

L'ONDE ÉLECTRIQUE

35^e ANNÉE. N° 334

JANVIER 1955

PRIX: 250 FRANCS

REVUE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON. 40, RUE DE SEINE. PARIS - 6^e



GENERA-
TEUR DE SIGNAUX
MARCONI T.F. 867 avec son
ATTENUATEUR DE SORTIE
(détail au 1^{er} plan)
Importateur : LELