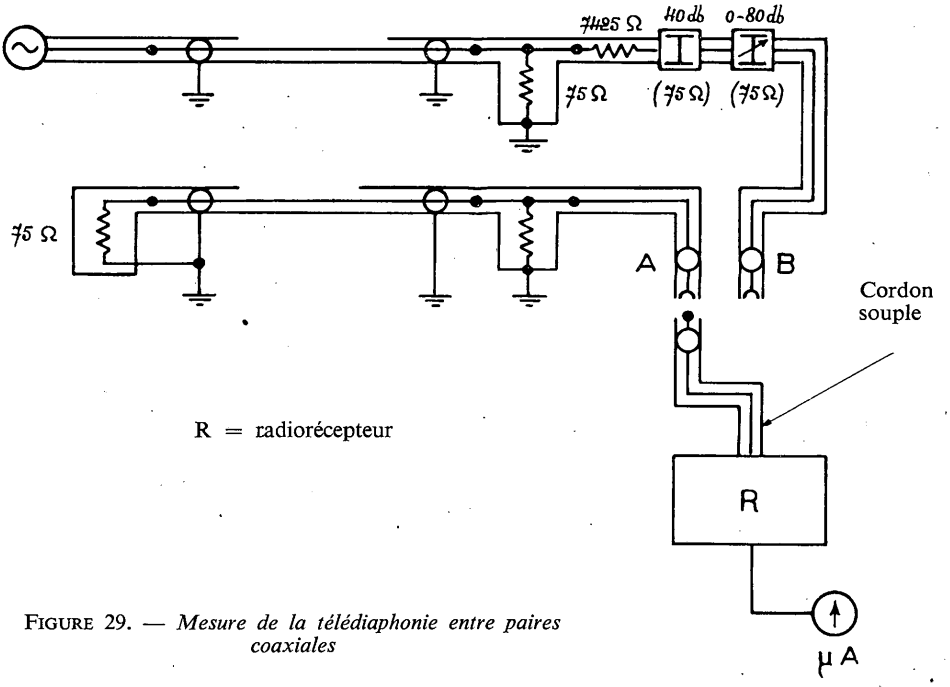


FIGURE 29. — *Mesure de la télédiaphonie entre paires coaxiales*

SECTION 2

MESURES EFFECTUÉES EN RÉGIME TRANSITOIRE SUR LES LONGUEURS DE FABRICATION OU SUR LES SECTIONS D'AMPLIFICATION DE PAIRES COAXIALES (UTILISÉES POUR LA TÉLÉPHONIE OU POUR LA TÉLÉVISION) ET SUR LES SECTIONS D'AMPLIFICATION DE LIGNES EN FILS NUS AÉRIENS

Le C.C.I.F. estime qu'il n'y a pas lieu d'établir des normes internationales pour les mesures en régime transitoire des irrégularités d'impédance de paires coaxiales procurant seulement des circuits téléphoniques internationaux.

L'opportunité de ces mesures et la fixation des normes correspondantes sont du ressort de la ou des Administrations ou Exploitations privées intéressées dans la ligne internationale considérée. Par contre, de telles mesures sont très utiles sur les paires coaxiales destinées à des transmissions télévisuelles.

En ce qui concerne les appareils de mesure à utiliser en régime transitoire pour la maintenance des circuits téléphoniques internationaux (par exemple pour localiser une coupure dans un câble, ou l'emplacement d'une grande dyssymétrie), cette question est encore à l'étude au sein du C.C.I.F. et il serait prématuré de vouloir recommander un type particulier d'appareil pour de telles mesures.

A titre d'information, les appareils utilisés par l'Administration australienne des téléphones, la Cuban Telephone Company, l'Administration française, l'Administration britannique et l'Administration suédoise des téléphones pour effectuer des mesures en régime transitoire, soit sur des circuits, soit sur des longueurs de fabrication de paires coaxiales, sont décrits dans les annexes 47 à 51 ci-après. Les appareils utilisés par l'American Telephone and Telegraph Company sont décrits dans l'article suivant:

« Pulse echo measurements on telephone and television facilities, » par L. G. ABRAHAM, A. W. LEBERT, J. B. MAGGIO et J. T. SCHOTT, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, volume 66, pages 541 à 548 (1947). (Cet article a été reproduit dans la monographie B — 1469 du Bell System et traduit en français dans le document polycopié « C.C.I.F. — 1947-1948 — 3me C.R. — Document n° 13 »).

A titre d'information également, l'attention est attirée sur les articles suivants de F.F. ROBERTS, publié dans le *Journal of the Institution of Electrical Engineers:*

« New methods for locating cable faults, particularly on high frequency cables » (volume 93, IIIme partie, n° 26, novembre 1946, pages 385 à 405);

« A pulse test set for the measurement of small impedance irregularities in high frequency cables » (volume 96, IIIme partie, n° 39, janvier 1949, pages 17 à 24).

TROISIÈME PARTIE

ANNEXES CONCERNANT LES MÉTHODES ET APPAREILS DE MESURE SUR LES LIGNES

ANNEXE 30

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

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

La méthode employée généralement consiste à calculer d'abord les valeurs approximatives, pour chaque station de répéteurs, de l'affaiblissement de la ligne à une fréquence donnée, des variations de cet affaiblissement en fonction de la température, et des variations de l'affaiblissement en fonction de la fréquence à une température donnée; on détermine ainsi approximativement les réglages nécessaires pour chaque équipement et, provisoirement, on règle l'équipement à la valeur déterminée. On envoie alors sur la ligne, à partir de la «station sous-directrice de ligne coaxiale» (coaxial line control station) (définie à la page 237 du Tome III du *Livre Vert*) une série de signaux de mesure dont les fréquences respectives sont à de petits intervalles l'une de l'autre, et l'on mesure les niveaux de ces signaux à la sortie de la première station de répéteurs et des stations suivantes. D'après les nombres obtenus, on détermine les réglages définitifs des correcteurs de distorsion d'affaiblissement, et on fixe le nombre, la position et la caractéristique « affaiblissement-fréquence » de tous les correcteurs complémentaires de la distorsion d'affaiblissement résiduelle de la ligne [line residual (" mop-up ") equalizers] qui peuvent être nécessaires. On répète cette procédure pour l'autre sens de transmission, chaque sens étant traité indépendamment, sauf que la compensation des variations de température effectuée dans une station quelconque est la même pour les deux sens de transmission.

Quand on a terminé la contre-distorsion d'affaiblissement définitive du câble, on fait dans chaque station intermédiaire des mesures de dénivellement à 7 fréquences dans la bande de 60 à 4 092 kHz, et on inscrit les résultats de ces mesures, pour servir de référence au service de maintenance du système.

ANNEXE 31

APPAREILS DE MESURE UTILISÉS PAR L'ADMINISTRATION SUISSE DES TÉLÉPHONES POUR LA MAINTENANCE DES SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLE

1. Equipement de mesure pour les stations terminales de systèmes à 60 voies

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

Les caractéristiques de cet équipement sont:

a) *Oscillateur*

1. Bande de fréquence: 10 à 160 kHz et 150 à 300 kHz.
2. Echelle: linéaire.
3. Longueur de l'échelle: 400 millimètres, pour chaque gamme de fréquences.
4. Division de l'échelle: une division par kHz, une grande division avec chiffre tous les 5 kHz, une marque rouge sur les limites de voies téléphoniques (12, 16 ... 252 kHz).
5. Distorsion d'affaiblissement: ... $\pm$ 0,02 néper de 10 à 300 kHz.
6. Tension d'émission (symétrique ou dyssymétrique):
   - α) tensions constantes: 2,1 V, 1,55 V, 0,775 volt;
   - β) 0, — 1, — 2, — 3, — 4, — 5 et — 6 népers par rapport à 1 mW dans 600 ohms, 150 ohms ou 75 ohms.
7. Distorsion de non-linéarité: inférieure à 1% pour 2,1 volts dans 75 ohms.
8. Alimentation par le réseau à 220 volts, 50 Hz de distribution d'énergie électrique. Des variations de 10% de la tension du réseau (ou de 2% de la fréquence) ne produisent pas plus de $\pm$ 0,02 néper de variation sur la tension de sortie.
9. Etalonnage: étalonnage interne du thermocouple au moyen d'une source continue (erreur maximum: $\pm$ 0,02 néper).

b) *Hypsomètre*

1. Bande de fréquences: 10 à 300 kHz avec une erreur de $\pm$ 0,02 néper.
2. Intervalle de mesure: + 4 à — 8 népers, par rapport à 1 mW dans 600, 150 et 75 ohms.
3. Impédance d'entrée: pour la mesure des niveaux $>$ 10 000 ohms; pour la mesure d'affaiblissement 600, 150 et 75 ohms.
4. Entrée: symétrique.
5. Tension du réseau d'alimentation en énergie électrique: 220 V, 50 Hz.

6. Erreur (pour ± 10% de variation de la tension de ce réseau ou pour ± 2% de variation de sa fréquence): ± 0,02 néper.
7. Etalonnage: à l'aide de l'oscillateur décrit plus haut.

c) *Filtre sélectif*

1. Bande de fréquence: 12-300 kHz.
2. Distorsion d'affaiblissement dans la bande passante: ± 0,02 néper.
3. Affaiblissement dans la bande passante: 0 néper.
4. Sélectivité: environ 6 népers pour un écart de ± 700 Hz.

Dimensions:

Hauteur	1 330	millimètres;
Largeur	480	»
Distance entre les axes de roues	600	»
Profondeur	840	»
Poids	100	kilogrammes.

2. Equipement de mesure pour les stations intermédiaires de systèmes à 48 voies

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

Les caractéristiques principales sont les suivantes:

MESURE DE NIVEAU

a) *Non sélectif*

1. Bande de fréquences: 10 à 204 kHz.
2. Distorsion d'affaiblissement dans cette bande: ± 0,04 néper.
3. Caractéristique « affaiblissement-fréquence » uniforme.
4. Intervalle de mesure: — 5 à + 4 népers (par rapport à 1 mW dans 150 ohms).
5. Montage symétrique.
6. Impédance d'entrée > 10 000 ohms.

b) *Sélectif*

1. Sélectif à 60 kHz.
2. Sélectivité: — 3 népers pour ± 1,5 kHz.
3. Exactitude: ± 0,04 néper.
4. Etalonnage: oscillateur interne de 60 kHz.
5. Impédance d'entrée > 10 000 ohms.

MESURE DE LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ

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

ANNEXE 32

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

La figure 1 représente le schéma de principe de l'hypsomètre sélectif. Cet appareil comprend un transformateur, suivi d'un filtre passe-bande B, d'un amplificateur à contre-réaction C et d'un instrument de mesure E avec un redresseur y appartenant D. L'onde pilote de fréquence 60 kHz traverse d'abord le transformateur et ensuite le filtre passe-bande B, dont la bande passante a été faite très étroite au moyen de cristaux de quartz, cela pour éliminer les tensions qui proviennent des ondes pilotes de canaux téléphoniques adjacents. L'onde pilote est rectifiée après amplification dans l'amplificateur C.

L'intensité du courant continu ainsi obtenu est une fonction du niveau de l'onde pilote à 60 kHz et peut ainsi être applicable pour l'indication de ce niveau.

Afin de faciliter la maintenance, l'appareil comporte un dispositif permettant à une station de répéteurs surveillée de mesurer les niveaux des ondes pilotes dans les stations télésurveillées qui lui sont associées. On utilise l'appareil décrit ci-dessus avec en plus un commutateur et un dispositif de commande à distance par relais, qu'on fait fonctionner à partir des stations surveillées. L'hypsomètre sélectif peut être relié aux bornes de sortie de l'un quelconque des amplificateurs de la station télésurveillée, et en même temps le courant continu provenant de l'instrument de mesure est transmis sur une des paires du câble vers la station surveillée où il peut être mesuré.

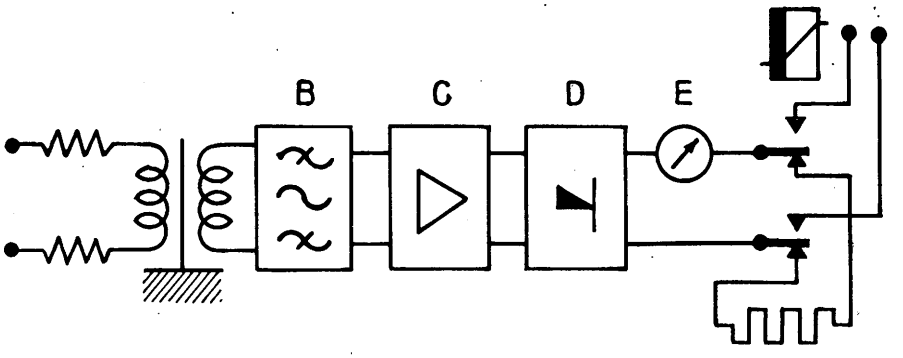


FIGURE 1

ANNEXE 33

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

L'Administration française des téléphones utilise pour la maintenance des systèmes à courants porteurs les appareils suivants:

— appareil mobile pour la mesure des ondes pilotes de groupe primaire A ou B,
— appareil fixe pour la mesure de l'onde pilote de groupe secondaire,
— indicateur de niveau sélectif (12-312 kHz),
— indicateur de niveau apériodique (0,3-4 000 kHz),
— ensemble de maintenance à 10 fréquences pour paires symétriques,
— ensemble de maintenance à 16 fréquences pour paires coaxiales à 16 groupes secondaires.

Ces appareils sont décrits ci-dessous.

Appareil mobile pour la mesure des ondes pilotes de groupe primaire A ou B

I. Généralités

L'appareil permet la mesure des ondes pilotes de groupe primaire A ou B.

Dans le cas du groupe primaire B, l'onde pilote, dont la fréquence est 84,140 kHz, est filtrée, amplifiée et détectée.

Dans le cas du groupe primaire A, l'onde pilote, dont la fréquence est 35,860 kHz, est modulée à 120 kHz, le produit de cette modulation à 84,140 kHz est alors traité comme l'onde pilote de groupe primaire B.

II. Caractéristiques électriques

Sélectivité du filtre à quartz

Fréquence transmise: 84,140 kHz

Sélectivité { à 84,140 ± 0,140 kHz: > 6,5 N
à 84,080 kHz: > 5 N.

Impédance d'entrée: 150 ohms sur la position « Mesure pilote »
> 5 000 ohms sur la position « Surveillance pilote ».

Intervalle de mesure:

— Niveaux de puissance de l'onde mesurée: entre — 2,7 et — 7,3 N sur 150 ohms,
— Niveaux de tension de l'onde mesurée: entre — 1,2 et — 5,8 N sur grande impédance.

Précision: La lecture se fait sur un galvanomètre gradué de — 0,3 à + 0,3 N, avec une précision de ± 0,02 N.

Appareil fixe pour la mesure de l'onde pilote de groupe secondaire

I. Généralités.

L'appareil permet la mesure de l'onde pilote de groupe secondaire aux points prévus à cet effet dans les équipements de modulation et de démodulation de groupe secondaire.

L'onde pilote dont la fréquence est 411,860 kHz est modulée à 496 kHz. Le produit de cette modulation à 84,140 kHz est filtré, amplifié et détecté.

II. Caractéristiques électriques.

Sélectivité du filtre à quartz.

Fréquence transmise: 84,140 kHz.

Sélectivité { à 84,140 ± 0,140 kHz: > 6,5 N
à 84,080 kHz: > 5 N.

Impédance d'entrée: 300 ohms.

Niveau de mesure: — 2,3 N ou — 2,9 N au-dessous du niveau relatif au point de mesure, c'est-à-dire — 7,45 et — 8,05 N (en niveau de tension).

Précision: La lecture se fait sur un galvanomètre gradué de — 0,3 à + 0,3 N, avec une précision de ± 0,02 N.

Indicateur de niveau sélectif 12-312 kHz

I. — Généralité

Cet appareil du type hétérodyne permet la mesure des niveaux absolus de tension compris entre — 8 N et + 2 N dans la bande 12-312 kHz, sans arrêter les voies téléphoniques voisines de celle dans laquelle est effectuée la mesure.

II. Caractéristiques électriques

Bande de fréquences: 12 à 312 kHz.

Précision de l'oscillateur interne: La fréquence est exacte à 500 Hz près dans toute la bande des fréquences.

Le cadran du condensateur variable de l'oscillateur interne permet une lecture de la fréquence à 200 Hz près, de 12 à 312 kHz.

Moyenne fréquence: L'appareil comporte un filtre à quartz accordé sur 360 kHz suivi de 2 étages d'amplification moyenne fréquence accordés également sur 360 kHz.

Sélectivité: 4 N à ± 1 250 Hz.

Intervalle de mesure: De — 8 N à + 2 N.

Précision de la mesure: De l'ordre de 0,1 N. L'appareil comporte un dispositif d'étalonnage interne.

Impédance d'entrée :
- 10 000 ohms
- ou 600 »
- ou 150 »
- ou 75 »

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

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

Indicateur de niveau apériodique de maintenance 0,3 kHz-4 MHz

Cet appareil permet de mesurer les niveaux absolus de tension dans les bandes de fréquences 0,3-160 kHz et 60-4 000 kHz. Il ne comporte pas de tubes électroniques. Ses caractéristiques sont les suivantes :

— Bande de fréquences 0,3-160 kHz, 60-4 000 kHz,

— *Intervalle de mesure :* — 1,5 N à + 1,5 N,

— *Impédances d'entrée :* bande 0,3-160 kHz : 150 ohms ou 600 ohms, ou $>$ 1 000 ohms (2 000 ohms de 0,3 à 110 kHz) ; bande 60-4 000 kHz : 75 ohms ou $>$ 800 ohms.

Amplificateur pour indicateur de niveau 60-4 000 kHz

Cet appareil permet d'étendre le champ de mesure de l'indicateur de niveau apériodique de maintenance décrit ci-dessus de — 4,5 N à + 1,5 N. Ses caractéristiques sont les suivantes :

— Bande de fréquences : 60-4 000 kHz,

— *Gain :* 3 N,

— *Impédance d'entrée :* 75 ohms ou $>$ 800 ohms.

L'alimentation est assurée à partir du secteur d'énergie industrielle.

Ensemble de maintenance à 10 fréquences pour paires symétriques

I. Généralités

Cet appareil permet d'effectuer les mesures de maintenance sur les lignes à paires symétriques exploitées avec 12, 24 ou 36 voies téléphoniques.

On utilise à cet effet les dix fréquences interstitielles suivantes : 11,860 — 23,860 — 39,860 — 55,860 — 80,140 — 96,140 — 108,140 — 128,140 — 144,140 — 156,140 kHz.

L'appareil comprend deux parties :

— l'émission, qui sert à engendrer et à émettre ces fréquences,

— la réception, qui permet de mesurer leur niveau en association avec l'« appareil mobile de mesure d'ondes pilotes de Groupe primaire ».

L'alimentation est assurée à partir du secteur d'énergie industrielle.

II. Caractéristiques électriques

2.1. *Emission*

L'émission se présente sous la forme d'un générateur d'impédance interne 6 000 ohms pouvant délivrer un niveau de tension — 10 ou — 9 N aux bornes d'une résistance de 75 ohms (entrée des répéteurs de ligne).

La précision des fréquences émises est de ± 3 Hz.

2.2. *Réception*

2.2.1. Le récepteur transpose en fréquence et en niveau les signaux interstitiels reçus en vue de permettre leur mesure par l'« appareil mobile de mesure d'ondes pilotes de groupe primaire » décrit ci-dessus.

La fréquence obtenue après transposition est 84,140 kHz.

La transposition en niveau s'effectue dans les conditions suivantes:

— niveau nominal de tension à l'entrée: — 2,5 N,

— niveau nominal de tension à la sortie sur une impédance de 150 ohms: — 5,5 N.

Un affaiblisseur inséré dans la chaîne permet de faire varier la sensibilité du récepteur de ± 1 N autour de la valeur nominale.

— Dispersion sur la transposition en niveau en fonction des fréquences reçues: 0,05 N.

— Exactitude de la transposition en niveau: ± 0,05 N.

2.2.2. Impédance d'entrée: 150 ohms adaptée et haute impédance.

2.2.3. Impédance de sortie: 150 ohms.

Remarque. — L'utilisation combinée de fréquences interstitielles d'une part, d'un récepteur sélectif d'autre part, permet d'effectuer les mesures de maintenance sans interrompre le trafic.

Ensemble de maintenance à 16 fréquences pour paires coaxiales à 16 groupes secondaires

I. Généralités

Cet appareil permet d'effectuer les mesures de maintenance sur les paires coaxiales à 16 groupes secondaires.

Il utilise à cet effet les 16 ondes interstitielles aux fréquences suivantes:

60	556	808	1 056	1 304	1 552	1 800	2 048
2 296	2 544	2 792	3 040	3 288	3 588	3 784	4 032 kHz.

L'appareil comprend trois parties:

— l'émission, qui sert à engendrer et à émettre ces ondes. Cette génération se fait à partir d'oscillateurs à quartz;

— la réception, qui permet de mesurer leur niveau ainsi que celui des ondes pilotes 308 et 4 092 kHz;

— un générateur de fréquences porteuses qui fournit les tensions porteuses nécessaires à l'émission et à la réception.

L'alimentation est assurée à partir du secteur d'énergie industrielle.

II. Caractéristiques électriques

1. *Emission*

1.1. *Fréquences*

Fréquences émises: 60 — 556 — 808 — 1 056 — 1 304 — 1 552 — 1 800 — 2 048 — 2 296 — 2 544 — 2 792 — 3 040 — 3 288 — 3 536 — 3 784 — 4 032 kHz.

Précision sur les fréquences émises: ± 75 Hz.

Fréquences parasites: Ecart signal émis — fréquences parasites > 3,5 N.

1.2. *Niveaux*

Emission adaptée: Niveau de puissance dans 75 ohms: variable de — 8 à — 1 N par bonds de 1 N.

Précision des niveaux d'émission: ± 0,025 N.

1.3. *Impédance de sortie*

Emission adaptée: 75 ohms.

Un affaiblisseur coaxial de 0,4 N d'affaiblissement et d'impédance caractéristique 75 ohms est joint à l'émetteur. Il permet d'émettre en émission adaptée un niveau de puissance variable de — 8,4 à — 1,4 N par bonds de 1 N dans une impédance de 75 ohms.

2. *Réception*

2.1. *Fréquence*

Le récepteur permet de mesurer le niveau:

— des fréquences émises par l'émetteur,

— des fréquences pilotes 308 et 4 092 kHz.

2.2. *Domaine de mesure*

— en réception adaptée: niveau absolu de puissance dans 75 ohms: — 2 à — 7 N (éventuellement — 8 N).

— en réception haute impédance: niveau absolu de tension: 0 à — 5 N (éventuellement — 6 N).

2.3. *Exactitude de la mesure*

— en réception adaptée: ± 0,02 N après étalonnage.

— en réception haute impédance: ± 0,04 N après étalonnage.

Stabilité des niveaux lus pour une variation de ± 10 % de la tension du réseau: ± 0,03 N.

2.4. *Impédance d'entrée*

Réception adaptée: 75 ohms et haute impédance.

2.5. *Sélectivité*

6 N à ± 300 Hz.

Remarque. — L'utilisation combinée de fréquences interstitielles d'une part, d'un récepteur sélectif d'autre part, permet d'effectuer les mesures de maintenance sans interrompre le trafic.

ANNEXE 34

APPAREILS DE MESURE UTILISÉS PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY POUR LA MAINTENANCE DES SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES COAXIALES

1. Types d'appareils considérés dans cette annexe

On fournit d'habitude les nombres suivants des appareils de mesure de transmission mentionnés dans cette annexe, avec les équipements de lignes à paires coaxiales et les équipements terminaux:

Equipement de mesure des répéteurs	Un seul — mais quand le système sur paires coaxiales se trouve dans plus d'une zone de maintenance, un appareil peut être fourni à chaque zone.
Appareil sélectif de mesure des ondes pilotes de régulation de ligne et des ondes additionnelles de mesure	Normalement un par station terminale, mais sur de longues artères où une seule liaison en ligne à paires coaxiales dépasse par exemple 300 km, on peut avoir besoin d'un plus grand nombre de ces appareils.
Appareil de mesure de l'onde pilote de groupe primaire	Un dans chaque station de distribution de groupes primaires (normalement stations munies d'un répartiteur de groupes primaires).
Appareil de mesure de l'onde pilote de groupe secondaire	Un pour chaque station de distribution de groupes secondaires (normalement station munie d'un répartiteur de groupes secondaires).

La principale fonction des équipements indiqués ci-dessus est de permettre d'effectuer des mesures périodiques de maintenance et des réglages pendant que le système sur paires coaxiales est en service. Toutefois, ces équipements ne conviennent pas aux mesures variées qui sont d'habitudes nécessaires pour la localisation de défauts, soit en ligne, soit dans les équipements terminaux. Un appareil de mesure de transmission en haute fréquence est d'habitude fourni dans ce but. Cet appareil comprend un dispositif d'alimentation en énergie, un oscillateur-émetteur et un récepteur, tous portatifs. L'oscillateur est capable d'émettre n'importe laquelle parmi un certain nombre de fréquences discrètes à partir d'un générateur de 75 ohms non symétrique par rapport à la terre, à un niveau absolu de puissance quelconque entre

+ 5 db et — 65 db. Le dispositif d'alimentation a été construit spécialement de sorte que l'appareil peut aussi bien s'employer dans les stations terminales ou dans les stations de répéteurs téléalimentés où, dans certaines conditions, on peut ne disposer d'aucune alimentation en courant alternatif du secteur; il fonctionne à partir du secteur sous 200-250 volts ou sous 100-150 volts ou à partir d'une batterie portative de 12 volts.

On étend beaucoup les possibilités de cet appareil en utilisant un oscillateur externe à fréquences réglable et il est fortement recommandé de fournir un tel oscillateur, à variation continue de 10 kHz à 5,2 MHz.

On fournit d'habitude les nombres suivants des deux appareils de mesure de transmission mentionnés ci-dessus, avec les équipements de lignes à paires coaxiales et les équipements terminaux:

Appareil de mesure de transmission en haute fréquence	Un par station terminale ou par service de maintenance.
Oscillateur à fréquence réglable	Un par station terminale ou par service de maintenance.

2. Equipement pour la mesure des répéteurs

C'est l'équipement employé pour la maintenance des amplificateurs de ligne et des régulateurs de gain.

Il est capable de mesurer des gains et des affaiblissements dans les intervalles suivants:

Fréquence	50 kHz à 5,2 MHz, à variation continue
Gain	0 à 89 décibels
Affaiblissement	0 à 23 décibels
Précision	± 0,1 db pour les affaiblissements, ± 0,1 db pour les gains de 0 à 50 db.

La méthode de mesure entraîne une comparaison entre l'affaiblissement d'affaiblisseurs étalonnés et l'affaiblissement ou le gain de l'équipement mesuré.

Des dispositifs additionnels sont fournis pour vérifier les régulateurs de gain. En résumé, ces dispositifs comprennent:

a) un émetteur de 5 fréquences, commandé par cristal, pour imiter les ondes pilotes,

b) des appareils permettant de mesurer la tension de sortie à 2 kHz du circuit d'alimentation de la thermistance et le courant provenant du circuit du relais sensible aux écarts,

c) un générateur à 50 Hz et un dispositif de surveillance pour vérifier les thermistances.

Alimentation en énergie électrique

200-250 volts alternatifs, 40-60 Hz
consommation maximum: 200 watts.

Il y a lieu de remarquer que le panneau mesuré est alimenté en haute et basse tension à partir d'un dispositif d'alimentation par le secteur monté sur l'équipement de mesure des répéteurs.

Construction mécanique. — L'équipement de mesure des répéteurs est monté sur deux bâtis de 3 pieds, distincts. On fournit aussi un support pour maintenir le panneau mesuré. L'ensemble de l'équipement est destiné à être monté sur une table ou sur un banc approprié.

3. Equipement de mesure de transmission du type 74610

C'est l'équipement portatif employé pour mesurer les ondes pilotes de régulation de ligne et les ondes pilotes placées entre les groupes secondaires.

Il effectue des mesures sélectives de niveaux, en dérivation ou sur une impédance de terminaison, en présence de trafic, aux fréquences suivantes:

60 kHz 2 604 » 2 792 » 4 902 »	onde pilote de régulation de ligne	308 kHz 808 » 1 056 » 1 304 » 1 552 » 1 800 » 2 048 »	2 296 kHz 2 544 » 3 040 » 3 288 » 3 536 » 3 784 » 4 032 »	ondes additionnelles de mesure

L'intervalle de mesure des niveaux est de — 5 db à — 45 db par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms, avec une précision de ± 0,5 db, et de — 45 à — 65 db par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms, avec une précision de ± 1,0 db.

Alimentation en énergie

Haute tension de 220 volts, 70 milliampères et alimentation de filaments de 12,6 volts en courant alternatif avec prise au milieu, toutes deux obtenues à partir du dispositif normal d'alimentation du système au moyen d'une sortie spéciale, ayant des fusibles séparés, sur les positions de l'amplificateur de réserve sur les bâtis de répéteurs.

Construction mécanique

Contenu dans une boîte légère et portative en alliage d'aluminium. Dimensions $19\ ^1/_8$ pouce × $10\ ^5/_8$ × $9\ ^7/_8$ (486 × 270 × 250 mm). Poids, environ 30 livres (13,5 kg).

4. Appareil de mesure de l'onde pilote de groupe primaire

Cet appareil portatif effectue la mesure sélective des niveaux de l'onde pilote à 84,080 kHz, en présence de courants vocaux, de courants de signalisation et de l'onde pilote à 84,140 kHz.

Les niveaux sont mesurés par rapport à 1 milliwatt dans 75 ohms et l'on choisit le niveau mesuré au moyen d'un commutateur placé sur le panneau antérieur. Les positions du commutateur sont les suivantes:

Répartiteur de groupes primaires, réception . . { — 28 sur impédance de terminaison
— 28 en dérivation

Répartiteur de groupes primaires, émission . .	— 57 sur impédance de terminaison — 57 en dérivation
Mesure de l'onde pilote de groupe primaire . .	— 52 sur impédance de terminaison
Mesure de l'onde pilote de groupe secondaire .	— 52 sur impédance de terminaison
Onde pilote	— 5
Onde pilote	+ 5

Les mesures s'effectuent normalement dans la position « mesure de l'onde pilote de groupe primaire, — 52 sur impédance de terminaison », en divers points des réseaux d'injection et de distribution. On s'est arrangé pour que le niveau nominal en tous ces points soit de — 52 db par rapport à 1 milliwatt.

Les mesures au répartiteur de groupe primaire s'effectuent seulement dans les deux conditions suivantes:

a) au cours du réglage initial, auquel cas on utilisera la position « sur impédance de terminaison »,

b) en cas de défaut, quand on a seulement besoin d'une indication sur la présence ou l'absence de l'onde pilote et l'on utilisera la position « en dérivation ».

La position « mesure de l'onde pilote de groupe secondaire » n'est nécessaire que quand on utilise l'appareil conjointement avec l'appareil complémentaire pour la mesure de l'onde pilote de groupe secondaire (voir le paragraphe 5 ci-après).

Les positions « onde pilote — 5 » et « onde pilote + 5 » sont utilisées pour le réglage du circuit de l'instrument de mesure.

Alimentation en énergie

200-250 volts alternatifs 40-60 Hz
La consommation est de 15 watts.

Construction mécanique

Contenu dans une boîte portative en alliage d'aluminium.
Dimensions: $17\ ^3/_4 \times 9\ ^1/_8 \times 9$ pouces (451 × 232 × 229 mm).
Poids environ 20 livres (9 kg).

5. Appareil complémentaire pour la mesure de l'onde pilote de groupe secondaire

Cet équipement est employé, associé à l'appareil de mesure de l'onde pilote de groupe primaire (paragraphe 4 ci-dessus), pour mesurer l'onde pilote de groupe secondaire.

Cet appareil complémentaire consiste essentiellement en un démodulateur avec des amplificateurs associés. Le signal à 411,920 kHz est mélangé avec une onde à 496 kHz provenant du système et le signal résultant à 84,080 kHz est mesuré au moyen de l'appareil de mesure de l'onde pilote de groupe primaire dans la position « mesure de l'onde pilote de groupe secondaire ».

Alimentation en énergie

200-250 volts alternatifs 40-60 Hz
Consommation 15 watts.

Construction mécanique

Contenu dans une boîte portative en alliage d'aluminium.
Dimensions: 17 $^{3}/_{4}$ × 9 $^{7}/_{8}$ × 9 pouces (451 × 250 × 229 mm).
Poids environ 20 livres (9 kg).

6. Appareil de mesure de transmission en haute fréquence

C'est l'appareil employé pour des mesures à caractère général sur les équipements de lignes et les équipements terminaux. Normalement, il ne peut pas être employé pendant que le système est en service. Il comprend un émetteur, un récepteur et un dispositif d'alimentation.

L'émetteur transmet (dans des circuits de 75 ohms non symétriques) à un niveau quelconque entre + 5 db et — 65 db par rapport à 1 milliwatt, n'importe laquelle des fréquences suivantes: 60, 84, 300, 412, 808, 1 500, 2 000, 2 500, 3 000, 3 400, 3 800, 4 000 kHz.

La précision du niveau émis est de ± 0,25 db pour un niveau de 0 db et ± 0,5 db pour tous les autres niveaux.

Le récepteur mesure des niveaux, en dérivation ou sur impédance de terminaison, sur des circuits de 75 ohms non symétriques, entre + 25 db et — 65 db par rapport à 1 milliwatt. L'intervalle de fréquence est de 60 à 4 500 kHz.

La précision des mesures est de ± 0,25 db pour des indications de l'instrument de mesure allant de + 5 db à — 5 db et de ± 0,5 db pour des indications inférieures à — 5 db.

Alimentation en énergie:

Soit 100-150 volts alternatifs: 40-60 Hz.
Soit 200-250 volts alternatifs: 40-60 Hz.
Soit 12 volts continus.

Construction mécanique:

Contenu dans trois boîtes portatives de métal, chacune de 17 ½ × 9 $^{1}/_{8}$ × 8 $^{7}/_{8}$ pouces (444 × 232 × 225 mm).

7. Oscillateur à fréquence réglable

C'est l'oscillateur à fréquence réglable qui peut être utilisé associé à l'appareil de mesure de transmission en haute fréquence.

L'intervalle de variation de la fréquence est de 10 kHz à 5,2 MHz, avec variation continue.

Alimentation en énergie:

200-250 volts alternatifs: 40-60 Hz.

Construction mécanique:

Contenu dans une boîte portative de métal.

ANNEXE 35

ÉQUIPEMENT DE MESURE UTILISÉ PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES DES PAYS-BAS POUR LA MAINTENANCE DES SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS

L'Administration des Pays-Bas dispose d'un équipement mobile à haute fréquence pour effectuer des mesures de maintenance en service dans la partie haute fréquence des systèmes à courants porteurs et des liaisons sur lignes métalliques. Cet équipement mobile peut également rendre service pour la localisation de dérangements.

L'équipement de mesure se prête à être utilisé pour les systèmes où l'espacement entre les voies est de 4 kHz (suivant les recommandations du C.C.I.F.). Il convient d'ajouter comme détail particulier que cet équipement peut aussi être utilisé pour les systèmes à courants porteurs avec un espacement de 6 kHz entre les voies, systèmes qui sont appliqués sur une assez grande échelle dans le réseau national des Pays-Bas.

Grâce à son montage spécial, cet équipement est particulièrement facile à desservir et, même en cas de fausse manœuvre, il ne peut être émis de signaux perturbateurs sur les voies des liaisons à mesurer.

Description

L'équipement comporte une *partie émettrice* et une *partie réceptrice*. Pour les mesures de transmission, on fait usage de deux équipements, un à chacune des extrémités de la liaison; un des équipements envoie alors les signaux désirés dans le système ou sur le câble, tandis que l'autre mesure les signaux reçus. Le système continue à fonctionner normalement pendant l'exécution des mesures, qui ne gênent pas le trafic.

La *partie émettrice* de l'équipement de mesure est aménagée à cet effet de telle façon qu'il peut être uniquement émis des signaux dont la fréquence se situe entre deux voies successives. L'espacement entre les ondes porteuses virtuelles est, dans les systèmes à mesurer, de 4 kHz et celui entre les signaux de mesure et les ondes porteuses de 80 Hz. Les fréquences de mesure ne produisent pas de signaux perturbateurs dans les voies et les tensions des signaux peuvent être mesurées de façon si sélective que ni un résidu éventuel de courant porteur, ni les fréquences vocales transposées ne peuvent causer de mesures inexactes. Etant donné que la voie à mesurer est située soit dans la bande latérale inférieure, soit dans la bande latérale supérieure de modulation, la fréquence de mesure peut être déplacée de 80 Hz tant vers le haut que vers le bas.

Il peut donc être émis des séries de fréquences de $n \times 4$ kHz $-$ 80 Hz et $n \times 4$ kHz $+$ 80 Hz et dans aucune circonstance il ne peut apparaître d'autres fréquences. La sélection entre « bande latérale inférieure » et « bande latérale supérieure » s'effectue à l'aide d'une clé qui peut être mise dans la position « $-$ 80 Hz » ou « $+$ 80 Hz ». Lorsque la clé se trouve dans la position « C.C.I.F. », la sélection

a lieu de façon automatique (le groupe primaire A dans la bande latérale supérieure et les autres groupes primaires dans la bande latérale inférieure).

L'accord sur la fréquence émettrice désirée a lieu de façon très simple. Dans ce but, il faut uniquement régler l'équipement sur une voie déterminée; un dispositif indicateur marque alors l'accord juste.

La gamme des fréquences se situe entre 12 et 300 kHz. Les signaux de mesure dont les fréquences sont en même temps des multiples de 4 kHz et de 6 kHz sont émis automatiquement lors de l'accord. Pour les signaux de mesure dont les fréquences ne sont pas multiples de 6 kHz, il faut, après l'accord, enfoncer une touche afin que des signaux perturbateurs n'aient plus accès aux systèmes ayant des fréquences porteuses espacées de 6 kHz.

La *partie réceptrice* comporte un hypsomètre permettant la mesure sélective des signaux. L'hypsomètre sélectif est, pour ce qui est de l'accord, couplé à l'oscillateur de sorte qu'il est accordé de façon automatique sur la fréquence du signal émis.

Il est possible de mesurer trois sortes de signaux:

a) les fréquences déplacées de 80 Hz dans le sens positif ou dans le sens négatif par rapport aux fréquences porteuses (80 Hz dans la voie en question),

b) les fréquences déplacées de 800 Hz dans le sens positif ou dans le sens négatif par rapport aux fréquences porteuses (800 Hz dans la voie),

c) les fréquences porteuses.

Le *cas a)* se présente lors du réglage du niveau du signal émis par l'équipement de la station où l'on se trouve et lors de mesures effectuées sur une liaison sur laquelle un second équipement émet à l'autre extrémité des signaux analogues.

Les signaux mesurés dans le *cas b)* sont obtenus lorsque l'on émet, au moyen d'un oscillateur séparé, des signaux à 800 Hz sur une voie à basse fréquence. Cette possibilité est appliquée pour la localisation de dérangements dans le système à courants porteurs.

Le *cas c)* se présente pour la mesure du résidu de courant porteur.

Dans les positions « 800 Hz » et « résidu de courant porteur », la sortie de la partie émettrice est bloquée de sorte qu'il ne peut être émis de signaux.

L'entrée de l'hypsomètre sélectif a une haute impédance et est équilibrée de sorte que l'hypsomètre peut être raccordé en tous les points de systèmes en service sans causer de dérangement ni d'affaiblissement supplémentaire.

L'équipement pour les mesures en haute fréquence est muni d'un poste d'opératrice permettant l'établissement de communications téléphoniques entre deux équipements de mesure se trouvant dans différentes stations de répéteurs; ces communications sont établies par une ligne de service à deux fils.

Données techniques

A. Partie émettrice

Bande de fréquences:

Dans la bande de fréquences de 12 à 300 kHz peuvent être émis tous les multiples de 4 kHz $\pm$ 80 Hz, à l'exception de 60 kHz $\pm$ 80 Hz (étant donné l'existence de la fréquence pilote de 60 kHz).

Précision de la fréquence émettrice:

L'écart maximum de la fréquence émettrice par rapport à la valeur nominale est de $1{,}0 + f \cdot 10^{-5}$ Hz (f est la fréquence émettrice en Hz).

Impédance de sortie:

Equilibrée à environ 7 000 ohms et capacité en parallèle d'environ 350 pF du câble de raccordement.

Puissance de sortie:

(Sortie fermée sur 75 ohms). Réglable entre — 60 db et 0 db par rapport à 1 mW dans 150 ohms (0,387 V).

B. Hypsomètre sélectif

Bande de fréquences:

Il est possible d'effectuer des mesures dans la bande de fréquences de 12 à 300 kHz où les possibilités indiquées ci-après sont prévues:

a) Mesure de 80 Hz sur les voies, sous forme de multiples de 4 kHz ± 80 Hz.

b) Mesure de 800 Hz sur les voies, sous forme de multiples de 4 kHz ± 800 Hz.

c) Mesure du résidu de courant porteur sous forme de multiples de 4 kHz.

Largeur de bande:

Pour les cas *a)* et *c)*: environ 20 Hz. Pour le cas *b)*: environ 40 Hz.

Sensibilité:

L'installation permet la lecture de niveaux situés entre — 70 db et + 20 db par rapport à 1 mW dans 150 ohms (0,387 V). La sensibilité peut être réglée par échelons de 10 db.

Précision:

L'erreur absolue sur les mesures, y compris celle causée par la caractéristique de fréquence, est:

pour les cas *a)* et *c)* $< 0{,}5$ db
pour le cas *b)* < 1 db.

C. Généralités

Alimentation:

220 V, 50 Hz, environ 365 VA.

Dimensions et poids:

Profondeur 600 mm (les parties saillantes non comprises)
Largeur 540 mm (les parties saillantes non comprises)
Hauteur 1 400 mm (total)
Poids environ 195 kg.

ANNEXE 36

MÉTHODES UTILISÉES PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES DE LA RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE D'ALLEMAGNE POUR LES MESURES DE DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT SUR DES PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES DESTINÉES A L'EXPLOITATION PAR COURANTS PORTEURS

Pour les mesures de référence ainsi que pour les mesures de maintenance effectuées sur les systèmes à courants porteurs sur paires symétriques non chargées en câble, l'Administration des téléphones de la République fédérale d'Allemagne utilise les appareils de mesure suivants:

a) pour les mesures de référence:

générateurs de courants d'essai,

hypsomètres à large bande et hypsomètres sélectifs,

hypsoscopes.

b) pour les mesures de maintenance:

appareils de mesure à fréquences interstitielles.

L'emploi de ces appareils est discuté brièvement ci-dessous et les caractéristiques principales de l'hypsoscope et du dispositif de mesure à fréquences interstitielles y sont indiqués.

A. Pour vérifier les *valeurs de référence* d'un système à courants porteurs on peut employer deux méthodes différentes:

Première méthode: Les différentes ondes de mesure à fréquences discrètes sont émises successivement, toute fréquence choisie étant fixée et réglée manuellement à la station émettrice; à la station réceptrice on les mesure au moyen d'un hypsomètre sélectif ou à large bande. Les appareils de mesure sont connectés à la ligne conformément à la figure 1.

Caractéristiques

	Bande de fréquences	Intervalle de mesure (niveaux absolus de tension)
Générateur de 4 jusqu'à au moins 620 kHz		— 7,5 à + 2 N
Hypsomètre de 4 jusqu'à au moins 620 kHz		— 13 à + 3 N

On dispose, en outre, d'appareils à bande et à intervalles réduits pour des mesures plus simples.

Deuxième méthode: Pour vérifier et corriger les distorsions d'affaiblissement d'une manière plus rapide et commode on utilise des appareils de mesure qui montrent directement la courbe « niveau-fréquence » sur un écran lumineux.

Pour cette application on fait varier la fréquence de l'onde de mesure continûment et périodiquement entre des limites arbitraires, cette variation étant effectuée par un dispositif supplémentaire.

Du côté récepteur on utilise un hypsoscope portatif. La déviation horizontale du rayon cathodique est déduite automatiquement de la valeur de l'onde de mesure reçue au moyen d'un discriminateur de fréquence. On peut faire varier selon les cas la largeur des bandes de fréquences représentées sur l'hypsoscope (voir « caractéristiques »). Afin de conserver un document, on peut retracer à la main la courbe apparaissant sur l'écran ou bien la photographier. Les mesures sont effectuées également d'après le schéma de la figure 1.

Caractéristiques de l'hypsoscope

Dimensions de l'image sur l'écran lumineux: largeur 60 mm, hauteur 50 mm.
Ecran à incandescence allongée
Bandes de fréquences utilisables: 0,3 à 20 kHz
4 à 60 kHz
4 à 300 kHz
4 à 600 kHz
600 à 1 200 kHz.

Pour étudier une bande restreinte de fréquences, on peut dilater, par un réglage spécial, une partie quelconque d'une de ces bandes jusqu'au décuple.

Intervalle de mesure . . . . . — 7,5 à + 2,9 N
(niveaux absolus de tension)

Intervalle d'enregistrement . . . . . 2,4 N

Il est possible de dilater un intervalle de 0,7 N jusqu'à la hauteur totale de l'image.

Commutateur: L'intervalle total de — 5 N à + 2 N peut être commuté par échelons de 1 N et 0,1 N.

Précision de mesure dans le domaine moyen . . . . . ± 0,02 N
dans la bande de 10 à 600 kHz
et pour des niveaux supérieurs à — 5,5 N.

Variation de niveau encore perceptible dans le domaine de sensibilité la plus grande . . . . . ± 0,01 N

Impédance d'entrée
au-dessous de 10 kHz . . . . . supérieure à 30 000 ohms
au-dessus de 10 kHz . . . . . » » 5 000 ohms
commutable à des valeurs de . . . . . 600, 150 ou 75 ohms

Alimentation: 110/220 V; 40 à 60 Hz; environ 95 VA.

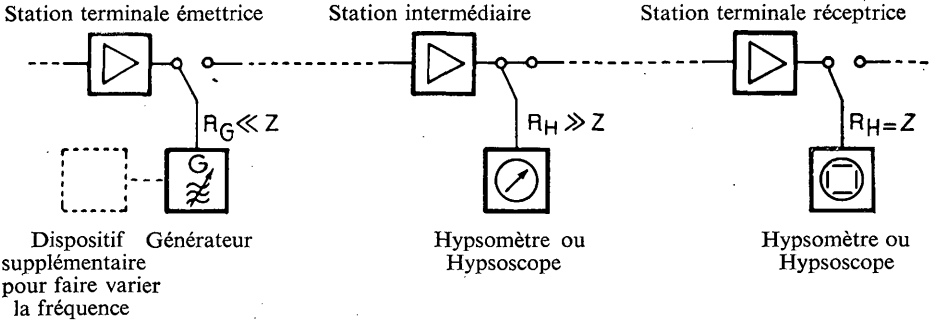


FIG. 1. — *Mesure de référence effectuée sur une ligne à courants porteurs*

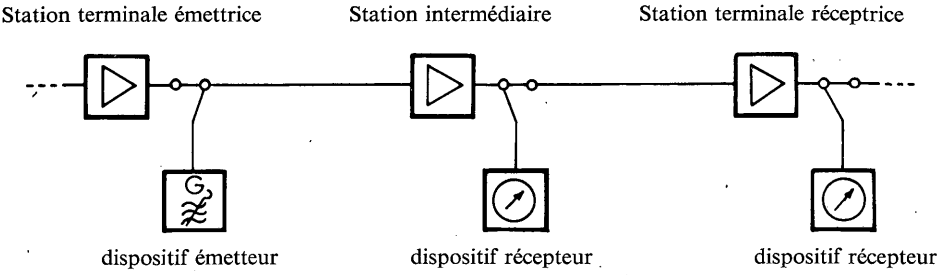


FIG. 2. — *Mesure de maintenance effectuée sur une ligne à courants porteurs en service à l'aide d'un dispositif de mesure à fréquences interstitielles*

Remarque: L'appareil est également utilisable pour mesurer les grandeurs suivantes:

Impédances . . . . . entre 30 et 3 000 ohms
affaiblissements d'adaptation et d'équilibrage . . inférieurs à 6 N.

B. Pour *la maintenance* des systèmes à courants porteurs on utilise l'appareil de mesure à fréquences interstitielles. Il permet de mesurer les distorsions d'affaiblissement de la ligne — d'après le schéma de la figure 2 — sans qu'on soit obligé de mettre des voies hors de service; le cas échéant les valeurs de référence y peuvent être vérifiées.

On applique successivement au point d'émission, c'est-à-dire au point où l'amplificateur de la station émettrice est raccordé à l'entrée de la ligne, des ondes de mesure dont les fréquences représentent une série convenablement déterminée, l'impédance de sortie de la source étant élevée par rapport à l'impédance de la ligne. Le niveau de tension au point d'émission est maintenu automatiquement à la même valeur, indépendamment des variations de cette impédance en fonction de la fréquence.

Les niveaux de tension à la sortie des répéteurs intermédiaires et du répéteur terminal sont vérifiés à l'aide d'un hypsomètre sélectif spécial.

Toute fréquence interstitielle choisie correspond à la fréquence 80 Hz d'une voie téléphonique. Conformément au schéma n° 2 (voir fig. 15 du Tome III du *Livre Vert*), recommandé pour les systèmes procurant 5 groupes primaires et également au schéma du groupe secondaire de base (voir fig. 17 du Tome III) proposé pour les systèmes procurant 10 groupes primaires (système encore à l'étude), les fréquences interstitielles s'écartent des fréquences porteuses virtuelles de

— 80 Hz dans la bande de 12 à 252 kHz et de
+ 80 Hz dans la bande de 312 à 552 kHz.

L'intervalle des fréquences interstitielles est de 12 kHz, la fréquence supplémentaire de 15 920 Hz étant intercalée.

Le niveau absolu de tension prévu pour les mesures correspond à un niveau de puissance de — 1,2 N par rapport au niveau relatif zéro.

La figure 3 représente le schéma simplifié de cet appareil; le dispositif émetteur et le dispositif récepteur sont réunis dans une seule caisse portative.

Caractéristiques

Emetteur:

Fréquences disponibles:

11 920	15 920	23 920	35 920	47 920	59 920	71 920	83 920	95 920
107 920	119 920	131 920	143 920	155 920	167 920	179 920	191 920	203 920
215 920	227 920	239 920	251 920 Hz					
312 080	324 080	336 080	348 080	360 080	372 080	384 080	396 080	408 080
420 080	432 080	444 080	456 080	468 080	480 080	492 080	504 080	516 080
528 080	540 080	548 080	552 080 Hz.					

Remarque: Toutes les fréquences interstitielles ci-dessus sont utilisables sur le réseau de télécommunications de l'Administration des téléphones de la République fédérale d'Allemagne sans déranger le service. On a en outre la possibilité de supprimer à l'émission certaines fréquences qui pourraient perturber par exemple un circuit pour transmissions radiophoniques établi sur un système à courants porteurs.

Niveaux de tension au point d'émission:

dans le cas d'une impédance de 75 ohms . . . . — 6,5 à — 1,5 N

dans le cas d'une impédance de 37,5 ohms nonsymétrique par rapport à la terre . . . . . — 6,5 N
(par exemple à l'entrée de l'équipement du groupe secondaire de base)

Précision du niveau d'émission (l'impédance au point d'émission ayant sa valeur nominale) . . . . . ± 0,02 N

Variation du niveau d'émission si les variations de cette impédance ne dépassent pas ± 15% . . . . . ± 0,01 N

Affaiblissement provoqué dans une ligne d'impédance nominale de 150 ohms . . . . . inférieur à 0,02 N

Récepteur:

Fréquences disponibles: voir dispositif émetteur.

Intervalle de mesure . . . . . — 8,0 à 0 N

Commutateur: L'intervalle total de 7 N peut être commuté par échelons de 1,0 N.

Précision de mesure au point de la déviation maximum de l'aiguille . . . . . inférieure à ± 0,02 N

Impédance d'entrée . . . . . supérieure à 10 000 ohms

Filtre sélectif:

Distorsions dans la bande passante de ± 20 Hz inférieures à 0,02 N

Affaiblissement au-delà de ± 170 Hz . . . . supérieur à 5 N

Alimentation: 110/220 V; 40 à 60 Hz; environ 70 VA.

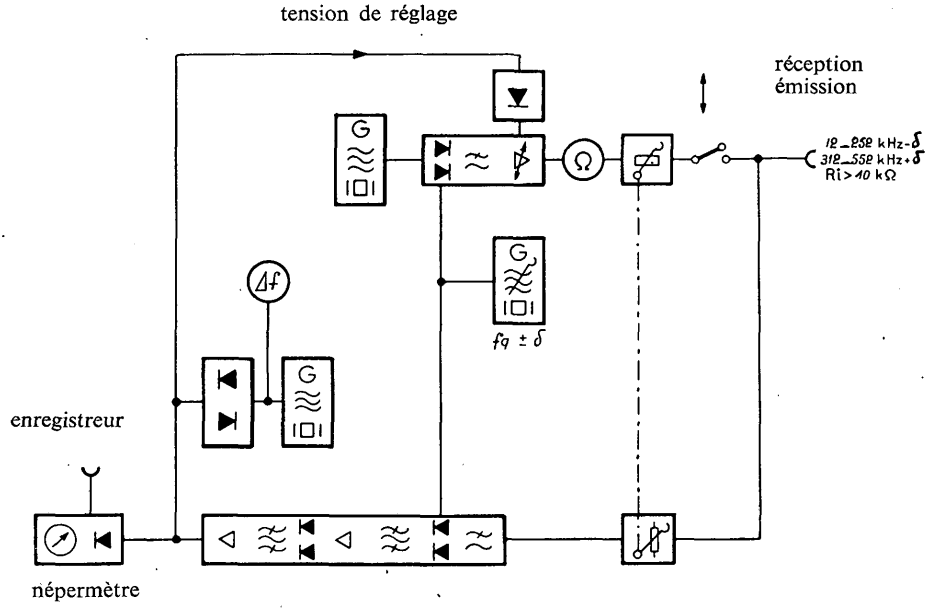


FIGURE 3. — *Appareil de mesure à fréquences interstitielles*

Remarque: L'appareil de mesure à fréquences interstitielles est également utilisable quand il s'agit de localiser des dérangements affectant les équipements à courants porteurs. Complété par un enregistreur, ce dispositif permet en outre de surveiller les variations du niveau le long de la ligne.

A l'aide du montage de la figure 3 il est d'ailleurs possible de mesurer le module de l'impédance d'entrée au point d'émission en fonction de la fréquence.

ANNEXE 37

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

(Mémorandum de la Standard Telephone and Cables Company)

Objet du mémorandum

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

Nécessité de cette méthode

Pendant quelque temps dans le passé la méthode habituelle était d'évaluer l'affaiblissement et l'impédance caractéristique de paires coaxiales, à des fréquences de l'ordre de 1 MHz, d'après des mesures d'impédance à l'origine émettrice, l'extrémité réceptrice de la paire étant successivement ouverte et en court-circuit, en utilisant un pont d'impédances pour radiofréquences. Bien que l'on puisse compter normalement sur une précision d'environ $1^0/_{00}$ dans la détermination de l'affaiblissement avec cette méthode, ce qui est satisfaisant, la valeur de l'impédance caractéristique est affectée d'une incertitude beaucoup plus grande. Au point de vue de la qualité des circuits sur paires coaxiales pour la transmission téléphonique à courants porteurs, les réflexions, dues à des irrégularités d'impédance, que l'on a rencontrées en pratique n'ont pas donné de soucis excessifs; mais pour une bonne transmission télévisuelle une plus haute qualité des circuits complets est désirable, et une connaissance plus précise de l'impédance caractéristique des longueurs individuelles de câbles à paires coaxiales est désirable à cette fin.

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

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

Description de la mesure avec résistance de terminaison

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

Précautions à observer

Pourvu que la fréquence correspondant à un nombre entier de quarts de longueur d'onde soit déterminée avec précision, et que les deux valeurs d'impédance lues sur le pont de mesure se trouvent dans le même groupe de dizaines, les principales causes d'erreurs possibles sont: 1^0 une valeur non appropriée de la résistance de terminaison, 2^0 les erreurs de mesure, 3^0 les irrégularités internes de la paire coaxiale mesurée. Afin d'obtenir la précision désirée sur le résultat de la mesure d'impédance caractéristique, on doit supprimer les deux premières causes d'erreur. Alors toute irrégularité interne sera mise en évidence.

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

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

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

Considérations théoriques

Pour une ligne de transmission homogène, de longueur l, ayant une constante de propagation p, un affaiblissement linéique a, un déphasage linéique b et une impédance caractéristique Z_C, et terminée sur une impédance Z_R, l'impédance à l'origine émettrice est donnée par:

$$Z_E = Z_C \frac{Z_C \sinh pl + Z_R \cosh pl}{Z_R \sinh pl + Z_C \cosh pl} \tag{1}$$

$$= Z_C \frac{\frac{Z_R}{Z_C} + \operatorname{th} pl}{1 + \frac{Z_R}{Z_C} \operatorname{th}\ pl} \tag{2}$$

où

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

$$= \frac{\operatorname{coth} al - j \cot bl}{1 - j \operatorname{coth} al \cot bl} \tag{4}$$

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

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

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

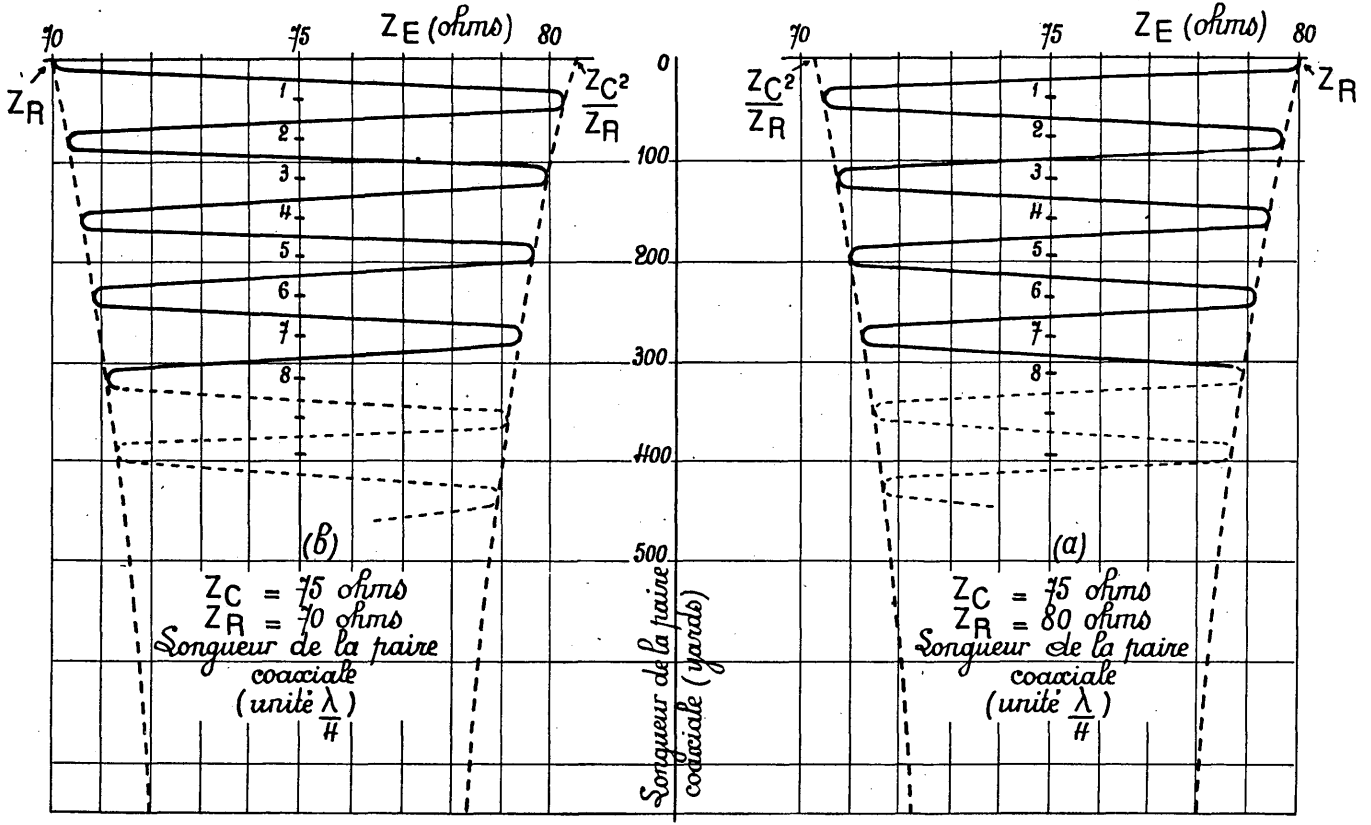


FIGURE 1. — *Variation de la partie réelle de* Z_E *en fonction de la longueur de la paire coaxiale à 2 MHz (paire coaxiale type 370 DS)*

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

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

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

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

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

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

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

La figure 2 représente la partie supérieure de l'enveloppe de la courbe représentative de Z_E pour des fréquences de 1 MHz, 2 MHz et 2,5 MHz, et pour des résistances de terminaison égales à $(Z_C + 15)$ ohms, $(Z_C + 5)$ ohms et $(Z_C + 2)$ ohms, en admettant que Z_C est de l'ordre de 75 ohms. Ce graphique permet d'obtenir la valeur théorique de Z_E avec une précision suffisante pour vérifier les mesures réellement faites pour des longueurs égales à un multiple *pair* de $\frac{\lambda}{4}$, pour toutes les longueurs allant jusqu'à 1 250 yards *) et à toutes les fréquences comprises entre 1 MHz et 2,5 MHz. Par exemple, une longueur de paire coaxiale de 379 yards, avec une valeur de $\frac{v}{c}$ égale à 0,965 (v étant la vitesse de propagation sur la paire, et c la vitesse de propagation dans le vide, des ondes électromagnétiques), comprendrait un nombre pair de quarts de longueur d'onde à 2,5 MHz. Si en la terminant par une résistance de 78 ohms la valeur mesurée de Z_E était 77,3 ohms à 2,5 MHz, et 74,8 ohms pour la fréquence immédiatement voisine pour laquelle la longueur de la paire est encore un multiple pair de $\frac{\lambda}{4}$ (2,3 MHz), on aurait alors $Z_C = 76{,}0$ ohms, qui est la moyenne des deux valeurs mesurées de Z_E. La plus grande de ces deux valeurs peut être vérifiée d'après le graphique (fig. 2) de la façon suivante: puisque $Z_R = 78$ et $Z_C = 76$, on a $Z_R - Z_C = 2$. Par suite, d'après le graphique, à la longueur de 379 yards correspond, sur la courbe pour laquelle $Z_R - Z_C = 2$ et si la fréquence est de

*) 1 yard = 91,4 centimètres.

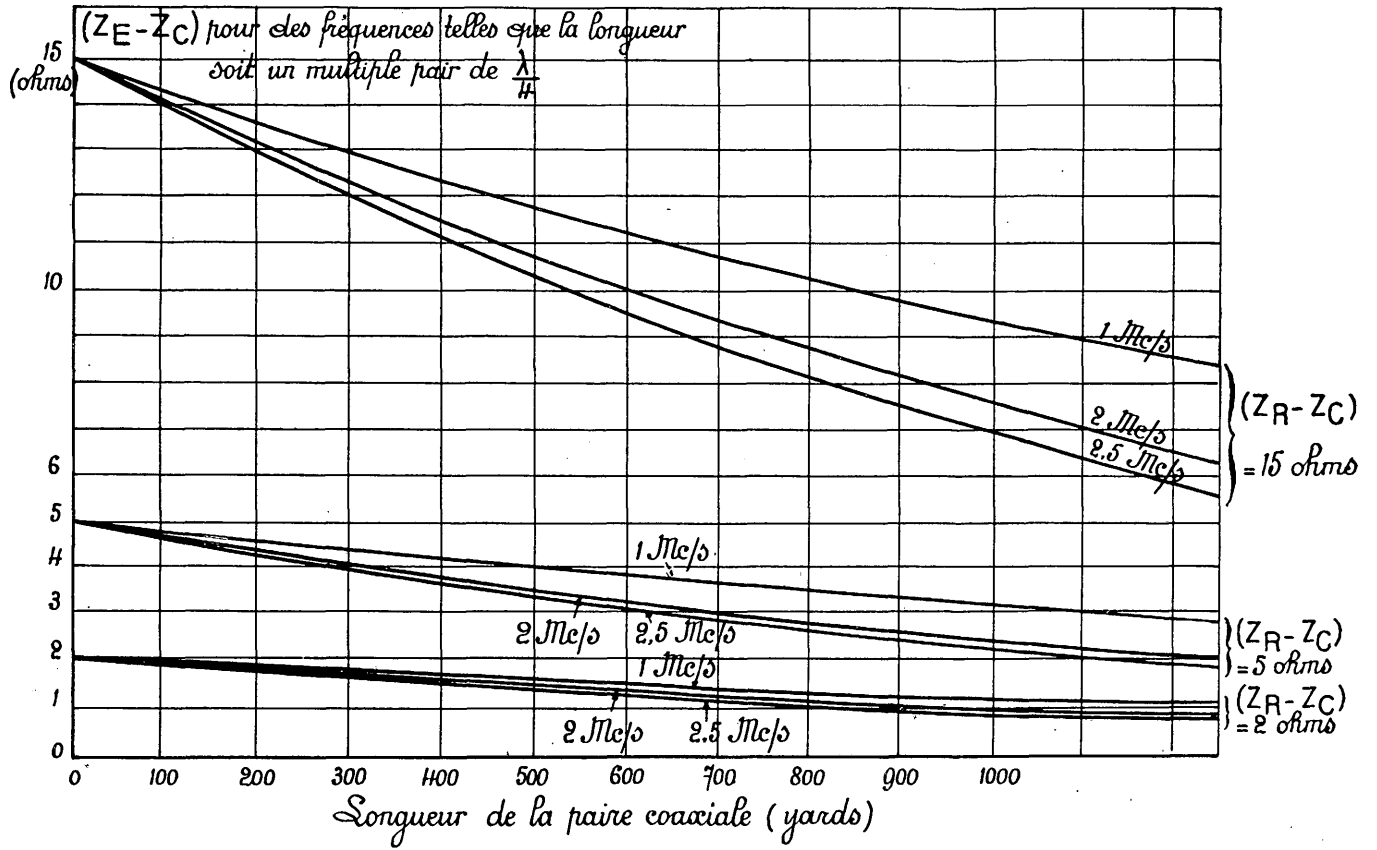


FIGURE 2. — *Graphique permettant de vérifier les valeurs d'impédance à l'émission mesurées pour des longueurs de la paire coaxiale qui sont des multiples pairs de* $\frac{\lambda}{4}$ *(paire coaxiale type* 370 *DS)*

2,5 MHz, une valeur de $Z_E - Z_C$ égale à 1,5 ohm. D'où $Z_E = Z_C + 1{,}5 = 77{,}5$ ohms, ce qui s'accorde assez bien avec la valeur mesurée (77,3 ohms). Quand on emploie ce graphique, on doit interpoler si c'est nécessaire pour des valeurs intermédiaires de $Z_R - Z_C$ et de la fréquence. On peut utiliser ce graphique quand Z_R est inférieure à Z_C en prenant $Z_C - Z_R$ au lieu de $Z_R - Z_C$, et $Z_C - Z_E$ au lieu de $Z_E - Z_C$. Il s'applique alors à la plus petite des deux valeurs d'impédance lues sur le pont de mesure.

ANNEXE 38

MESURE DE LA DISTORSION DE PHASE SUR UN CIRCUIT DE TÉLÉVISION EN BOUCLE

(Note de la British Broadcasting Corporation)

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

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

ANNEXE 39

MÉTHODE PROPOSÉE POUR LA MESURE DU TEMPS DE PROPAGATION DE PHASE DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION ET DANS LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION TÉLÉVISUELLE

(Note de l'Administration britannique des téléphones)

Introduction

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

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

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

Principe de la méthode

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

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

et que la tension reçue soit:

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

Le temps de propagation de phase sera alors:

à la fréquence f_1 . . . . . T

à la fréquence $2f_1$ . . . . . $T + \frac{\varphi_2}{2\omega_1}$

à la fréquence $3f_1$ . . . . . $T + \frac{\varphi_3}{3\omega_1}$, etc...

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

Une méthode électrique pour l'analyse de la forme de l'onde reçue

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

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

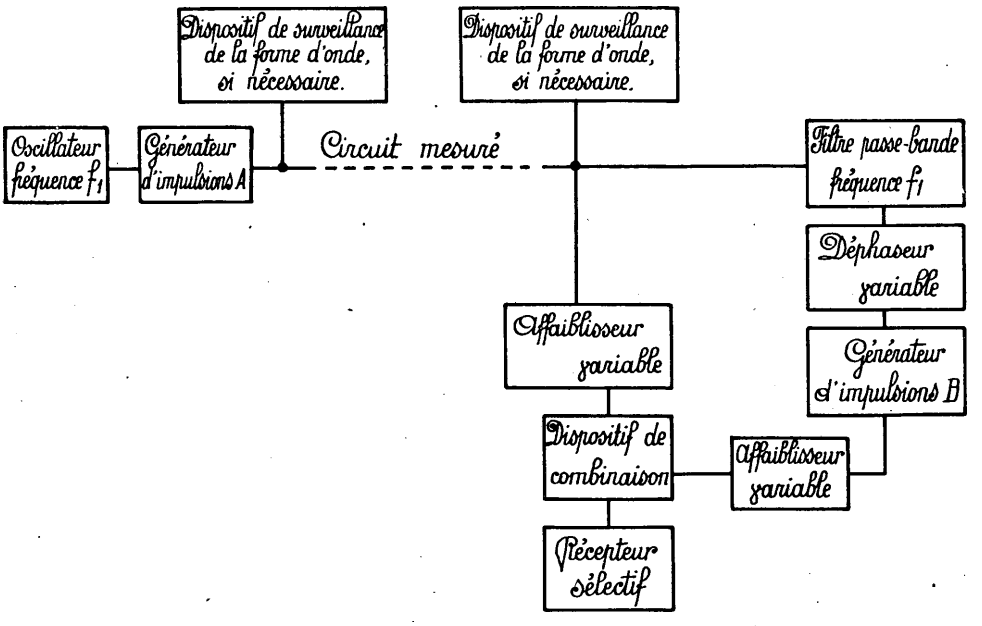


FIGURE 1. — *Méthode proposée pour mesurer les caractéristiques « affaiblissement-fréquence » et « temps de propagation de phase-fréquence » d'un circuit*

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

Le mode opératoire est le suivant:

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

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

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

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

Conclusion

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

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

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

Remarque. — L'Administration britannique a récemment construit et essayé des appareils de mesure du temps de propagation de phase du type proposé dans la présente annexe. On a obtenu des résultats satisfaisants sur le terrain; avec une durée de l'impulsion d'émission de 0,1 microseconde, on peut obtenir une précision de 0,01 microseconde dans la mesure du temps de propagation de phase de quadripôles où les deux paires de bornes extrêmes sont accessibles en un même point de mesure. On peut aussi effectuer de façon satisfaisante des mesures sur des circuits dont les deux extrémités ne sont pas accessibles au même point, mais avec une précision légèrement moindre.

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

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

ANNEXE 40

MÉTHODE DE MESURE DU TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE ENTRE EXTRÉMITÉS ÉLOIGNÉES D'UNE LIAISON

(Note de l'Administration française des téléphones)

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

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

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

Si l'enveloppe de la fréquence F_0 se présente, à l'entrée de la ligne, sous la forme $I_0 \sin(\omega_0 t + \alpha)$ en posant: $\omega_0 = 2\pi f_0$, elle s'exprime à la sortie, après détection et filtrage, par $I'_0 \sin(\omega_0 t + \alpha + \beta - \theta_0)$, le temps de propagation de groupe étant égal, pour cette fréquence, à $\tau_0 = \dfrac{\theta_0}{\omega_0}$. La multiplication que l'on impose à la fréquence f_0 après détection produit un courant

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

en désignant par γ l'ensemble des déphasages fixes introduits par les divers appareils et en posant

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

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

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

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

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

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

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

Le déphasage entre les courants I' et I'' est égal à $(\varphi - \varphi_0 + \gamma - \delta)$. C'est cette grandeur qui est accessible à la mesure. La rotation de phase $(\gamma - \delta)$ est

constante pour toutes les valeurs de F_0 ou de F. On l'élimine par tarage. On en déduit la valeur de

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

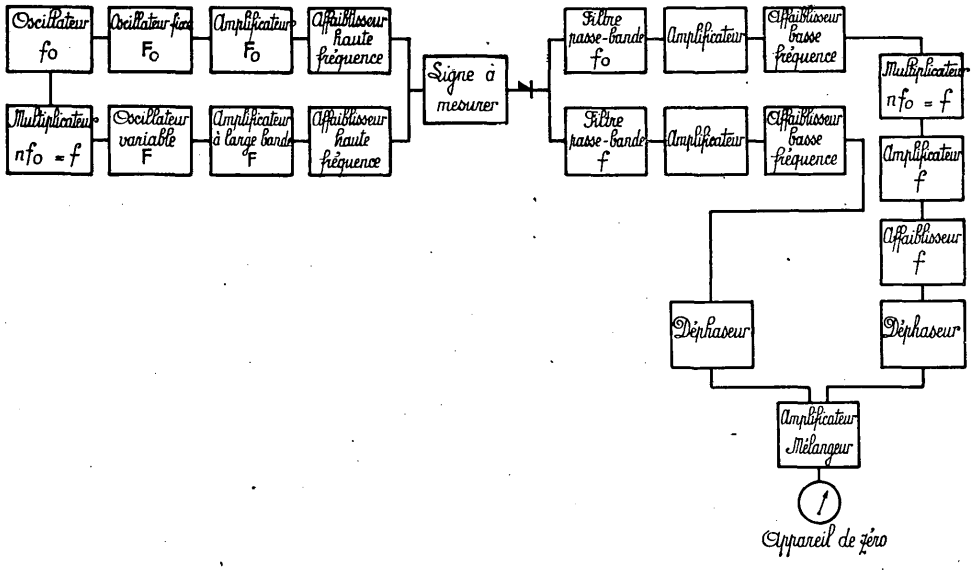


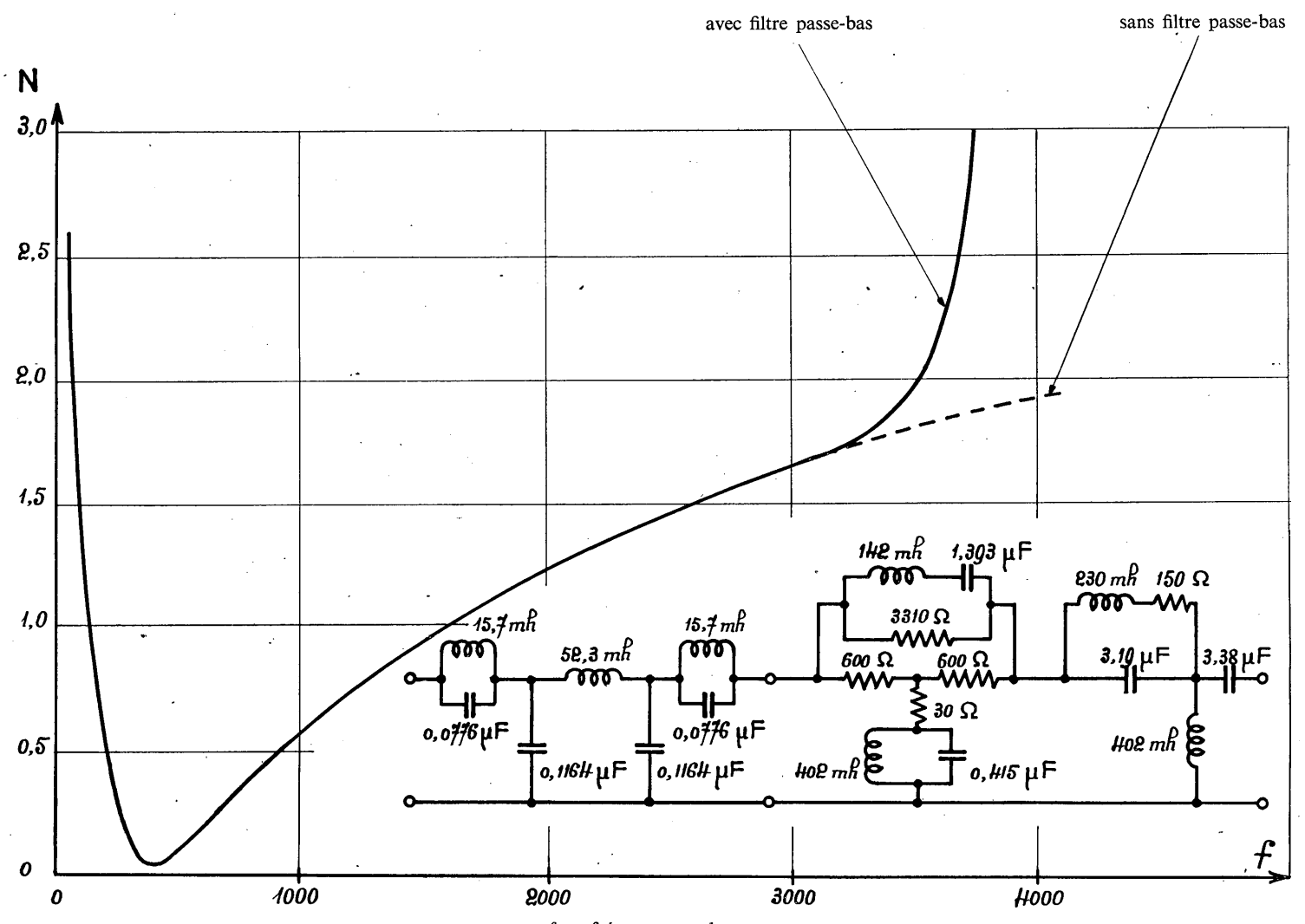
FIGURE 1. — *Mesure des différences de temps de propagation de groupe sur une ligne*

ANNEXE 41

DISPOSITIFS DE MESURE UTILISÉS PAR L'ADMINISTRATION SUISSE DES TÉLÉPHONES POUR MESURER LA DISTORSION DE NON LINÉARITÉ DES RÉPÉTEURS DE LIGNE ET DES SYSTÈMES A 12, 24, 36 ET 48 VOIES TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES EN CABLE

A. Mesure de la distorsion de non-linéarité des répéteurs de ligne

L'équipement de mesure pour les stations de répéteurs intermédiaires décrit dans l'annexe 31 ci-dessus (intitulée « Appareils de mesure utilisés par l'Administration suisse des téléphones pour la maintenance des systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires symétriques en câble »), permet de mesurer (entre autres) le niveau de l'onde pilote à 60 kHz qui, en Suisse, est envoyée sur chaque système à courants porteurs; comme il faut un circuit sélectif à 60 kHz pour effectuer cette



f = fréquence en hertz

Filtre procurant la forme d'onde d'un courant de conversation Z_o = 600 *ohms*

mesure, on a prévu la mesure de la distorsion de non-linéarité (3e harmonique) à la fréquence de 20 kHz. Cette fréquence de 20 kHz est engendrée par un oscillateur interne dont le niveau de sortie peut varier de + 2 à — 4 népers. On mesure le 3e harmonique au moyen de l'équipement sélectif de mesure précité, qui présente les caractéristiques suivantes:

sélectivité: — 3 népers pour ± 1,5 kHz d'écart par rapport à 60 kHz;
exactitude: ± 0,04 néper;
étalonnage au moyen d'un oscillateur interne de 60 kHz;
impédance d'entrée > 5 000 ohms.

B. Mesure de la distorsion de non-linéarité des systèmes à 12, 24, 36 ou 48 voies

La méthode utilisée pour mesurer la distorsion de non-linéarité des systèmes envisagés consiste à émettre dans une ou plusieurs voies d'un système un ensemble de fréquences issues d'un générateur de bruit et à mesurer la force électromotrice psophométrique dans les autres voies du système.

Pour reproduire (dans les voies) un spectre de fréquences semblable à celui d'une conversation téléphonique, la source de bruit est constituée par un générateur de « bruit blanc » suivi d'un filtre passe-bande dont la caractéristique est représentée sur la figure ci-après.

L'essai consiste alors à émettre (avec une puissance de 1 mW dans une, puis dans quatre voies quelconques d'un système connecté en boucle) l'ensemble des fréquences issues du filtre passe-bande et à mesurer la force électromotrice psophométrique dans les autres voies du système, cette grandeur ne devant pas dépasser certaines limites fixées par le cahier des charges.

ANNEXE 42

MÉTHODES EMPLOYÉES PAR DIVERSES ADMINISTRATIONS ET EXPLOITATIONS PRIVÉES TÉLÉPHONIQUES POUR MESURER LA DISTORSION DE NON-LINÉARITÉ DE L'ENSEMBLE D'UN SYSTÈME A COURANTS PORTEURS SUR PAIRES SYMÉTRIQUES NON CHARGÉES EN CABLE

Une méthode employée par diverses Administrations et Exploitations privées téléphoniques consiste à appliquer des ondes sinusoïdales à 800 Hz sur les voies 11 et 12 de chaque groupe primaire et à mesurer sur la voie 10 le produit de modulation de fréquence 2 A-B, A correspondant à la fréquence de l'onde transmise sur la voie 11 et B à la fréquence de l'onde transmise sur la voie 12.

D'autres Administrations préfèrent appliquer des ondes sinusoïdales à 800 Hz sur les voies 6 et 4 de chaque groupe primaire et mesurer sur la voie 8 le produit de modulation de fréquence 2 A-B, A correspondant à la fréquence de l'onde transmise sur la voie 6 et B à la fréquence de l'onde transmise sur la voie 4.

Pour effectuer les mesures dont le principe a été indiqué ci-dessus, on doit brancher, aux bornes de sortie de la voie 10 (ou de la voie 4), un voltmètre plus ou moins sélectif. A titre d'information, on peut employer pour cela:

1) le psophomètre du C.C.I.F. pour circuits téléphoniques commerciaux avec l'ancien réseau filtrant qui présente une pointe de résonance entre 800 et 1 200 Hz environ;
2) le psophomètre avec le nouveau réseau filtrant, associé à un filtre passe-bande dont la fréquence moyenne est 800 Hz et qui donne un affaiblissement supplémentaire de 20 décibels pour $800 - 400 = 400$ Hz et pour $800 + 400 = 1\,200$ Hz;
3) un filtre à bande passante très étroite, suivi d'un voltmètre ordinaire.

Si l'on utilise un psophomètre, ou un voltmètre qui n'est pas très sélectif, il est recommandé de mesurer au préalable le bruit de fond du système en omettant les ondes à 800 Hz.

Remarque 1. — Les indications précédentes relatives à ces méthodes supposent qu'aucun groupe primaire n'est mis en service avant les autres. Si l'on désire mettre en service, à des périodes différentes assez éloignées l'une de l'autre dans le temps, les divers groupes primaires d'un système procurant 24, 36, 48 ou 60 circuits téléphoniques, il convient de choisir convenablement, si possible, les deux voies de chaque groupe primaire sur lesquelles on applique les ondes sinusoïdales de mesure à 800 Hz, de sorte que ces essais de distorsion de non-linéarité ne troublent pas les voies à courants porteurs déjà en service.

Remarque 2. — On a préconisé ci-dessus la mesure d'un produit d'intermodulation (2 A-B) d'ordre 3. Toutefois, il peut être aussi utile dans certains cas de mesurer le produit d'intermodulation (A-B) d'ordre 2, afin d'avoir une image plus complète des conditions de distorsion de non-linéarité.

ANNEXE 43

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 mesures 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 4 092 kHz, 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 Hz sur la voie téléphonique utilisée comme circuit récepteur, auquel on raccorde un simple filtre passe-bande à 800 Hz.

ANNEXE 44

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

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

Méthodes de comparaison des fréquences

Dans un équipement terminal télérégulé au point de vue de la fréquence (controlled or dependent terminal), la fréquence locale est comparée à la fréquence

régulatrice reçue, qui est transmise sur la paire coaxiale à partir de la « station régulatrice » (controlling station) et par suite reliée à la fréquence du « maître-oscillateur régulateur » (controlling oscillator).

La fréquence régulatrice reçue, 60 kHz, est appliquée aux plaques de déviation horizontale du tube à rayons cathodiques. La fréquence locale, de valeur nominale 1 860 kHz (fréquence porteuse du groupe secondaire n° 6 dans l'équipement générateur de fréquences en service), est appliquée aux plaques de déviation verticale. Ceci produit sur l'écran du tube à rayons cathodiques une figure qui se déplacerait avec une période inférieure à 6 secondes pour une différence relative de 10^{-7} entre les fréquences des deux maîtres-oscillateurs. Par conséquent, on compte que l'observation de l'écran du tube à rayons cathodiques pendant moins d'une demi-minute suffirait pour régler les fréquences de façon à assurer le degré de synchronisation requis. En observant la direction du déplacement de la figure qui apparaît sur l'écran du tube à rayons cathodiques, il est possible de déterminer immédiatement s'il faut augmenter ou diminuer la fréquence locale.

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

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

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

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

Les deux fréquences, de valeur nominale 60 kHz, fournies par les équipements générateurs de fréquence existant en double exemplaire, sont aussi appliquées au panneau de comparaison des fréquences et peuvent être comparées avec la fréquence locale 1860 kHz. Une de ces deux fréquences, étant dérivée de la même source que la fréquence 1 860 kHz, sera en synchronisme avec elle, mais l'autre servira de comparaison entre l'oscillateur en service et l'oscillateur de réserve. Ainsi, il est possible d'effectuer tous les réglages nécessaires sur l'oscillateur de réserve et d'assurer le degré de synchronisation requis quand on passe d'un équipement générateur de fréquences à l'autre.

Appareil de mesure

Cet appareil est associé à l'équipement générateur de fréquences. Il comprend un petit oscilloscope cathodique, avec un dispositif approprié d'alimentation en énergie électrique, et des amplificateurs à un étage qui permettent de comparer les

fréquences 60 kHz et 1 860 kHz engendrées localement. Un amplificateur supplémentaire à un étage, comprenant un filtre à 60 kHz, permet d'appliquer au tube à rayons cathodiques avec une amplitude suffisante la fréquence pilote provenant de la ligne.

L'appareil est muni de commutateurs permettant de comparer la fréquence locale 1 860 kHz avec:

a) la fréquence pilote reçue, provenant de la ligne;

b) chacune des deux fréquences produites par les oscillateurs locaux, séparément;

c) n'importe quelle autre fréquence appropriée qui peut être appliquée aux bornes du panneau destiné à cet usage.

ANNEXE 45

MÉTHODES UTILISÉES PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES DU DANEMARK POUR MESURER LA DIFFÉRENCE ENTRE LA FRÉQUENCE D'UNE ONDE ÉMISE A L'ORIGINE D'UNE VOIE A COURANT PORTEUR ET LA FRÉQUENCE DE L'ONDE REÇUE A L'EXTRÉMITÉ DE CETTE VOIE

Première méthode

La station origine transmet sur une voie du système à courants porteurs une fréquence 800 Hz. On place en parallèle entre les bornes de sortie un redresseur, ainsi la fréquence 800 Hz et le deuxième harmonique, c'est-à-dire 1 600 Hz, sont transmis de bout en bout de la voie.

Si la fréquence virtuelle à la station réceptrice est inférieure de Δ Hz à celle de la station émettrice, la station réceptrice reçoit, après la démodulation, les fréquences $800 + \Delta$ et $1\,600 + \Delta$ Hz. A la station réceptrice, on raccorde aussi à la voie en question un redresseur, on produit ainsi, entre autres, la fréquence $2\,(800 + \Delta) = 1\,600 + 2\,\Delta$, dont les battements avec la fréquence reçue $1\,600 + \Delta$ donnent par différence une fréquence Δ Hz qu'on peut mesurer par comptage.

Deuxième méthode

Une voie dont la fréquence porteuse virtuelle est relativement basse et une autre voie dont la fréquence porteuse virtuelle est assez élevée sont connectées en boucle et sur cette boucle on transmet une fréquence 800 Hz par exemple.

Les deux bouts de la boucle sont raccordés à un oscillographe, où les deux signaux émis et reçu produisent une figure de Lissajous dont la forme varie s'il y a une différence de fréquence entre les oscillateurs de base dans les deux stations

terminales. La fréquence avec laquelle cette figure se modifie correspond à la différence des fréquences virtuelles.

La deuxième méthode a l'avantage que même des variations lentes sur l'écran de l'oscilloscope peuvent être observées et comptées.

ANNEXE 46

MÉTHODE UTILISÉE PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES POUR MESURER L'ÉCART ENTRE LA FRÉQUENCE D'UNE ONDE ÉMISE A L'ORIGINE D'UN CIRCUIT TÉLÉPHONIQUE EMPRUNTANT UN OU PLUSIEURS SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS ET LA FRÉQUENCE DE CETTE ONDE A L'EXTRÉMITÉ DE CE CIRCUIT

Trois ondes, S_1, S_2 et S_3, de fréquences respectives F_1, F_2 et $(F_1 + F_2)$, sont émises simultanément à l'origine du circuit téléphonique. A l'extrémité de ce circuit, les fréquences des ondes S_1, S_2 et S_3 ont respectivement pour valeurs $(F_1 + E)$, $(F_2 + E)$ et $(F_1 + F_2 + E)$, E étant l'écart que l'on cherche à mesurer. On filtre chacun des trois signaux reçus et on applique les signaux S_1 et S_3 à un modulateur d'où l'on extrait un signal à la fréquence $(F_1 + F_2 + E) - (F_1 + E) = F_2$. La comparaison de cette fréquence F_2 et de la fréquence $(F_2 + E)$ du signal S_2 fournit la valeur E de l'écart cherché.

On a choisi pour les fréquences des ondes S_1, S_2, S_3 les valeurs ci-dessous:

$$F_1 = 620 \text{ Hz}$$
$$F_2 = 2\,000 \text{ Hz}$$
$$F_3 = F_1 + F_2 = 2\,620 \text{ Hz}$$

de manière que les produits harmoniques et d'intermodulation ne perturbent pas la mesure.

ANNEXE 47

APPAREILS POUR LA LOCALISATION D'IRRÉGULARITÉS D'IMPÉDANCE SUR LES LIGNES, AU MOYEN D'IMPULSIONS, EMPLOYÉS PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES D'AUSTRALIE

L'Administration australienne a employé à titre expérimental des appareils destinés à localiser les irrégularités d'impédance sur des lignes téléphoniques interurbaines en fils nus aériens et sur des câbles téléphoniques interurbains, en employant une méthode de mesure au moyen d'impulsions de courant continu. On a particulièrement étudié les lignes à grande distance en fils nus aériens. Le tableau 1 ci-après indique sommairement le type de construction et les caractéristiques de fonctionnement de trois appareils différents qui sont en train de subir des essais sur le terrain. L'appareil n° 2 (employé au point de terminaison des circuits interurbains à Sydney) a été brièvement décrit dans un article intitulé « Localisation des défauts sur les lignes de transmission » (Fault Location on Transmission Lines) publié dans *The Electrical Engineer and Merchandiser* (Melbourne), numéro du 16 juin 1947. Cet appareil a été conçu par le Département des chemins de fer de la Nouvelle Galles du Sud, essentiellement en vue de faire des mesures sur des lignes d'énergie à haute tension en fils nus aériens. Les appareils n^{os} 1 et 3 ont été construits pour faire des mesures sur les lignes interurbaines de l'Administration australienne des téléphones. L'expérience acquise sur le terrain avec l'appareil n° 3 est décrite dans un article intitulé « L'application de la technique des impulsions à la localisation de défauts sur des circuits téléphoniques » (The application of Pulse technic to the location of faults on Telephone circuits) publié par P. M. Hosken dans *The Telecommunication Journal of Australia*, février 1949. Les détails donnés dans la colonne « appareil n° 4 » du tableau ci-après s'appliquent à un appareil qui a été proposé et pour la fourniture duquel on a pressenti différents constructeurs. Les clauses de la spécification relatives à cet appareil sont basées sur l'expérience acquise avec les trois appareils déjà essayés.

La plus grande partie des lignes à grande distance construites en Australie sont des lignes en fils nus aériens, pour lesquelles on a trouvé que les appareils de mesure au moyen d'échos présentent les avantages suivants:

1. La localisation initiale d'un dérangement peut s'effectuer rapidement.

2. La position relative du dérangement, par rapport à l'agent qui recherche ce dérangement, peut être déterminée rapidement.

3. On peut localiser rapidement et avec précision les défauts intermittents, qui sont longs et coûteux à localiser et à relever par d'autres méthodes.

4. On peut déterminer et enregistrer les caractéristiques normales d'une ligne, y compris les irrégularités d'impédance dues aux filtres de ligne, ce qui fournit des renseignements servant ultérieurement de référence pour la localisation des dérangements et pour vérifier si l'équipement de ligne est dans un état normal.

On a introduit récemment l'emploi d'un type additionnel d'appareil de mesure des lignes, utilisant une méthode basée sur l'écho d'une impulsion pour effectuer des mesures sur les câbles à paires coaxiales ou à paires symétriques destinés à des transmissions télévisuelles. L'impulsion utilisée a une amplitude de crête de 15 volts et une largeur à mi-hauteur de 30 millimicrosecondes. La sensibilité aux impulsions réfléchies est de 70 décibels et cet appareil s'est montré utile pour mesurer l'uniformité d'impédance d'épissures de câbles et les effets d'une courbure ou d'autres manipulations au cours de la pose des câbles.

Tableau 1

COMPARAISON DE DIVERS TYPES D'APPAREILS POUR LA LOCALISATION DE DÉFAUTS SUR LES LIGNES AU MOYEN D'IMPULSIONS

Caractéristiques de construction et de fonctionnement	Appareil n° 1	Appareil n° 2	Appareil n° 3	Appareil n° 4
Type de ligne sur laquelle on fait les mesures.	Lignes en fils nus aériens, câbles à fréquences vocales chargés et non chargés (associés à des lignes analogues comme réseaux d'équilibrage).	Lignes en fils nus aériens avec retour par la terre.	Lignes en fils nus aériens. Peut être employé sur des câbles non chargés, mais la sensibilité est diminuée.	Lignes en fils nus aériens, câbles à fréquences vocales chargés et non chargés, etc...
Portée maximum (en miles, 1 mile = 1 609 mètres).	Limitée par le gain de l'amplificateur, entre 300 et 400 miles de ligne en fils nus aériens.	Portée nominale 180 miles, limitée par l'amplitude du balayage de l'oscilloscope. Sur des lignes téléphoniques, limite inférieure à cette valeur (environ 100 miles) en raison de l'affaiblissement de l'impulsion brève et du gain limité de l'amplificateur.	270 miles. Limitée par la fréquence de répétition des impulsions.	500 miles sur lignes en fils nus aériens.
Portée maximum (exprimée sous forme d'affaiblissement de la ligne, en décibels, aux fréquences de l'impulsion) pour une déviation de 1 mm sur l'écran de l'oscilloscope à rayons cathodiques.	30 db	28 db	40 db	50 db

Tableau 1 (suite)

Caractéristiques de construction et de fonctionnement	Appareil nº 1	Appareil nº 2	Appareil nº 3	Appareil nº 4
Précision avec laquelle est déterminée la distance du défaut au point où se trouve l'appareil.	1 % sur une ligne en fils nus aériens. 3 % sur un câble chargé transmettant une bande de fréquences de 3 kHz.	1 % sur une ligne en fils nus aériens.	1 % sur une ligne en fils nus aériens.	1 % sur une ligne en fils nus aériens. 3 % sur un câble chargé transmettant une bande de fréquences de 3 kHz.
L'emploi de l'appareil sur des circuits interurbains symétriques par rapport à la terre est-il satisfaisant ?	Satisfaisant (emploi d'un transformateur différentiel).	Non satisfaisant (impédance de sortie dyssymétrique par rapport à la terre).	Non satisfaisant (impédance de sortie dyssymétrique par rapport à la terre, en courant alternatif).	Satisfaisant (transformateur différentiel à impédance de sortie symétrique par rapport à la terre).
Méthode de détermination de la distance du défaut.	En faisant varier la fréquence de répétition des impulsions, on déplace, sur l'écran fluorescent de l'oscilloscope, le crochet (pip) représentant l'impulsion réfléchie jusqu'à l'extrémité de la trace du pinceau cathodique. On mesure alors la fréquence de répétition des impulsions par comparaison avec un oscillateur stable à fréquence acoustique.	On mesure la distance par interpolation entre des crochets de repérage sur l'écran fluorescent de l'oscilloscope correspondant à des intervalles de 10 miles.	*a)* Au moyen d'un crochet de repérage variable sur l'écran fluorescent et d'un cadran gradué. *b)* Par interpolation entre des crochets de repérage espacés de 20 microsecondes, ce qui représente des intervalles de 1,7 mile sur une ligne en fils nus aériens.	Au moyen d'un crochet de repérage variable et d'un cadran gradué.

Tableau 1 (suite et fin)

Caractéristiques de construction et de fonctionnement	Appareil n° 1	Appareil n° 2	Appareil n° 3	Appareil n° 4
Forme d'onde de l'impulsion.	Impulsion de courant continu, correspondant approximativement à une alternance d'une onde sinusoïdale de 7 kHz.	Impulsion brève durant environ 1 microseconde. Une impulsion plus petite de polarité opposée suit l'impulsion principale.	Impulsion de courant continu, de durée totale variable. Durée d'établissement environ 1 microseconde. Durée totale 4 à 230 microsecondes.	Impulsions de courant continu: *a)* approximativement une alternance d'onde sinusoïdale, durée totale 5 microsecondes. *b)* approximativement une alternance d'onde sinusoïdale, durée totale 150 microsecondes.
Fréquence de répétition des impulsions.	Réglable.	50 Hz.	315 Hz.	150 Hz.
Sensibilité de l'amplificateur de réception (pour une onde sinusoïdale).	40 millivolts de tension efficace par déviation d'un pouce (2,54 cm) de la tache lumineuse sur l'écran fluorescent.	Approximativement 1 volt de tension efficace par déviation d'un pouce.	10 millivolts de tension efficace par déviation d'un pouce.	10 millivolts de tension efficace par déviation d'un pouce.
Nombre de tubes à vide.	Oscilloscope à rayons cathodiques: 6 + le tube cathodique. Oscillateur: 4. Amplificateur auxiliaire: 2. Total: 12 + le tube cathodique.	12 + le tube cathodique.	Oscilloscope à rayons cathodiques: 13 + le tube cathodique. Appareil de localisation des défauts (lookator): 7. Total: 20 + le tube cathodique.	14 + le tube cathodique.

ANNEXE 48

APPAREILS POUR LA LOCALISATION D'IRRÉGULARITÉS D'IMPÉDANCE SUR LES LIGNES, AU MOYEN D'IMPULSIONS, EMPLOYÉS PAR LA CUBAN TELEPHONE COMPANY

La Cuban Telephone Company emploie sur le terrain deux types d'appareils de mesure au moyen d'impulsions qui sont connus sous les désignations suivantes:

1. Appareil portatif pour la localisation de défauts par observation de l'écho d'une impulsion, type SR 1232.

Cet appareil fournit le moyen de localiser rapidement de gros défauts sur des lignes en fils nus aériens, sur des paires coaxiales et des paires téléphoniques non chargées en câbles ainsi que sur des lignes en fils nus aériens ou en câbles pour la transmission d'énergie électrique. Il est décrit dans l'appendice 1 ci-après.

2. Appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion du type SR 1216.

Cet appareil permet de déceler la présence d'irrégularités d'impédance sur une paire coaxiale en câble et aussi de déterminer leur nature et leur emplacement au moyen des échos d'une impulsion brève apparaissant sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques. En outre, on peut mesurer avec précision les « impédances d'extrémité » (end impedances) d'une paire coaxiale par rapport à une paire de référence appropriée. Cet appareil est décrit dans l'appendice 2 ci-après.

APPENDICE 1 (à l'Annexe 48)

Appareil portatif pour la localisation de défauts par observation de l'écho d'une impulsion, type SR 1232

Cet appareil a été mis au point pour fournir un moyen rapide de localisation de défauts sur des lignes en fils aériens, sur des câbles téléphoniques à paires coaxiales et à paires symétriques non chargées, et sur des lignes d'énergie en fils nus aériens ou en câbles. Il est capable d'indiquer la nature d'un défaut et sa position à moins de 1% près, et sa portée varie de quelques centaines de yards (1 yard = 91,5 cm) jusqu'à 100 miles (1 mile = 1 609 m environ) dans le cas de lignes en fils nus aériens. Les conditions d'impédance le long d'une ligne en fils nus aériens ou en câble apparaissent sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques, de sorte qu'il est possible de voir en même temps deux ou plusieurs défauts sur la ligne, pourvu que les défauts les plus rapprochés de l'appareil de mesure ne soient pas pratiquement équivalents à une coupure ou à un court-circuit. Ces conditions apparaissent en permanence sur l'écran du tube à rayons cathodiques. Il est possible d'attendre l'apparition d'un défaut intermittent et de le localiser approximativement au moment où il se produit. On peut obtenir des oscillogrammes de câbles au moment de leur pose, en laissant un affaiblissement peu important dans le circuit de l'amplificateur, et ces oscillogrammes indiqueront les irrégularités d'impédance importantes et leur nature aux points où elles se produisent, par exemple une variation de la section droite des conducteurs donnera une image (« Blip », c'est-à-dire une réplique approximative de l'impulsion initiale) dans le sens positif si la variation correspond au passage d'une section droite plus grande à une section plus faible. Des oscillogrammes relevés ultérieurement au cours de

l'existence du câble indiqueront tous les changements qui ont pu se produire et il peut être possible de déceler des défauts en train d'apparaître.

On ne peut pas faire de tels essais sur un câble au-delà d'un point où un circuit est dérivé, à moins d'isoler d'abord ce circuit dérivé.

Principales caractéristiques

Le principe du fonctionnement de cet appareil consiste à appliquer une succession d'impulsions approximativement rectangulaires à l'origine du câble ou de la ligne en fils nus aériens que l'on soumet aux essais. Chaque impulsion se propage le long du câble à une vitesse qui dépend de la constante diélectrique de son isolant, et dans le cas d'un câble parfait, elle se propagera jusqu'à l'extrémité éloignée et ensuite sera réfléchie et reviendra jusqu'à l'appareil. S'il y a un défaut en un point particulier du câble, une fraction de l'impulsion sera réfléchie à partir de ce point vers l'origine, et le temps qui s'écoule entre l'émission de l'impulsion et le retour de l'écho (ou impulsion réfléchie) fournira une mesure de la distance du défaut à l'origine.

L'impulsion réfléchie est amplifiée et appliquée aux plaques de déviation verticale du tube d'un oscilloscope fonctionnant avec une base de temps linéaire (pour la déviation horizontale) synchronisée avec la fréquence de répétition de l'impulsion. On peut déterminer la position du défaut en mesurant la distance sur l'écran du tube entre l'impulsion initiale et l'impulsion réfléchie et en comparant cette distance à la distance entre l'impulsion initiale et l'impulsion réfléchie en un point (tel que l'extrémité du câble) dont la distance à l'origine est connue. S'il est impossible de voir une impulsion réfléchie à l'extrémité du câble parce que ce câble est trop long, ou parce que le défaut est une coupure complète, ou un court-circuit complet, on peut utiliser un câble semblable en bon état comme terme de comparaison. A titre d'alternative, on peut déterminer la distance du défaut à l'origine, connaissant la vitesse de balayage de la base de temps de l'oscilloscope et la vitesse de propagation le long du câble.

La nature générale d'un défaut peut d'habitude se déduire de l'examen de la figure qui apparaît sur l'écran de l'oscilloscope. Normalement, tout défaut qui produit une coupure ou qui insère une résistance en série en un point du câble apparaîtra comme une pointe de même sens que l'impulsion initiale. Tout défaut qui produit un court-circuit ou qui introduit une résistance en dérivation entre les conducteurs, ou entre les conducteurs et la terre dans le cas d'un câble symétrique, apparaîtra comme une pointe dans le sens opposé. Un défaut se traduisant par une composante réactive de l'impédance (par exemple une paire coaxiale partiellement écrasée) produira une double image (Blip) de l'impulsion, avec une image simple dans chaque sens. On peut mesurer le rapport de la tension de l'impulsion à celle de l'impulsion reçue au moyen d'un affaiblisseur qui a un intervalle de variation de 0 à 80 db par échelons de 1 db. On effectue cette opération en prenant la différence des valeurs de l'affaiblisseur qui donnent la même déviation verticale sur l'écran du tube à rayons cathodiques pour l'impulsion émise et pour l'impulsion reçue. Si cette différence est A db, on a

$$A = 20 \log_{10} \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b}$$

où Z_a est l'impédance du câble en amont du défaut,

Z_b est l'impédance vue vers le défaut.

Il est nécessaire d'employer cette formule avec précaution. S'il y a deux ou plusieurs défauts en même temps, les affaiblissements mesurés pour les défauts situés au-delà du premier doivent être corrigés des affaiblissements subis (dans les deux sens de transmission) à la traversée de défauts (ou de grosses irrégularités) plus rapprochés de l'origine émettrice. On doit aussi tenir compte de l'affaiblissement normal du câble quand la longueur ou le type du câble font que cet affaiblissement est notable. On peut le mesurer en se servant de l'affaiblisseur pour comparer les niveaux de l'impulsion émise et de l'impulsion reçue, dans le cas où le coefficient de réflexion est égal à 1 (c'est-à-dire sur une coupure ou un court-circuit) en un point situé à une distance connue sur la ligne. Si l'on ne connaît pas l'impédance caractéristique d'un câble, on peut d'habitude la déterminer avec assez de précision en réglant, de façon à obtenir le minimum de réflexion, une résistance variable terminant une longueur appropriée du câble essayé, et en mesurant ensuite la valeur en ohms de cette résistance.

Disposition générale

Le schéma de principe de la figure 1 indique les fonctions des diverses parties de l'appareil complet. L'oscillateur à cristal de fréquence 100 kHz commande une chaîne de multivibrateurs fonctionnant à des fréquences fondamentales de 20 kHz, 5 kHz, 1 kHz et 250 Hz. L'oscillateur et les deux premiers multivibrateurs provoquent l'apparition de traits de repère (markers) sur la trace horizontale du pinceau cathodique, ces repères servant à l'étalonnage de l'appareil et aux mesures. Les deux autres multivibrateurs commandent la fréquence de répétition de l'impulsion et le point de départ de la base de temps.

La fréquence de répétition doit être déterminée de façon à permettre de voir complètement toutes les réflexions qui se produisent sur le câble avant le début de l'impulsion suivante, et dans l'appareil de localisation des défauts du type SR 1232 on emploie deux taux de répétition suivant le réglage du commutateur de la base de temps. Quand on utilise les trois plus longues bases de temps, à savoir de 200 à 1 600 microsecondes, la fréquence de répétition des impulsions est de 200 Hz tandis qu'elle est de 1 kHz pour les autres valeurs de la base de temps. Le but de l'introduction d'une fréquence de répétition plus élevée pour les bases de temps courtes est de maintenir la brillance de la trace du pinceau cathodique.

Le générateur d'impulsions est déclenché par l'intermédiaire d'un circuit à retard réglable, de sorte que l'impulsion peut être émise après le début du balayage de la base de temps et peut être déplacée le long de la trace du pinceau cathodique pour l'amener à une position appropriée aux mesures sur le quadrillage tracé sur l'écran. La « largeur » normale de l'impulsion est de 0,75 microseconde, mais des impulsions beaucoup plus « larges » sont nécessaires quand on effectue un travail de localisation des défauts sur des câbles qui affaiblissent d'une façon importante les composantes à haute fréquence de l'impulsion, par exemple des câbles d'énergie, ou des câbles téléphoniques contenant des paires à fréquences vocales, de plusieurs miles de longueur. Cet appareil permet de choisir entre cinq largeurs d'impulsions allant jusqu'à 20 microsecondes.

L'impulsion est appliquée à la ligne en câble ou en fils nus aériens par l'intermédiaire d'un termineur ou transformateur différentiel équilibré. De cette façon, elle est appliquée au câble et toutes les réflexions qui suivent sont aiguillées vers l'amplificateur de déviation verticale du tube à rayons cathodiques mais on empêche l'impulsion initiale d'être transmise directement à l'amplificateur, ce qui affecterait son fonctionnement et masquerait des réflexions pouvant se produire jusqu'à une distance appréciable de l'origine émettrice. Une commande d'équilibrage couvrant un intervalle de variation de l'impédance du câble allant de 20 ohms à 1 000 ohms permet d'équilibrer le transformateur différentiel de telle sorte que l'impulsion initiale soit affaiblie d'environ 30 db.

Résumé des caractéristiques techniques

Largeur de l'impulsion. — 0,75 1,5 4 10 et 20 microsecondes, valeur commandée par un commutateur rotatif.

Amplitude de l'impulsion. — Tension de crête d'environ 100 volts dans 600 ohms.

Fréquence de répétition des impulsions. — 1 kHz avec les bases de temps nos 1 à 4, 250 Hz avec les bases de temps nos 5 et 6.

Bases de temps. — 1. 25 à 50 microsecondes.
2. 50 à 100 »
3. 100 à 200 »
4. 200 à 400 »
5. 400 à 800 »
6. 800 à 1 600 »

Longueur commandée au moyen d'un commutateur rotatif et d'un potentiomètre réglable.

Repères d'étalonnage. — Un commutateur à quatre positions permet d'appliquer à l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope des ondes sinusoïdales produisant sur l'écran de l'oscilloscope des repères correspondant aux temps suivants:

10 microsecondes (onde sinusoïdale à 100 kHz),
50 microsecondes,
200 microsecondes.

Formation des images apparaissant sur l'écran du tube à rayons cathodiques. — On emploie un tube à rayons cathodiques du type VCR 97, ayant un diamètre de 6 pouces (15 cm).

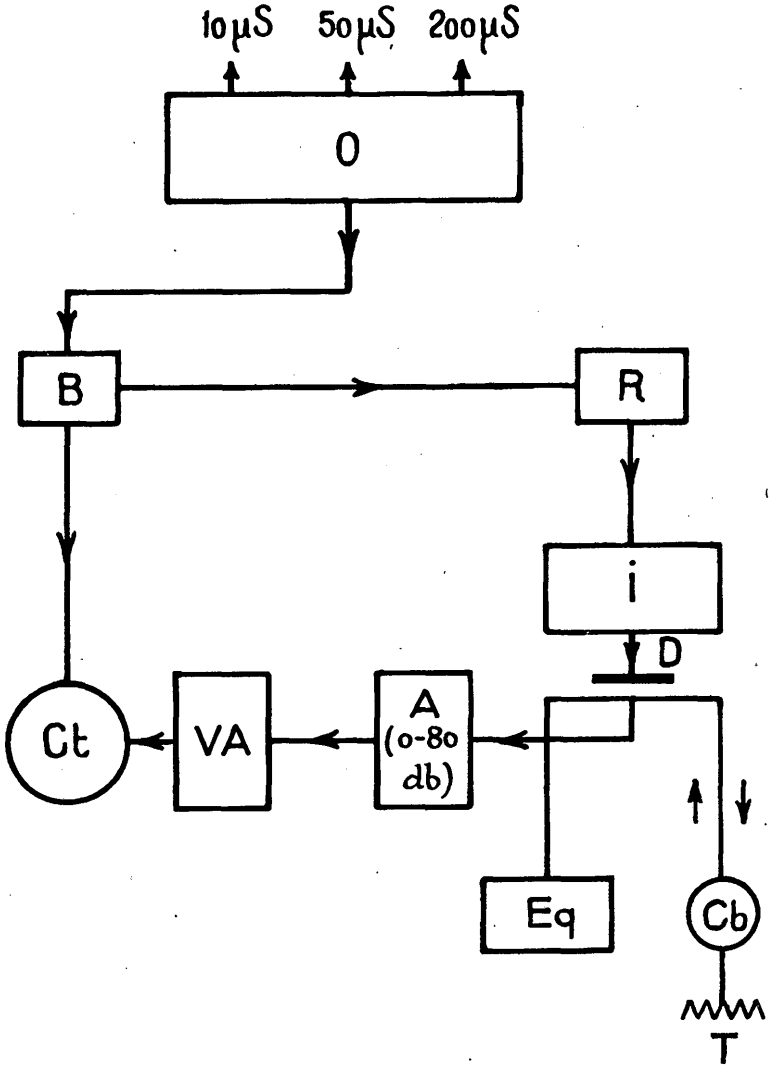


FIGURE 1. — *Schéma de principe de l'appareil SR* 1232

O = Oscillateur de base à 100 kHz et dispositif de répétition des impulsions
B = Base de temps
I = Emetteur d'impulsions
Ct = Tube à rayons cathodiques
A = Affaiblisseur (0-80 db)
Cb = Câble
R = Réseau retardant les impulsions
D = Transformateur différentiel
VA = Vidéo-amplificateur
Eq = Equilibreur
T = Impédance de terminaison

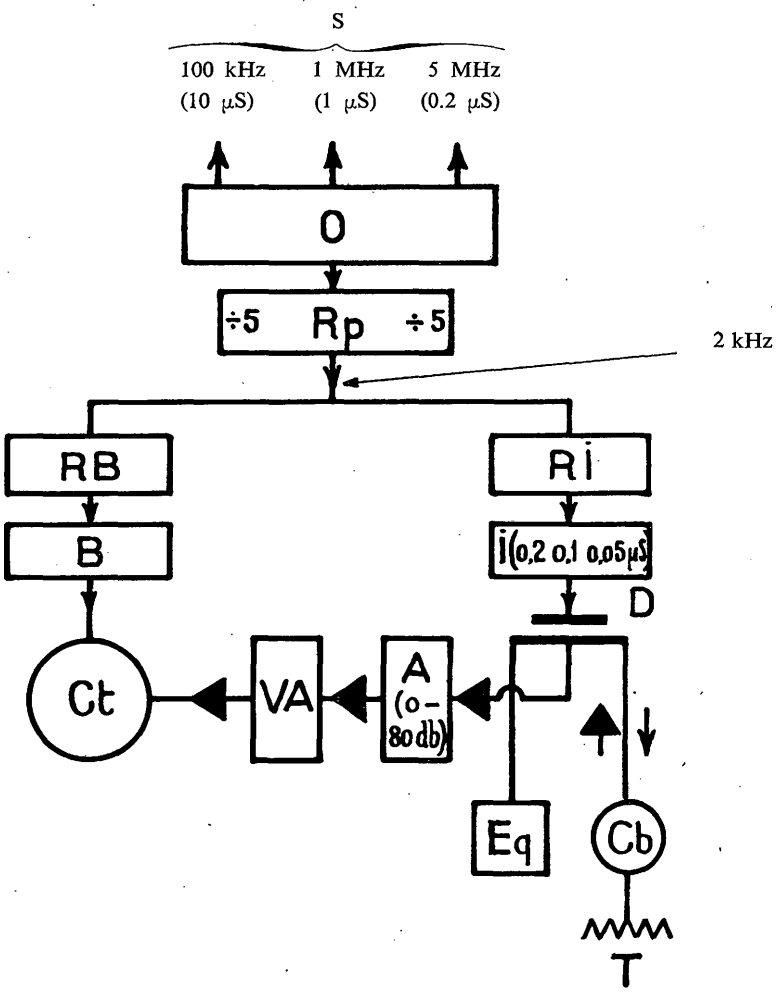


FIGURE 2. — *Schéma de principe de l'appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion*

S = Ondes sinusoidales
O = Oscillateur de base à 50 kHz
Rp = Dispositif de répétition des impulsions
RB = Réseau à retard pour la base de temps
RI = Réseau à retard pour l'émetteur d'impulsions
B = Base de temps
I = Emetteur d'impulsions
Ct = Tube à rayons cathodiques
VA = Vidéo-amplificateur
A = Affaiblisseur
D = Transformateur différentiel
Eq = Equilibreur
Cb = Câble
T = Impédance de terminaison

Portée. — La distance maximum à laquelle on peut localiser des défauts dépend des caractéristiques d'affaiblissement du câble essayé et de la grandeur du défaut. Dans le cas d'une ligne en fils nus aériens, un défaut correspondant à une coupure ou à un court-circuit peut être localisé jusqu'à 100 miles et un défaut correspondant à une résistance en dérivation de 20 000 ohms jusqu'à environ 20 miles, mais dans le cas d'un câble d'énergie, la limite supérieure peut être de 10 miles seulement. Pour l'impulsion la plus brève, une impulsion réfléchie ayant une grandeur de 1 cm, mesurée sur l'écran du tube à rayons cathodiques, est équivalente à une tension inférieure d'environ 60 db à celle de l'impulsion émise. La distance minimum est d'environ 350 yards (320 m).

Alimentation en énergie électrique. — Courant alternatif, tension 200 à 250 volts, fréquence 40 à 100 Hz, puissance nécessaire 250 watts.

Présentation. — L'appareil est contenu dans deux boîtes, chacune avec une poignée servant au transport, et les dimensions de chacune des boîtes sont: 30 × 9 × 13 pouces de hauteur (76 × 23 × 33 cm).

Poids. — Boîte contenant les dispositifs d'alimentation en énergie et l'émetteur d'impulsions: 54 livres anglaises (24,5 kg).

Boîte contenant l'amplificateur et l'oscilloscope: 35 livres anglaises (15,5 kg).

APPENDICE 2 (à l'Annexe 48)

Appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion, du type SR 1216

Introduction

La mise en évidence et la mesure d'irrégularités d'impédance sur une paire coaxiale en câble, au moyen des échos d'une impulsion brève apparaissant sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques, représente un progrès important dans la technique du contrôle de la qualité au cours de la fabrication et de la pose de ces câbles. L'appareil du type SR 1216 est destiné, non seulement à montrer une image complète des irrégularités d'impédance dans une longueur quelconque de câble, depuis des longueurs de fabrication pouvant s'abaisser jusqu'à 55 yards (50 m) jusqu'à des sections d'amplification d'une longueur de 6 miles (10 km), mais aussi à permettre de mesurer avec précision la position, la grandeur et le signe de chaque irrégularité. En outre, l'appareil comporte des dispositifs permettant d'examiner de longues portions du câble, telles que des sections d'amplification, par fractions de 400 yards (360 m) à la fois, pour permettre de localiser à une grande distance avec plus de précision des défauts ou de grosses irrégularités, dans les limites inhérentes à cette méthode imposées par l'affaiblissement de l'impulsion quand elle se propage sur le câble. De plus, on peut mesurer avec précision « l'impédance d'extrémité » *) de n'importe quelle paire coaxiale en câble ayant une impédance nominale de 75 ohms, par rapport à une paire coaxiale étalon de référence appropriée qui fait partie de l'appareil, avec les accessoires supplémentaires dont on dispose dans ce but. Toutes ces mesures peuvent s'effectuer avec une grande rapidité.

Disposition générale

Le schéma de principe de la figure 2 montre la disposition des diverses parties de l'appareil de mesure complet. L'oscillateur de base commande, par l'intermédiaire de multivibrateurs, la fréquence de répétition de l'impulsion, et en même temps de la base de temps, de sorte qu'on obtient sur l'écran du tube à rayons cathodiques une image stationnaire. La valeur de 2 kHz pour la fréquence de répétition est suffisamment élevée pour permettre d'observer l'écran à la lumière du jour, et cependant assez basse pour éviter la surcharge de l'émetteur d'impulsions et pour permettre l'emploi de la plus longue base de temps.

*) L'« impédance d'extrémité » (end impedance) est la composante réelle de l'impédance caractéristique d'une courte portion de paire coaxiale en câble, mesurée à partir d'une extrémité particulière; par « courte portion » on entend une longueur d'environ 10 yards ou davantage suivant la largeur de l'impulsion utilisée.

L'émetteur d'impulsions et la base de temps sont tous deux commandés par l'intermédiaire de réseaux à retard réglable, de sorte qu'on peut amener l'impulsion initiale à une position convenable sur la trace du pinceau cathodique et de sorte qu'on peut utiliser une base de temps courte pour examiner en détail les réflexions qui se produisent à une époque quelconque jusqu'au retard maximum.

Une commande étalonnée du retard réglable de la base de temps sert à mesurer la distance d'une irrégularité à l'origine émettrice, en déplaçant horizontalement en avant ou en arrière, comme on le désire, la figure qui apparaît sur l'écran du tube à rayons cathodiques. La différence en microsecondes entre le réglage de cette commande amenant l'impulsion initiale en un point de référence donné, et le réglage amenant l'impulsion réfléchie au même point, représente le temps de propagation depuis l'origine émettrice jusqu'à l'irrégularité et par conséquent la distance de l'origine à cette irrégularité. En agissant sur un commutateur, la graduation correspondant à cette commande indique directement la distance en yards (ou en mètres). La base de temps linéaire réglable commande le déplacement horizontal de la trace du pinceau cathodique sur l'écran de l'oscilloscope et détermine la longueur maximum de câble que l'on peut inspecter sur l'écran en une seule fois.

On a le choix entre trois largeurs de l'impulsion émise pour permettre de satisfaire aux différentes conditions de largeur de la bande des fréquences transmises. L'impulsion émise traverse le transformateur différentiel et est ensuite transmise sur le câble relié à l'appareil. Les irrégularités du câble produisent des impulsions réfléchies vers l'origine émettrice, qui retournent par l'intermédiaire du transformateur différentiel vers un affaiblisseur variable et un video-amplificateur pour commander la déviation verticale de la trace du pinceau cathodique. Le transformateur différentiel et l'équilibreur diminuent de 40 db ou davantage l'amplitude de l'impulsion initiale qui pénètre dans le circuit récepteur, de sorte qu'il ne se produit pas de surcharge due à cette impulsion.

L'appareil est relié au câble mesuré par l'intermédiaire d'un cordon coaxial souple de 40 yards, d'une paire coaxiale d'alimentation spéciale de 120 yards et d'une connexion de mesure de faible longueur (1 yard et demi). Un circuit semblable, électriquement identique au premier, relie l'enroulement conjugué du transformateur différentiel à un équilibreur faisant partie de l'appareil de mesure, de sorte que les désadaptations d'impédance à l'entrée du câble et de l'équilibreur se neutralisent. L'équilibreur contient une résistance réglable commandée par un bouton avec une aiguille se déplaçant devant une échelle graduée, qui sert à mesurer l'impédance à l'émission de la paire coaxiale en câble soumise aux essais. L'étalonnage s'effectue immédiatement avant une mesure en reliant à l'appareil une paire coaxiale de référence, toujours la même, et en réalisant l'équilibrage au moyen d'un dispositif de commande auxiliaire. Cette méthode de mesure de l'impédance d'une paire coaxiale en câble est rapide et très sensible; on peut déceler des différences de 0,01 ohm.

Si l'appareil doit être employé seulement pour la mesure de la position et de la grandeur d'irrégularités d'impédance à l'intérieur d'une longueur de fabrication ou d'une section d'amplification d'un câble, il n'est pas nécessaire d'employer les paires coaxiales de référence et d'alimentation. Dans ce cas, un seul cordon coaxial souple de 40 yards est relié au câble mesuré et un autre à l'équilibreur. Il reste une certaine désadaptation résiduelle au point de jonction avec le câble mesuré, qui dépend de la qualité et de l'histoire antérieure des cordons coaxiaux, et cette désadaptation peut déformer les réflexions qui se produisent dans les premiers 30 mètres du câble mesurés ou sur une distance du même ordre. Dans le cas de longueurs de fabrication, on peut facilement éviter toute difficulté en faisant les mesures à partir des deux extrémités.

L'affaiblisseur variable sert à déterminer l'écart logarithmique en décibels entre les tensions de l'impulsion émise et de l'impulsion reçue, pour n'importe quelle irrégularité particulière. Ceci s'effectue en prenant la différence des indications de l'affaiblisseur pour les deux réglages qui donnent respectivement la même déviation verticale sur l'écran du tube à rayons cathodiques pour l'impulsion émise et l'impulsion reçue. On peut faire une correction pour tenir compte de l'affaiblissement subi par l'impulsion dans sa propagation vers le point de réflexion et en retour à partir de ce point. On peut estimer cet affaiblissement en se servant de l'affaiblisseur pour comparer les niveaux de l'impulsion émise et de l'impulsion reçue dans le cas de réflexion complète (c'est-à-dire sur une coupure ou un court-circuit) en un point situé à une distance connue sur la ligne.

La grandeur en ohms d'une irrégularité ou d'une désadaptation d'impédance peut s'obtenir en employant l'expression

$$M = 20 \log_{10} \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b}$$

où M est l'écart logarithmique en décibels entre les hauteurs respectives de l'impulsion initiale et de l'impulsion réfléchie,

Z_a et Z_b sont les impédances avant et après le point où il y a désadaptation.

Principales caractéristiques

L'appareil se compose de cinq boîtes facilement transportables et est destiné à être employé soit en usine, soit sur le terrain, pour essayer des paires coaxiales en câble ayant une impédance nominale de 75 ohms. Toutefois, on peut facilement l'employer avec d'autres types de paires coaxiales en câble si cela est demandé.

En usine, on peut relever des oscillogrammes pour chaque longueur de fabrication de câble et enregistrer la position et la grandeur de toute irrégularité importante. En même temps, on peut mesurer les « impédances d'extrémité » avec une précision de 0,05 ohm par rapport à un câble étalon. Cet appareil peut donc servir à donner un contrôle précis de la qualité au cours de la fabrication et aussi à fournir les renseignements nécessaires pour la répartition des longueurs de fabrication d'après leur impédance *(impedance allocation)* pendant la pose du câble.

On peut conserver des enregistrements permanents des oscillogrammes relevés sur le terrain pour des sections d'amplification complètes, ces enregistrements étant destinés à être utilisés dans le cas d'une interruption de service dans l'avenir. On peut étudier la qualité de chaque épissure aussitôt qu'elle a été faite. On peut déterminer avec rapidité et précision la position et la nature d'un ou plusieurs défauts. La représentation sur l'écran de l'oscilloscope des impulsions réfléchies sous une forme agrandie et avec un retard peut servir à inspecter en détail de courtes sections du câble et ceci sur toute sa longueur. On peut adapter au cours de la pose les « impédances d'extrémité » de longueurs qui peuvent être aussi courtes que 10 yards.

On dispose d'un pupitre ayant pour dimensions 5 pieds 4 pouces × 3 pieds (161,4 cm × 91,5 cm), avec des broches assurant une mise en place efficace, pour monter les cinq ensembles constituant l'appareil de mesure proprement dit. Ce pupitre a été construit de façon à assurer la commodité maximum pour un opérateur et peut être placé sur un banc, sur une table, sur des tréteaux ou monté dans une camionnette. L'ensemble indicateur est normalement placé de façon à être vu sous un angle commode pour l'inspection directe de l'écran du tube à rayons cathodiques, mais on peut l'abaisser à l'horizontale pour faciliter le tracé d'un oscillogramme au moyen d'un dispositif spécial comprenant une glace semi-réfléchissante. On a prévu largement la place suffisante pour écrire et pour enregistrer les résultats.

On peut fournir avec l'appareil une caméra photographique spéciale qui est verrouillée sur le devant de l'oscilloscope à la place de la visière ou du dispositif spécial pour le tracé des oscillogrammes. Cette caméra est destinée à enregistrer des vues instantanées de traces oscillographiques, sur un film de 35 mm, et le format de 25 × 25 mm permet d'enregistrer environ 36 vues sur une longueur de film de 1,25 m. La caméra peut se charger en plein jour et une guillotine permet de retirer le film après un nombre quelconque désiré de prises de vues. Cette caméra comprend un système à lentille et miroir grâce auquel le nombre indiqué par un compteur électrique est photographié en même temps que la trace du pinceau cathodique. Ceci facilite l'identification ultérieure des oscillogrammes.

Les deux paires coaxiales d'alimentation, avec impédance adaptée, sont contenues dans des boîtes d'acier, peintes en gris comme le reste de l'appareil. Les dimensions totales de chaque boîte sont 24 × 17 pouces et demi × 22 pouces de hauteur (61 × 44,5 × 56 cm) et l'une des deux est munie de roues, de sorte qu'on peut facilement l'amener à la position voulue pour les mesures. La présence des roues augmente encore la hauteur de 3 pouces et demi (9 cm). La paire coaxiale de référence, ayant environ 70 yards (64 m) de long, est contenue dans la même boîte que la paire d'alimentation mobile et est enroulée au sommet de cette boîte. Une de ses extrémités est terminée en permanence par une résistance de 75 ohms.

Ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards, du type SR 1216/4

L'oscillateur de base, comprenant un cristal piézoélectrique oscillant à 50 kHz, fait partie de cet ensemble qui fixe la fréquence de répétition des impulsions (2 kHz) et fournit

aussi des fréquences d'étalonnage de 100 kHz, 1 MHz et 5 MHz. Ces fréquences d'étalonnage sont celles d'ondes sinusoïdales qui servent à étalonner les bases de temps, la longueur de chaque période étant respectivement de 10 microsecondes, une microseconde et 0,2 microseconde.

Des impulsions à 50 kHz, sous la forme de pointes extrêmes des alternances négatives d'ondes sinusoïdales provenant du premier amplificateur séparateur, sont appliquées par l'intermédiaire d'une diode pour l'asservissement du premier multivibrateur, qui divise la fréquence par 5. La fréquence est encore divisée par 5 dans un second multivibrateur, suivi de deux étages différentiateurs qui rendent l'impulsion plus aiguë. L'impulsion de polarité négative provenant de ces étages sert à actionner un générateur linéaire d'ondes en dent de scie, produisant une seule dent de scie à la fois *(single shot)*, à la fréquence de répétition de 2 kHz. L'onde en dent de scie, dirigée dans le sens des tensions négatives, provenant de ce générateur et dont la base est coupée à + 250 volts, est appliquée à deux circuits, dans chaque cas par l'intermédiaire d'étages cathodynes séparateurs fournissant des signaux qui ont une amplitude de crête à crête d'environ 200 volts. Un de ces circuits fournit le signal de déclenchement de la base de temps et l'autre le signal de déclenchement de l'émetteur d'impulsions, et ils sont semblables, sauf que l'un d'eux est monté de façon à produire un signal négatif et l'autre un signal positif.

Un potentiomètre, placé en dérivation sur une partie d'une source d'énergie électrique à tension négative stabilisée, sert à régler la valeur de tension que l'onde en dent de scie doit atteindre avant qu'une diode lui permette d'être appliquée à la grille de commande d'une pentode, normalement maintenue en position de fonctionnement. Quand la tension de balayage a dépassé cette valeur de 4 volts dans le sens négatif, la pentode est complètement bloquée jusqu'à la fin de ce cycle et une onde à sommet plat apparaît dans le circuit d'anode. La position dans le temps du front avant de cette onde carrée, et sa largeur, sont déterminées par le réglage du potentiomètre et d'un commutateur déterminant l'intervalle de variation correspondant. Cette onde subit une différentiation et est appliquée à une pentode ayant une forte résistance de polarisation de cathode. Dans le cas de la base de temps, on a besoin d'une impulsion de déclenchement négative et par suite la tension de sortie vers la fiche coaxiale située sur le panneau est prise dans le circuit d'anode. Le circuit à retard analogue destiné à l'émetteur d'impulsions fournit une impulsion de déclenchement positive, la tension de sortie étant dans ce cas prise à la cathode de la pentode finale.

La largeur de ces impulsions dépend du réglage (déterminé par un commutateur) du retard du générateur d'ondes en dent de scie. Mais elle est de l'ordre de 5 microsecondes, l'amplitude des impulsions étant d'environ 100 volts.

Un commutateur à 4 positions change les condensateurs du circuit du générateur d'ondes en dent de scie pour permettre d'obtenir des retards maxima de 5, 10, 50 et 100 microsecondes. Afin d'obtenir une commande étalonnée avec précision, qui puisse servir à retarder le départ de l'onde produite par la base de temps, dans le but de mesurer le temps qu'une impulsion a mis pour se propager jusqu'à un défaut, on emploie un potentiomètre à bobinage en hélice pouvant effectuer dix tours complets, ce qui permet d'effectuer les lectures avec une sensibilité de 0,1 %. Par l'association de ce dispositif de commande avec les ondes d'étalonnage, on peut obtenir une précision totale meilleure que 1 % sur la mesure de la distance d'une irrégularité. Un commutateur séparé à deux positions, associé à des potentiomètres réglés d'avance, sert finalement à régler le générateur d'ondes en dent de scie, de telle sorte qu'on lise directement sur la graduation du potentiomètre en hélice, soit des microsecondes, soit des yards (ou des mètres) de paire coaxiale en câble ayant une impédance nominale de 75 ohms, soit des yards (ou des mètres) d'un autre type de paire coaxiale en câble choisi à l'avance. Le potentiomètre du dispositif retardateur de l'émetteur d'impulsions n'est pas gradué, mais il couvre approximativement le même intervalle de variation que le potentiomètre en hélice.

Un signal provenant de l'oscillateur à cristal est appliqué, par l'intermédiaire d'un étage séparateur, à un étage doubleur de fréquence, dont une des ondes de sortie, après amplification, fournit l'onde d'étalonnage à 100 kHz. La fréquence du signal à 100 kHz est portée à 1 kHz en deux étages, et à 5 MHz dans un autre étage, les ondes amplifiées à la sortie de ces étages dans chaque cas fournissant les autres ondes d'étalonnage. Les ondes d'étalonnage sont appliquées à l'oscilloscope par l'intermédiaire du video-amplificateur au moyen d'un commutateur à boutons poussoirs. Cet ensemble comprend des circuits de surveillance permettant d'inspecter sur l'écran de l'oscilloscope les formes des ondes produites par l'oscillateur à 50 kHz, le multivibrateur à 10 kHz et le multivibrateur à 2 kHz.

Le choix d'une de ces ondes s'effectue au moyen d'un commutateur à boutons poussoirs dont deux ou plusieurs boutons peuvent être enfoncés en même temps, de sorte qu'on peut vérifier si la division de fréquence est correcte.

Cet ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards est contenu dans une boîte d'acier bien aérée avec une peinture grise à la cellulose, et munie de poignées chromées. Ses dimensions totales sont de 10 × 13 × 24 pouces de profondeur (25 × 33 × 61 cm), et il pèse 37 livres anglaises (16,8 kg).

Ensemble émetteur d'impulsions, du type SR 1216/5

Les étages de formation, d'amplification et de transmission des impulsions, en même temps que l'affaiblisseur, le dispositif d'alimentation en énergie électrique sous très haute tension et les dispositifs d'alimentation sous une tension négative stabilisée de 300 volts, sont contenus dans cet ensemble. L'étage émetteur comprend le transformateur différentiel et l'équilibreur.

L'impulsion de déclenchement de l'émetteur, provenant de l'ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards, est appliquée à la grille d'un thyratron, dont le circuit d'anode contient une ligne à retard, normalement chargée sous une haute tension positive par l'intermédiaire d'une grande résistance. Quand ce tube s'amorce, sa résistance tombe à une valeur négligeable et la ligne se décharge dans le primaire d'un transformateur d'impulsions de rapport 1. Ceci produit aux bornes du secondaire du transformateur une impulsion rectangulaire dont l'amplitude est d'environ 150 volts et dont la durée est égale à deux fois le retard de la ligne. Un commutateur à boutons poussoirs permet de choisir une ligne à retard sur un ensemble de trois, pour fournir des impulsions ayant une durée de 0,05 microseconde, 0,1 microseconde ou 0,2 microseconde. Ces lignes à retard sont terminées à circuit ouvert et placées sous écran et sont à double bobinage afin d'obtenir une valeur élevée du produit LC (inductance × capacité) dans un espace restreint.

Il est inévitable que l'étage de formation de l'impulsion produise des réflexions et des ondulations, bien que le niveau de celles-ci soit inférieur d'au moins 20 décibels à celui de l'impulsion principale. On les supprime au moyen d'un étage amplificateur fortement polarisé, qui applique une impulsion positive au tube à vide de sortie, par l'intermédiaire d'un transformateur d'impulsions placé entre ces deux étages. Ce tube à vide de sortie fonctionne à sa limite d'émission électronique, de sorte que l'amplitude de l'impulsion émise est pratiquement la même quelle que soit la largeur de l'impulsion. Les trois paires de bornes de sortie du transformateur différentiel sont reliées à des fiches placées sur le panneau de cet ensemble, pour assurer leur connexion au câble mesuré, à l'équilibreur et à l'affaiblisseur. Ces deux derniers organes sont aussi compris dans cet ensemble et peuvent être reliés par des cordons coaxiaux assurant la connexion entre des fiches placées sur le panneau. Cette disposition permet une certaine souplesse d'emploi. Ainsi on peut utiliser un équilibreur extérieur, s'il est demandé de mesurer un câble de type non normalisé. On peut aussi employer l'affaiblisseur pour d'autres fonctions, par exemple pour vérifier le gain du vidéo-amplificateur. L'affaiblisseur est muni de trois commutateurs rotatifs à six positions, fournissant un intervalle de variation de 0 à 80 décibels par échelons de 1 décibel.

Un dispositif d'alimentation en énergie contenu dans cet ensemble fournit les tensions de chauffage, de polarisation négative et la très haute tension, l'application de cette dernière étant différée par un commutateur thermique à retard fonctionnant dans le vide. La tension négative de 300 volts est maintenue constante au moyen de deux stabilisateurs de tension à gaz. La tension positive de 2 000 volts, pour l'alimentation des anodes des tubes à vide de l'amplificateur d'impulsions, est obtenue à partir d'un redresseur à tubes, tandis que la tension négative de 1 800 volts, pour le tube à rayons cathodiques de l'ensemble indicateur, est obtenue à partir du même enroulement du transformateur d'alimentation, par l'intermédiaire d'un redresseur au sélénium. On peut vérifier ces tensions en enfichant un voltmètre dans des jacks appropriés placés sur le panneau de cet ensemble. Un petit redresseur au sélénium fournit la tension continue de 6 volts nécessaire pour le dispositif d'inscription de l'ensemble contenant la caméra photographique. L'ensemble émetteur d'impulsions est contenu dans une boîte d'acier avec un couvercle arrière amovible, de 3 pouces (7,6 cm) de profondeur, destiné à loger les cordons de connexion, le voltmètre et quelques accessoires. Il est peint en gris avec de la peinture à la cellulose et muni de poignées chromées. Ses dimensions totales sont: 20 pouces × 13 pouces ¼ × 12 pouces ¼ de hauteur (51 × 34 × 31 cm). Il pèse 56 livres anglaises (25,4 kg).

Le réseau de mesure d'impédance est placé au milieu du panneau antérieur. Un gros bouton sert à déplacer une aiguille sur une échelle graduée éclairée visible à travers une fenêtre circulaire en « perspex » (matière plastique transparente). L'entrée de ce réseau, la commande de réglage de phase et la commande de réglage du zéro, sont groupées tout près de ce bouton. En dessous de ce réseau se trouvent les boutons poussoirs servant à déterminer la largeur de l'impulsion, et les commutateurs de l'affaiblisseur.

Ensemble indicateur du type SR 1216/3

Les images des impulsions apparaissent sur un tube à rayons cathodiques de 6 pouces de diamètre (1 pouce = 2,54 cm); le vidéo-amplificateur et la base de temps sont montés sur le même châssis.

L'impulsion négative de déclenchement provenant de l'ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards fait fonctionner un générateur linéaire d'ondes en dent de scie qui engendre une seule alternance d'une telle onde. Un commutateur rotatif associé à un potentiomètre permet de régler la durée de balayage de la base de temps à n'importe quelle valeur comprise entre 2,5 et 230 microsecondes. Le tube à vide de sortie du circuit de la base de temps est automatiquement équilibré par une pentode de puissance pour radiofréquences, qui produit l'alternance positive de la tension symétrique en dent de scie appliquée aux plaques de déviation horizontale du tube à rayons cathodiques. La base de temps fournit aussi l'onde nécessaire pour effacer le retour de la trace du pinceau cathodique. Cette onde est appliquée à la grille du tube à rayons cathodiques où une diode rétablit sa composante continue sur la cathode.

Les trois premiers étages du vidéo-amplificateur ont chacun un seul tube à vide de sortie et ont une commande de gain commune, actionnée à partir du panneau de cet ensemble, pour régler à une valeur appropriée la hauteur de l'impulsion. Les signaux d'étalonnage sont appliqués à la grille du premier étage. Le quatrième étage est à montage équilibré (push-pull) et alimente un étage cathodyne qui commande l'étage de sortie à montage équilibré. Le signal sortant de ce dernier étage est appliqué aux plaques de déviation verticale du tube à rayons cathodiques. Afin de maintenir une caractéristique « gain-fréquence » horizontale dans toute la bande de fréquences désirée, on applique la compensation des inductances au circuit d'anode de tous les étages, à l'exception de l'étage cathodyne. Dans l'étage de sortie, on utilise la capacité d'entrée du tube à rayons cathodiques pour constituer un circuit résonnant avec l'inductance des fils de connexion allant vers les plaques de déviation verticale. La courbe de réponse de l'amplificateur est horizontale de 60 kHz à 10 MHz, elle s'est abaissée de 3 décibels à 15 MHz et de 10 décibels à 20 MHz; le gain total est d'environ 55 décibels.

Le tube à rayons cathodiques fonctionne sous une tension de 1 800 volts, le pôle positif étant mis à la terre. Il est muni des dispositifs de commande habituels pour régler la brillance, la focalisation, le déplacement horizontal et le déplacement vertical de la trace du pinceau cathodique. Un petit condensateur réglé à l'avance sert à compenser le couplage parasite (crosstalk) entre plaques.

L'ensemble indicateur est placé dans une boîte analogue à celle de l'ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards, mais il est muni d'une visière amovible, placée au-dessus de l'écran du tube à rayons cathodiques, afin de faciliter l'examen de cet écran malgré la lumière du jour, de sorte que les dimensions totales sont augmentées et atteignent 10 × 13 × 26 pouces de profondeur (25 × 33 × 66 cm). Le poids de cet ensemble est de 38 livres anglaises (17,2 kg).

Le tube à rayons cathodiques, avec son écran de permalloy, est monté avec un léger décalage par rapport au milieu du châssis, de façon à permettre une disposition convenable du vidéo-amplificateur d'un côté et de la base de temps de l'autre. Un réticule en « perspex », qui peut subir des réglages angulaire et axial de faible amplitude, est divisé en carrés d'un centimètre de côté, et de plus ses deux axes sont gradués en millimètres.

Ensemble d'alimentation en énergie électrique du type SR 1216/1

Cet ensemble contient le dispositif d'alimentation stabilisée sous 350 volts, avec un courant de 250 milliampères, le niveau étant fixé au moyen d'un potentiomètre intérieur réglé à l'avance. Un relais thermique à action différée, fonctionnant dans le vide, retarde l'application de la haute tension jusqu'à ce que les filaments des tubes à vide se soient échauffés, protégeant ainsi les condensateurs électrolytiques destinés à réduire les ondulations du courant d'alimentation.

Un voltmètre monté sur un petit support et muni d'un cordon et d'une fiche peut être fixé au moyen d'une pince sur le panneau antérieur de cet ensemble d'alimentation en énergie quand on désire surveiller les tensions ou les courants dans les diverses parties constituant l'appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion. Ce voltmètre est un instrument à cadre mobile, de 2 pouces de diamètre, pour des courants de 0 à 1 milliampère, et quand on ne l'utilise pas il est logé dans le couvercle arrière de l'ensemble émetteur d'impulsions.

On mesure les tensions qui proviennent, soit des sources d'alimentation en énergie contenues dans l'ensemble émetteur d'impulsions, soit dans les deux ensembles d'alimentation en énergie électrique en enfonçant la fiche du voltmètre dans les jacks appropriés sur les panneaux de ces ensembles. Dans l'ensemble indicateur et dans l'ensemble d'étalonnage pour la mesure des retards, on surveille les intensités des courants des tubes à vide en mettant ce voltmètre en dérivation sur de petites résistances placées dans les circuits à haute tension, les valeurs de ces résistances étant telles que les déviations correspondant à des intensités normales doivent toujours se trouver à l'intérieur d'une bande verte marquée sur l'échelle graduée du voltmètre. Chacun de ces ensembles est muni d'un jack et d'un commutateur rotatif numéroté en concordance avec le schéma détaillé de l'appareil. On ne surveille pas les intensités des courants pour les tubes à vide qui sont polarisés à la limite de blocage (cut-off), c'est-à-dire qui ont une courte période de passage de la position de fonctionnement à la position de blocage, comme c'est le cas des tubes à vide des derniers étages de l'émetteur d'impulsions. On n'emploie pas non plus la surveillance des intensités des courants quand la forme des ondes produites peut être observée sur l'écran de l'oscilloscope, à savoir pour l'oscillateur à 50 kHz, pour les multivibrateurs, les dispositifs d'étalonnage et l'étage de formation des impulsions.

La boîte de cet ensemble d'alimentation est faite de tôle d'acier, elle est munie d'ouvertures de ventilation et peinte en gris avec de la peinture à la cellulose et a des poignées chromées. Ses dimensions totales sont de 10 × 13 × 23 pouces et demi de profondeur (25 × 33 × 60 cm) et son poids est de 51 livres anglaises (23 kg).

Ensemble d'alimentation en énergie électrique du type SR 1216/2

Cet ensemble contient le dispositif d'alimentation stabilisée sous 250 volts avec un courant de 250 milliampères, le niveau étant fixé au moyen de potentiomètres intérieurs réglés à l'avance. Un relais thermique à action différée, fonctionnant dans le vide, retarde l'application de la haute tension jusqu'à ce que les filaments des tubes à vide se soient échauffés, protégeant ainsi les condensateurs électrolytiques.

Cet ensemble est logé dans une boîte analogue à celle de l'ensemble d'alimentation SR 1216/1, dont les dimensions sont de 10 × 13 × 23 pouces et demi de profondeur (25 × 33 × 60 cm) et le poids de 51 livres anglaises (23 kg).

L'appareil de mesure complet est destiné à fonctionner à partir d'un secteur de distribution d'énergie en courant alternatif sous 200 à 250 volts, une plaquette avec plusieurs prises, suivant les valeurs de la tension du secteur, se trouvant à l'arrière de chacun des deux ensembles d'alimentation. La consommation de l'appareil de mesure complet est d'environ 800 watts.

Résumé des caractéristiques techniques

Largeur de l'impulsion: 0,05 0,1 ou 0,2 microseconde, commandée au moyen d'un commutateurs à boutons poussoirs.

Amplitude de l'impulsion: tension de crête d'environ 150 volts dans une impédance de 75 ohms.

Fréquence de répétition des impulsions: 2 kHz.

Base de temps. — La durée du balayage linéaire peut être réglée, comme on le désire, à une valeur quelconque entre 2,5 et 230 microsecondes.

Repères d'étalonnage. — On dispose pour l'étalonnage de la base de temps d'ondes sinusoïdales aux fréquences-étalons suivantes: 100 kHz (10 microsecondes), 1 MHz (1 microseconde), 5 MHz (0,2 microseconde).

Retard de la base de temps. — On peut retarder le point de départ de la base de temps, dans un intervalle de 0 à 100 microsecondes, au moyen d'un potentiomètre en hélice et d'un commutateur. En agissant sur un commutateur, la graduation du potentiomètre

indique directement la distance en yards (ou en mètres) de paire coaxiale en câble ayant une impédance nominale de 75 ohms.

Affaiblissement de l'impulsion. — Un affaiblisseur permet de mesurer l'affaiblissement de l'impulsion initiale, jusqu'à 80 db par échelons de 1 db.

Mesures d'impédance. — Un réseau intérieur à l'appareil permet de mesurer l'« impédance d'extrémité » d'un câble avec une précision de 0,05 ohm et avec une sensibilité de 0,01 ohm.

Surveillance. — On peut mesurer les courants des tubes à vide et les tensions d'alimentation. Pour les étages où c'est possible, des dispositions sont prises pour permettre d'observer sur l'écran du tube à rayons cathodiques la forme des ondes produites.

Alimentation en énergie électrique. — Tension 200 à 250 volts en courant alternatif, de fréquence 40 à 100 Hz; la consommation d'énergie est d'environ 800 watts.

Caméra photographique du type SR 1216/7 pour prendre des vues instantanées d'oscillogrammes.

Cette caméra, avec son capot de protection contre la lumière extérieure et son dispositif de fixation devant l'écran du tube à rayons cathodiques, a été spécialement établie pour être employée en association avec l'appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion du type SR 1216 et avec l'appareil portatif de localisation de défauts par observation de l'écho d'une impulsion du type SR 1232, afin de fournir des photographies instantanées d'oscillogrammes. Elle emploie un film photographique de 35 mm ou du papier sensible, par longueurs approximatives de 11 pieds (340 cm). Une cartouche préalablement chargée de film ou de papier peut être introduite dans la caméra à la lumière du jour.

Le format est de 25 × 25 mm permettant de prendre environ 36 photographies sur une longueur de film de 4 pieds (120 cm). Le nombre de photographies faites est enregistré dans un compteur qui peut être remis à zéro à un moment quelconque.

Le film se déplace de la distance correspondant à une photographie quand on fait fonctionner le levier d'avance du film et un mécanisme spécial à cliquet empêche tout déroulement excessif du film. Quand on a pris le nombre de photographies désiré, qui peut être quelconque, on peut appuyer sur un bouton poussoir placé à l'arrière de la caméra pour faire fonctionner une guillotine verticale, logée à l'intérieur de la caméra elle-même, pour couper la partie du film qui a été exposée et que l'on peut alors retirer de la caméra.

Un rouleau du mécanisme de l'obturateur tournant à secteurs (gate) est relié par des engrenages au dispositif d'entraînement de la bobine (contenue dans une cartouche) sur laquelle s'enroule le film qui a été exposé et au levier provoquant l'avance du film. Ce rouleau est muni de pointes pour perforer le bord du papier afin de l'entraîner sans jeu; l'autre rouleau est libre.

Un petit levier ouvre ou ferme un simple volet pour la prise de vues. La lentille a une ouverture de *f*/4,3 et une distance focale de 1 pouce et quart (3,2 cm). On peut mettre au point au moyen d'une crémaillère et d'un pignon du support de la lentille, employés en association avec un petit écran de verre dépoli que l'on peut voir en retirant un couvercle d'inspection.

Une extrémité du capot est fixée à la caméra au moyen de quatre vis, tandis que l'autre extrémité est articulée avec des charnières sur un petit cadre qui peut être verrouillé directement sur l'écran du tube à rayons cathodiques, de diamètre égal à 6 pouces (15 cm), faisant partie soit de l'ensemble indicateur de l'appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion, soit de l'appareil de localisation des défauts par observation de l'écho d'une impulsion. La caméra est montée sur charnières de cette façon pour faciliter l'inspection détaillée et l'alignement de la trace du pinceau cathodique avant que l'on prenne des photographies. Il y a en plus une petite trappe ne laissant pas entrer la lumière, à la partie supérieure du capot, pour permettre une dernière inspection.

A ce capot est fixé un dispositif électrique d'inscription de numéros qui fonctionne chaque fois que l'on appuie sur le levier d'avance du film. L'énergie nécessaire pour le relais de ce dispositif et pour la lampe qui éclaire les chiffres à inscrire provient d'une source d'alimentation sous 6 volts. Dans le cas de l'ensemble indicateur faisant partie de l'appareil de mesure par observation de l'écho d'une impulsion, on dispose d'une tension d'alimentation convenable sur le panneau avant de cet appareil. Un système de miroirs est disposé de telle sorte que les chiffres apparaissant sur le dispositif d'inscription soient photographiés

en même temps que la trace du pinceau cathodique. De cette façon, n'importe quelle photographie particulière peut être identifiée par la suite.

Le poids de la caméra avec ses accessoires est d'environ 10 livres anglaises (4,5 kg) et ses dimensions totales (à l'exclusion du capot et du dispositif de fixation devant l'écran du tube à rayons cathodiques) sont: longueur suivant l'axe 4 pouces et demi (11,5 cm), largeur 8 pouces (20 cm), hauteur 4 pouces et demi (11,5 cm). La longueur du capot avec son dispositif de fixation devant l'écran est de 6 pouces trois quarts (17 cm). Un étui de cuir permet de transporter la caméra et tous ses accessoires.

ANNEXE 49

APPAREILS POUR LA MESURE ET LA LOCALISATION DES IRRÉGULARITÉS D'IMPÉDANCE SUR LES LIGNES AU MOYEN D'IMPULSIONS, EMPLOYÉS PAR L'ADMINISTRATION FRANÇAISE DES TÉLÉPHONES

I. Mesures de l'impédance caractéristique et de la régularité d'impédance des paires coaxiales en régime transitoire

Sur toutes les longueurs de fabrication, on procède en usine à des mesures d'impédance et de régularité d'impédance en régime transitoire.

Les mesures se font avec un échomètre ou un transimètre à impulsions en cosinusoïdes surélevées dont la largeur à mi-hauteur est de 0,1 μs, 0,2 μs ou 0,05 μs (microseconde).

Ces impulsions sont appliquées à l'entrée du câble par l'intermédiaire d'un transformateur différentiel ou d'une tête de pont

Un réseau ajustable (équilibreur), formé de résistances et de condensateurs reproduisant l'impédance d'entrée du câble dans toute la bande de fréquences mise en jeu par les signaux d'essai, équilibre le transformateur différentiel ou la tête de pont et évite toute réflexion à l'entrée de la ligne.

Un second équilibreur de même type que le précédent est placé à l'autre extrémité du câble pour supprimer les réflexions en fin de câble. Ces deux équilibreurs indiquent en même temps l'impédance à l'origine et à l'extrémité du câble.

Les échos formés par réflexions sur les déséquilibres d'impédance du câble sont observés sur un tube cathodique. L'amplitude de cette courbe de réponse en fonction du temps est en chaque point sensiblement proportionnelle au coefficient de réflexion de la paire coaxiale au point correspondant $\frac{(\Delta Z)}{(2 Z)}$, au moins tant que l'affaiblissement des signaux d'échos peut être considéré comme négligeable.

Z représente l'impédance moyenne et ΔZ la différence entre l'impédance au point d'écho et l'impédance moyenne.

De plus, sur le tracé du spot, la distance entre l'impulsion d'origine et l'écho est proportionnelle au temps écoulé entre l'application de l'impulsion et le retour de la tension d'écho, donc la distance qui sépare celui-ci de l'origine du câble. On voit

que l'appareil renseigne immédiatement sur l'importance et l'emplacement le long du câble des irrégularités présentées par celui-ci.

Un intégrateur effectue la somme des énergies réfléchies par les irrégularités de la paire en essai et permet de définir un « écart équivalent » qui représente l'irrégularité unique, qui, placée à l'origine de la longueur du câble, réfléchirait la même énergie que la longueur de fabrication entière.

La connaissance du traînage *à l'extrémité* d'une ligne de longueur L peut être obtenue par des mesures de l'écho *à l'origine*. Si en effet, on envoie dans la ligne deux impulsions décalées dans le temps de θ µs, et qu'on recueille cet écho complexe dans un intégrateur quadratique, l'indication de ce dernier appareil, déduction faite de 2 fois l'énergie d'écho, donne l'amplitude relative du signal de traînage arrivant θ µs après l'impulsion principale. Pour avoir toute la courbe de traînage, il faut avoir la possibilité de faire varier θ de 0 à $\frac{2L}{v}$, v représentant la vitesse de propagation de l'impulsion sur la ligne.

II. Contrôle des sections d'amplification des paires coaxiales en régime transitoire

Il est effectué, sur les sections d'amplification des paires coaxiales, des mesures d'impédance et de régularité d'impédance en régime transitoire.

Le principe des mesures est identique à celui utilisé pour le contrôle à l'échomètre en usine.

Les impulsions en forme de cosinusoïdes surélevées ont une largeur à mi-hauteur de 0,10 — 0,17 ou 0,20 µs et leur fréquence de répétition est de 5 kHz.

Les échos formés par réflexion sur les irrégularités de la ligne en essai sont recueillis par le transformateur différentiel et traversent un correcteur avant d'atteindre l'amplificateur de réception de ces échos.

Ce correcteur corrige à la fois la distorsion d'amplitude et la distorsion de phase que les différentes composantes spectrales des tensions d'écho subissent suivant leurs fréquences et suivant la position sur la ligne des irrégularités qui ont donné naissance à ces échos.

Ce correcteur est efficace pour les échos provoqués par des impulsions de 0,17 µs (ou plus) sur des irrégularités distantes au maximum de 5 kilomètres de l'origine de la ligne.

L'impédance d'origine de la ligne est lue directement sur le réseau équilibreur.

Pour la détermination de l'écart équivalent, on trace une courbe d'écho avec correction « en énergie ». Ce procédé de correction agit seulement sur l'amplitude des signaux de manière à compenser la perte d'énergie due à l'affaiblissement du circuit.

Le traînage est mesuré comme pour les longueurs de fabrication en utilisant deux impulsions décalées dans le temps et en recueillant l'écho complexe dans un intégrateur quadratique. La méthode est un peu plus compliquée que dans le cas précédent, en raison de la correction à apporter à l'écho. On peut corriger l'écho le plus retardé en amplitude et l'on peut déduire, des indications de l'intégrateur, l'amplitude relative du signal de traînage, produit θ microsecondes après le signal principal, θ étant le décalage dans le temps des deux impulsions.

ANNEXE 50

APPAREILS EMPLOYÉS PAR L'ADMINISTRATION BRITANNIQUE DES TÉLÉPHONES POUR L'ESSAI DE CABLES A PAIRES COAXIALES AU MOYEN D'IMPULSIONS

Trois appareils d'essai au moyen d'impulsions destinés à être utilisés sur des paires coaxiales en câble ont été mis au point et sont employés par l'Administration britannique.

1. Un appareil de localisation des défauts sur un câble, conçu en vue de localiser des défauts sur une section d'amplification normale du câble, longue de 6 miles (environ 9,7 km).

2. Un appareil d'essai au moyen d'impulsions pour la recherche des irrégularités d'impédance sur de courtes longueurs de câble et des irrégularités se produisant en des points d'épissure.

3. Un appareil pour la détermination de l'amplitude et de l'emplacement d'échos, ainsi que pour la mesure de l'impédance de paires coaxiales à 2,5 MHz, vue d'une extrémité.

1. Appareil de localisation des défauts sur un câble

C'est un appareil d'essai portatif, fonctionnant sur le secteur de distribution d'énergie électrique, qui émet des impulsions en courant continu d'amplitude égale à 1 volt et d'une durée de 3 microsecondes, à des intervalles de temps d'environ 90 microsecondes. On observe, sur l'écran fluorescent d'un tube à rayons cathodiques, les réflexions dues à des irrégularités existant sur la paire coaxiale. On peut faire apparaître sur cet écran deux figures différentes. L'une comporte une base de temps linéaire normale, suivant l'axe des x, avec des déviations suivant l'axe des y; l'autre comporte une base de temps circulaire avec modulation de la brillance, ce qui procure l'avantage que la longueur de l'échelle est augmentée. On a effectué une localisation satisfaisante de défauts consistant en épissures qui avaient une forte résistance, sur le conducteur intérieur de paires coaxiales dont le diamètre intérieur du conducteur extérieur était égal à 0,375 pouce (environ 9,5 mm), jusqu'à des distances d'environ 6,5 miles (environ 10, 5 km).

2. Appareil d'essai au moyen d'impulsions occupant une bande de fréquences de 20 MHz

Cet appareil emploie des impulsions d'une durée de 0,3 microseconde et occupant une bande de fréquences de 20 MHz, répétées à des intervalles de temps de 500 microsecondes; on peut mesurer à moins de 2 décibels près les échos reçus

1 microseconde ou davantage après l'impulsion émise, et dont les amplitudes sont inférieures à l'amplitude de l'impulsion émise d'une quantité qui peut aller jusqu'à 90 décibels. On emploie un réseau réglable de terminaison du câble pour terminer le câble à l'extrémité éloignée, de sorte qu'on peut déceler des irrégularités du câble voisines de cette extrémité éloignée sans être gêné par des réflexions sur cette extrémité de câble.

Cet appareil a été utilisé pour essayer des longueurs de fabrication de câble, et aussi pour mesurer le coefficient d'adaptation d'épissures sur un câble à paires coaxiales, en liaison avec un travail relatif à l'amélioration des épissures dans la construction de ces câbles.

3. Appareil pour la détermination de l'amplitude et de l'emplacement d'échos, ainsi que pour la mesure de l'impédance de paires coaxiales à 2,5 MHz, vue d'une extrémité

C'est un appareil portatif, contenu dans cinq boîtes, qui peut servir à essayer une section d'amplification ou une longueur de câble. Pour essayer les sections d'amplification on emploie normalement des impulsions en cosinusoïdes surélevées avec une tension de crête d'environ 150 volts et une durée de 0,1 microseconde, espacées de 500 microsecondes. On détermine l'amplitude et l'emplacement des échos d'après les variations de la trace du pinceau cathodique sur l'écran de l'oscilloscope. On a l'habitude de régler la base de temps de telle sorte qu'un centimètre de déviation horizontale représente une microseconde, c'est-à-dire 158 yards (1 yard = 91,5 cm) de paire coaxiale de 0,375 pouce (environ 9,5 mm), mais on peut agrandir la trace qui apparaît sur l'écran et/ou la déplacer au moyen de potentiomètres quand cela est nécessaire pour examiner le défaut. On règle la déviation verticale de façon qu'un centimètre représente une réflexion avec affaiblissement de 70 décibels à l'extrémité des fils de mesure.

Quand on a besoin d'un enregistrement permanent (par exemple pour des câbles nouveaux) on photographie cette trace sur un film de 35 mm, par longueur de 10 cm, et l'on conserve aux archives des reproductions grandeur nature. Pour les mesures sur des sections d'amplification de paire coaxiale de 0,975 pouce et sur des longueurs de paire coaxiale de 0,375 pouce, on emploie une impulsion ayant une durée de 0,05 microseconde. On mesure la composante résistive de l'impédance d'une paire coaxiale, vue d'une extrémité, à environ 2,5 MHz, en appliquant simultanément une impulsion à la paire coaxiale et à un réseau de mesure et en réglant un potentiomètre étalonné et un condensateur réglable non étalonné (contenus dans les réseaux de mesure) jusqu'à ce que les réflexions combinées dues à la paire coaxiale et aux réseaux de mesures produisent sur l'écran de l'oscilloscope une figure en « W » ou en « M » de dimensions minima et de forme symétrique.

ANNEXE 51

APPAREIL POUR LA LOCALISATION D'IRRÉGULARITÉS D'IMPÉDANCE SUR DES PAIRES COAXIALES, AU MOYEN D'IMPULSIONS, EMPLOYÉ PAR L'ADMINISTRATION DES TÉLÉPHONES DE SUÈDE

Pour la vérification des câbles ainsi que pour la localisation des défauts en ce qui concerne les câbles à paires coaxiales, l'Administration suédoise utilise, avec un bon résultat, un échomètre à impulsions, constitué par un émetteur d'impulsions, un générateur de balayage et un amplificateur de réception. Le récepteur est caractérisé par le fait que son gain varie périodiquement avec le temps, de telle manière que la partie de ce gain excédant une portion constante correspond, à chaque instant, à peu près au double de l'affaiblissement de la section du circuit s'étendant jusqu'au point de réflexion qu'on est en train d'étudier pour chaque fréquence de la bande de fréquences utilisée. Cette variation est obtenue en faisant commander le gain du récepteur par une courbe en dents de scie synchrone avec l'amplification de balayage.

La durée de l'impulsion émise doit atteindre 1 microseconde au plus en mesurant une section d'amplification entière (de 10 km), auquel cas l'amplificateur de réception doit transmettre, avec un bon réglage de l'amplification, les fréquences jusqu'à 1 MHz au moins.

A l'aide de ce dispositif, des variations d'impédance aussi faibles que 0,1 ohm peuvent être étudiées avec la même exactitude le long de toute la section d'amplification.

Les variations normales de l'impédance pour les fréquences jusqu'à 1 MHz ne dépassent pas en général 0,5 ohm, mais il est possible de localiser des résistances additionnelles concentrées en un point (par exemple des points où une épissure est mauvaise) d'un ordre de grandeur descendant jusqu'à 0,1 ohm. Pour faire cette localisation on photographie, à partir de chaque extrémité, les courbes enregistrées à l'aide de l'échomètre à impulsions. S'il n'y a pas de résistances additionnelles concentrées en un point, les courbes deviennent identiques après qu'on a fait tourner l'une d'entre elles de 180°. Pour chaque résistance concentrée en un point, on obtient au contraire, dans les courbes, des écarts de la même grandeur mais dans le sens opposé, ce qui permet de localiser facilement le défaut. En suivant cette méthode, il est possible de localiser des résistances additionnelles concentrées en un point, dont la valeur est considérablement inférieure aux autres variations d'impédance trouvées sur le circuit.

ANNEXE 52 *

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

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

1° maître-oscillateur;

2° générateur de la fréquence de changement de lignes;

3° panneau de division de fréquence (counter panel);

4° panneau de mélange des impulsions de synchronisation de ligne et de trame;

5° panneau de mélange des signaux de vision;

6° dispositif d'alimentation en énergie électrique du panneau de division de fréquence;

7° panneau du tube cathodique de surveillance;

8° panneau de la base de temps du dispositif de surveillance;

9° panneau d'alimentation en énergie électrique du dispositif de surveillance.

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

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

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

Panneau de division de fréquence. — On réduit le nombre des impulsions à la fréquence du maître-oscillateur pour obtenir les impulsions à la fréquence de changement de trames au moyen de trois étages de comptage des impulsions, placés sur ce panneau. Chacun de ces étages de comptage peut compter de 2 à 12 impulsions, dans l'intervalle de variation de la fréquence d'entrée qui est nécessaire; par exemple, pour les normes de télévision britanniques, on place les cadrans de ces étages de

*) Les annexes 52 à 56 sont conservées pour mémoire, en attendant la rédaction de la Consigne de maintenance des circuits utilisés pour la télévision.

comptage dans les positions correspondant respectivement aux nombres 9,9 et 5.

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

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

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

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

Panneau du tube cathodique de surveillance. — Ce panneau contient un tube cathodique de 6 pouces de diamètre (1 pouce = 2,54 cm) sur l'écran duquel on peut faire apparaître la forme de n'importe laquelle des ondes engendrées par le générateur. Un amplificateur, avec une commande de gain permettant de faire varier le rapport d'amplification d'une façon continue entre les valeurs 1,5 et 10, y est incorporé.

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

Panneau de la base de temps du dispositif de surveillance. — L'intervalle de variation de la vitesse avec laquelle la base de temps est parcourue est tel qu'on puisse obtenir n'importe quelle valeur de la base de temps comprise entre 250 microsecondes (c'est-à-dire approximativement deux périodes et demie du changement de lignes dans le cas du système à 405 lignes) et 33 millisecondes (c'est-à-dire approximativement une période et demie du changement de trames). Le dispositif de surveillance est normalement synchronisé avec les impulsions à la fréquence de changement de trames et comporte un circuit à retard, de telle sorte qu'on puisse surveiller

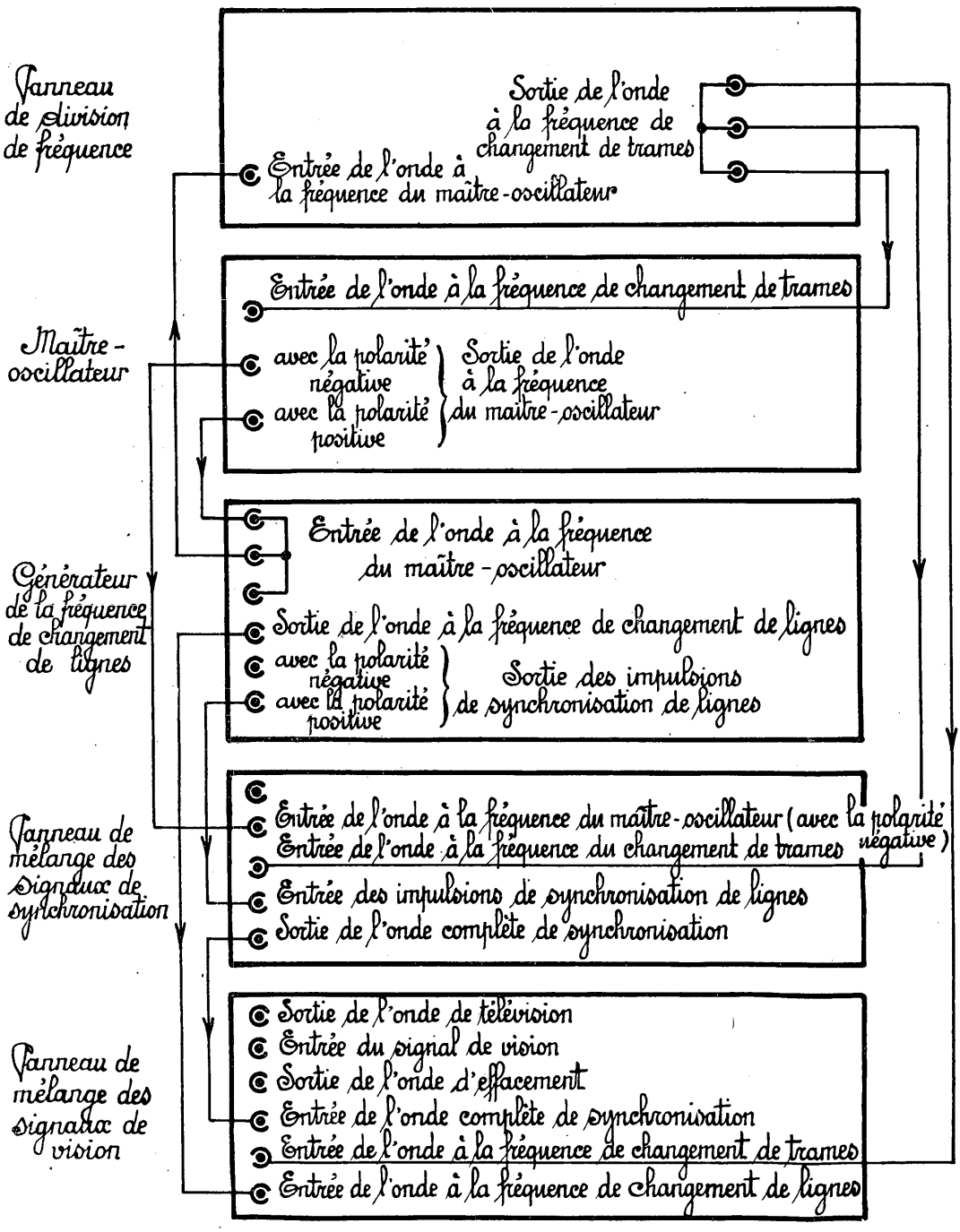


FIGURE 1. — *Connexions entre les panneaux du générateur d'ondes de télévision*

n'importe quelle portion d'une trame en utilisant n'importe quelle vitesse de parcours de la base de temps.

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

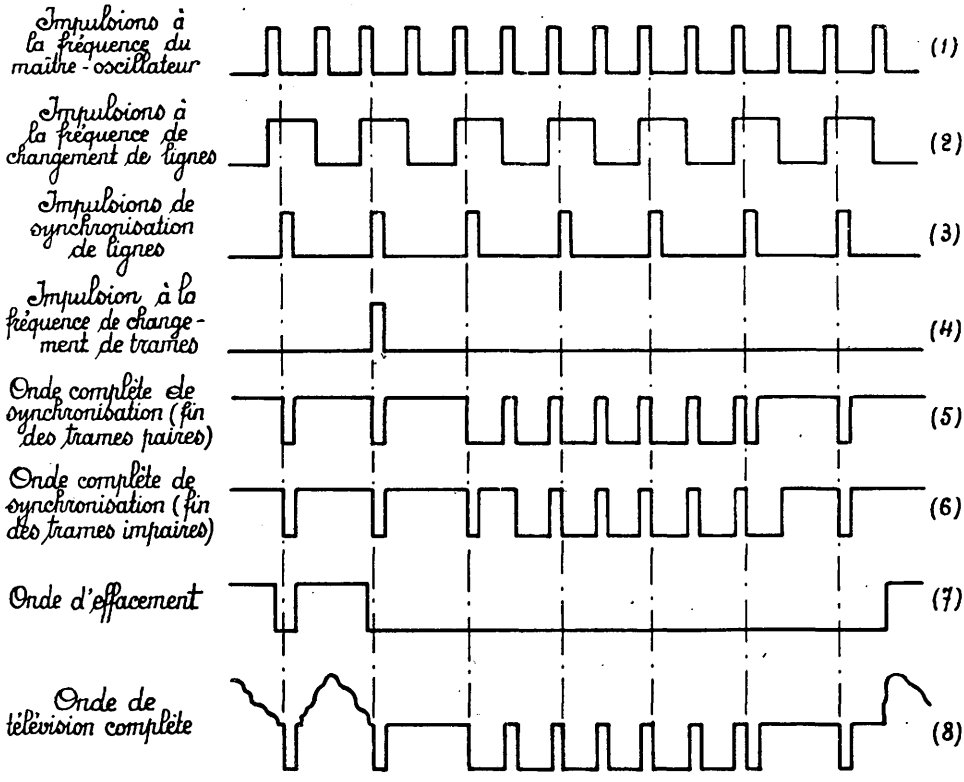


FIGURE 2. — *Ondes à la sortie des différents panneaux du générateur d'ondes de télévision*

Formes d'onde à la sortie des différents panneaux. — A la sortie de chaque panneau on dispose des ondes engendrées par ces panneaux, avec une amplitude approximativement égale à 10 volts, en vue de la surveillance et des essais, et on peut les utiliser pour engendrer par des procédés électroniques des signaux destinés aux essais de transmission. Le générateur fournit aussi l'onde de télévision complète, au niveau de puissance normalisé en un « point de commutation » (correspondant à une double amplitude de crête de 1 volt), appliquée à deux résistances de charge extérieures de 75 ohms, qui peuvent être connectées simultanément.

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

ANNEXE 53

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

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

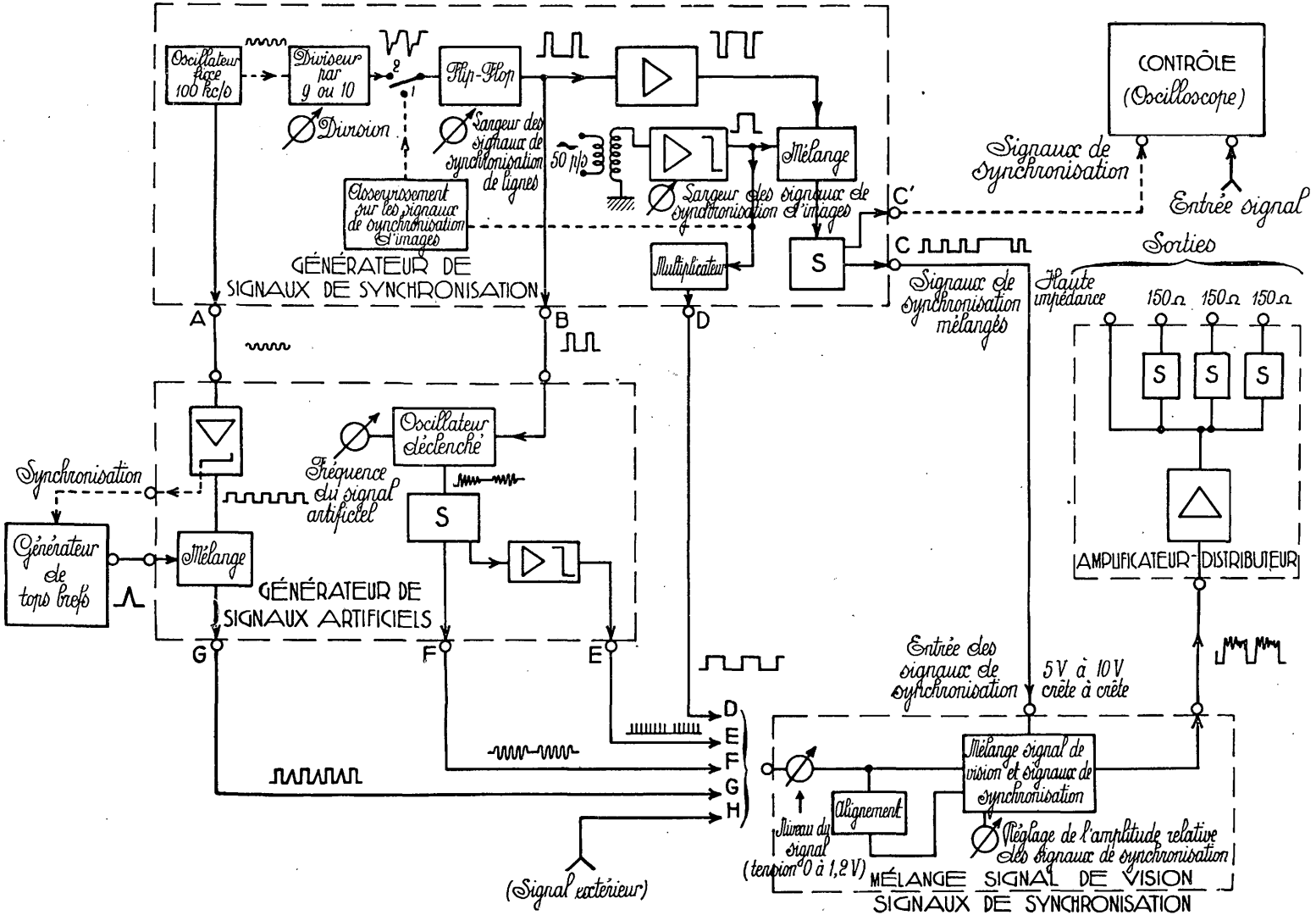
ANNEXE 54

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

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

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

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



Générateur de signaux-types de la Radiodiffusion francaise

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

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

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

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

Ces signaux peuvent être dérivés:

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

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

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

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

1° Des signaux rectangulaires obtenus par écrétage de l'onde sinusoïdale à 100 kHz dérivée de l'oscillateur à quartz.

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

2° Des signaux sinusoïdaux de fréquence variable entre 80 kHz et 15 MHz environ et de phase fixe par rapport aux signaux de synchronisation de lignes.

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

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

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

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

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

Les appareils de mélange et distribution satisfont à des conditions de fonctionnement particulièrement sévères de façon à n'apporter pratiquement aucune

distorsion de non-linéarité et aucune distorsion d'affaiblissement dans la bande des videofréquences.

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

Ils permettent:

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

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

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

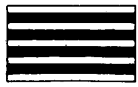


FIGURE 1

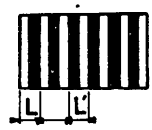


FIGURE 2

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

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

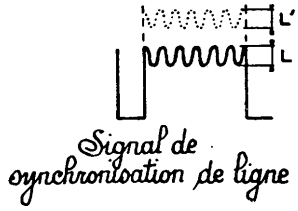


FIGURE 3

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

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

4. *La mesure de la caractéristique de fonctionnement en régime transitoire.* — *a)* Les signaux rectangulaires distribués en G et de phases fixes par rapport aux signaux de synchronisation (fig. 4) peuvent être observés soit à l'oscilloscope, soit sur l'écran d'un récepteur.

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

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

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

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

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

FIGURE 4

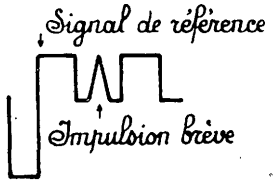


FIGURE 5

ANNEXE 55

APPAREIL DE SURVEILLANCE DES TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES UTILISÉ PAR LA RADIODIFFUSION FRANÇAISE

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

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

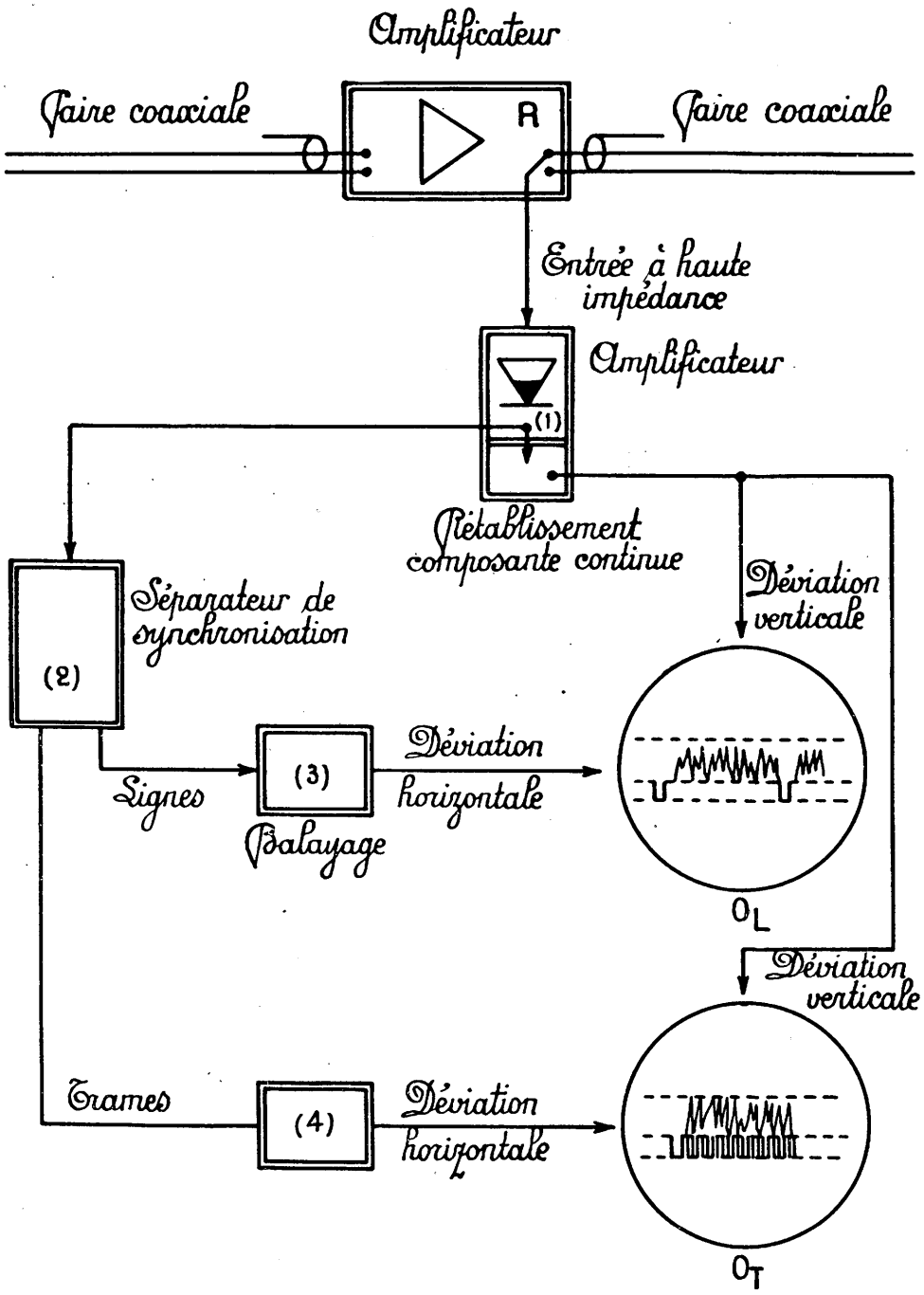
La figure ci-contre représente un montage satisfaisant à cet égard.

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

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

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

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



Appareil de surveillance des transmissions télévisuelles de la Radiodiffusion francaise

ANNEXE 56

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

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

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

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

1. On peut faire apparaître sur l'écran d'un oscilloscope la forme de l'ensemble constitué par un signal de vision et le signal de synchronisation associé, à la fréquence de changement de lignes, et à la fréquence de changement de trames; d'après cela on peut évaluer les caractéristiques de déphasage et d'affaiblissement depuis 50 Hz jusqu'à, par exemple, 300 000 Hz. Cet essai a une grande sensibilité, et de très petits écarts par rapports aux conditions normales de fonctionnement devraient être immédiatement décelés.

2. Avec des signaux d'essai spéciaux, on peut mesurer la durée d'établissement et la grandeur du dépassement balistique d'une onde à front raide. On peut évaluer

d'après ces mesures le fonctionnement du circuit de télévision, au point de vue de l'affaiblissement et du déphasage, depuis 0,3 MHz environ jusqu'à la plus haute fréquence transmise.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2. Des dispositifs produisant un balayage linéaire de l'écran, aux fréquences de changement de trames et de changement de lignes, dans la direction horizontale devront être adaptés à l'appareil. Il devra être possible d'observer une petite portion d'un videosignal répété à la fréquence de changement de lignes, et peut-être à la fréquence de changement de trames. On pense que dans ce cas il est désirable que le signal soit étalé de telle sorte qu'une durée égale à cinq centièmes de la période de changement de lignes (ou peut-être de la période de changement de trames) occupe l'écran entier; on reconnaît toutefois que cela est nécessaire seulement si ces cinq centièmes de la période se trouvent compris dans les quinze premiers centièmes de la période de changement de lignes. Le balayage de l'écran du tube cathodique devra être linéaire à $\pm$ 5% près.

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

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

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

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

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

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

Perturbations parasites (noise). — La composante (des perturbations produites par l'amplificateur) provenant du « ronflement » de la source d'alimentation en énergie électrique doit être à un niveau inférieur de 50 décibels au niveau de sortie de l'amplificateur qui produit sur l'écran du tube cathodique une déviation verticale ayant une double amplitude de crête de 1 pouce quand un signal ayant le niveau minimum spécifié dans la clause 4 ci-dessus est appliqué à l'entrée de cet amplificateur.

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

Pour une hauteur maximum de cette figure égale à 2 pouces, la distorsion de non-linéarité admissible devra correspondre à ± 8%.

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

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

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

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

Caractéristiques électriques du dispositif de surveillance de l'image

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

2. Le dispositif devra comporter une commande de gain pour effectuer un réglage convenable afin de couvrir l'intervalle de variation de l'amplitude des signaux d'entrée indiqué dans la clause 1 ci-dessus. L'impédance d'entrée ne devra pas être inférieure à 3 000 ohms. Il est désirable que l'appareil comporte aussi une commande de contraste faisant varier l'amplification du signal de vision. Un dispositif de terminaison de 75 ohms devra pouvoir être mis en circuit ou hors circuit à l'entrée au moyen d'un commutateur. L'amplificateur de videofréquences devra être capable de transmettre des signaux dans une bande de fréquences allant jusqu'à 3,5 MHz, avec une variation du gain total de ± 0,5 décibel jusqu'à 3 MHz et de — 3 décibels à 3,5 MHz. La distorsion de phase, due aux circuits du dispositif de surveillance de l'image, qui affecte les images ou les mires d'essai ne devra pas être visible à une distance d'observation de deux pieds (1 pied = 30,5 cm). Dans la région des basses fréquences de la bande des fréquences transmises on devra considérer les caractéristiques de fonctionnement du dispositif en association avec le circuit de rétablissement de la composante de courant continu qui est employé. La distorsion affectant les composantes du signal à la fréquence de changement de trames (par exemple les impulsions de synchronisation de trame) devra être négligeable.

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

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

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

NOTE

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

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

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

INDEX ALPHABÉTIQUE

du Livre d'Annexes au tome III du Livre Vert 1954 du CCIF

Pages

Affaiblissement d'adaptation :

Mesure 116
Valeur à utiliser pour les calculs d'écho et de stabilité 9

Affaiblissement composite :

Mesure de l'affaiblissement composite d'un quadripôle 89
Mesure de l'affaiblissement composite d'un transformateur de ligne 94

Affaiblissement des courants d'écho :

Mesure 116
Valeur minimum admissible 8

Affaiblissement d'équilibrage :

Calcul 19, 22, 24
Mesure 113
Valeurs à utiliser pour les calculs d'écho et de stabilité 11, 12, 17, 18

Affaiblissement d'insertion :

Mesure de l'affaiblissement d'insertion d'un quadripôle 94

Affaiblissement de régularité :

Mesure 115

Amorcage d'oscillations :

Mesure
— de l'équivalent d'amorçage 119
— de la marge d'amorçage 120
— du point d'amorçage 116

Câblage :

Câblage des bâtis de systèmes à courants porteurs en vue de réduire la diaphonie:
— Cuba 26
— France 26
— Grande Bretagne 27

Circuits téléphoniques de types anciens :

Amélioration de la transmission sur les circuits de types anciens:
Généralités 58
Méthodes envisagées en:
— France 61
— Grande Bretagne 62
— République fédérale d'Allemagne 63
— Suisse 60

Contre-distorsion d'affaiblissement :

Réglage lors de l'établissement de systèmes sur paires coaxiales 139

Pages

Courants porteurs (systèmes à) :

Appareils de mesure de maintenance:
— Cuba . . . 148
— France . . . 143
— Mexique . . . 142
— Pays-Bas . . . 153
— République fédérale d'Allemagne . . . 156
— Suisse . . . 140

Contrôle ou synchronisation des fréquences (voir: *Fréquence*)

Etablissement des systèmes sur paires coaxiales . . . 139

Mesures de distorsion de non-linéarité:
— Grande Bretagne . . . 175
— Suisse . . . 172
— diverses Administrations . . . 174

Dénivellement :

Mesure . . . 99

Déséquilibre :

Mesure des déséquilibres:
— de capacité . . . 111
— d'inductance . . . 112

Diaphonie :

Câblage des bâtis de systèmes à courants porteurs en vue de réduire la diaphonie:
— Cuba . . . 26
— France . . . 26
— Grande Bretagne . . . 27

Compensation de la diaphonie sur les câbles à paires symétriques (par équilibrage des sections d'amplification et/ou réseaux compensateurs):
— France . . . 37
— Grande Bretagne . . . 28, 41
— Mexique . . . 39, 45
— Pays-Bas . . . 35

Mesures de diaphonie . . . 125

Distorsions de non-linéarité (distorsion harmonique ; distorsion d'intermodulation) :

Méthodes générales de mesure:
— de la distorsion harmonique . . . 123
— de la distorsion d'intermodulation . . . 124

Méthodes et appareils de mesure de la distorsion de non-linéarité sur systèmes à courants porteurs:
— Grande Bretagne . . . 175
— Suisse . . . 172
— diverses Administrations . . . 174

Distorsion de phase :

Effet sur la distorsion télégraphique, en télégraphie harmonique . . . 70

Mesure (généralités) . . . 120

Méthodes de mesure employées en
— France . . . 171
— Grande Bretagne . . . 166, 167

Distorsion télégraphique

— en télégraphie harmonique . . . 70

Echo :

Calcul des effets de l'écho pour un circuit interurbain . . . 78, 24

Mesure de l'affaiblissement des courants d'écho . . . 116

Pages

Echomètres :
Généralités 110
Echomètres employés:
— Australie 180
— Cuba 185
— France 198
— Grande Bretagne 200
— Suède 202

Equilibrage (voir aussi: *Affaiblissement d'équilibrage*):
Equilibrage des câbles à paires symétriques:
— France 37
— Grande Bretagne 28
— Mexique 39
— Pays-Bas 35

Equilibromètre 113

Equivalent :
Appareils de mesure 99
Mesure de l'équivalent des circuits téléphoniques 97
Variations de l'équivalent d'un circuit interurbain en fonction du temps . . . 19

Fréquence :
Définition de la fréquence de coupure d'un câble chargé 68
Etalons de fréquence:
— Italie 54
— Renseignements fournis par le C.C.I.R. 52
Contrôle des fréquences dans les systèmes à courants porteurs:
— Cuba 176
— Danemark 178
— France 179
Synchronisation des fréquences des systèmes à courants porteurs:
— Etats-Unis 48
— France 49
— Grande Bretagne 50

Gain :
Mesure du gain composite d'un quadripôle 89
Mesure du gain d'insertion d'un quadripôle 94
Mesure du gain d'un répéteur 104

Hypsographe :
Description 101
Emploi pour les mesures
— d'affaiblissement ou gain composite 91
— d'équivalent 98

Hypsomètre :
Description 100
Emploi pour les mesures
— d'équivalent 97
— d'affaiblissement d'équilibrage 114

Hypsoscope :
Description 103
Emploi pour les mesures d'équivalent 98

Impédance :
Mesures d'impédance en régime permanent:
— généralités 106
— méthode de la Standard Telephone and Cables Cy 160

Pages

Mesures d'impédance et d'irrégularités d'impédance en régime transitoire (au moyen d'impulsions):
- généralités . . . 110, 138
- appareils employés:
  - — Australie . . . 180
  - — Cuba . . . 185
  - — France . . . 198
  - — Grande Bretagne . . . 200
  - — Suède . . . 202

Impulsions:

Mesures au moyen d'impulsions:
- généralités . . . 110, 138
- appareils employés:
  - — Australie . . . 180
  - — Cuba . . . 185
  - — France . . . 198
  - — Grande Bretagne . . . 200
  - — Suède . . . 202

Niveau:

Appareils de mesure . . . 99
Mesure des niveaux
- — absolus . . . 98
- — relatifs . . . 99

Paires coaxiales:

Appareils de mesure de maintenance pour systèmes sur paires coaxiales:
- — Cuba . . . 148
- — France . . . 146

Contrôle ou synchronisation des fréquences (voir: *Fréquence*).

Mesures de diaphonie . . . 127
Mesures de distorsion de non-linéarité . . . 175
Mesures d'impédance en régime permanent:
- — généralités . . . 109
- — méthode de la Standard Telephone and Cables Cy . . . 160

Mesures d'impédance et d'irrégularités d'impédance au moyen d'impulsions (voir: *Impulsions*).

Réglage de la contre-distorsion d'affaiblissement . . . 139

Paires symétriques (en câble):

Appareils de mesure de maintenance pour systèmes sur paires symétriques:
- — France . . . 145
- — Mexique . . . 142
- — Pays-Bas . . . 153
- — République fédérale d'Allemagne . . . 156
- — Suisse . . . 140

Equilibrage des sections d'amplification:
- — France . . . 37
- — Grande Bretagne . . . 28
- — Mexique . . . 39
- — Pays-Bas . . . 35

Réseaux compensateurs de télédiaphonie:
- — Grande Bretagne . . . 41
- — Mexique . . . 45

Mesures de diaphonie . . . 126
Mesures de distorsion de non-linéarité:
- — Suisse . . . 172
- — diverses Administrations . . . 174

Mesures d'impédance en régime permanent . . . 108

Pages

Pilotes (ondes) :
Ondes pilotes à fonctions multiples:
— Etats-Unis 54
— France 55
— Grande Bretagne 55

Réflectomètre 116

Rendement :
Mesure du rendement énergétique d'un transformateur de ligne 95

Réseaux compensateurs de télédiaphonie :
— Grande Bretagne 41
— Mexique 45

Rigidité diélectrique :
Essais de rigidité diélectrique 66

Stabilité (de la transmission):
Calcul de la stabilité pour un circuit interurbain 7, 17, 22
Mesure 119

Suppresseurs de réaction :
Dispositif empêchant leur fonctionnement intempestif 86

Télévision :
Appareils de surveillance des transmissions télévisuelles:
— France 212
— Grande Bretagne 214
Générateurs de signaux de télévision:
— Cuba 203
— France 207
— Grande Bretagne 207
Mesure de la distorsion de phase ou du temps de propagation en télévision:
généralités 120
méthodes employées en
— France 171
— Grande Bretagne 166, 167

Temps de propagation (de groupe ou de phase):
Mesure (généralités) 120
Méthodes de mesure employées en
— France 171
— Grande Bretagne 166, 167

Transformateurs :
Mesures relatives aux transformateurs de ligne 94

Transitoire (régime) :
Calcul des régimes transitoires 80
Mesures en régime transitoire:
généralités 138
appareils employés:
— Australie 180
— Cuba 185
— France 198
— Grande Bretagne 200
— Suède 202

Pages

Transmissions radiophoniques :

Surveillance au moyen:

— de v.u. mètres (France) 74
— de modulomètres (Grande Bretagne) 78
— d'indicateurs d'amplitude maximum (République fédérale d'Allemagne) 76

Volume :

Régulateur de volume pour circuits radiotéléphoniques 86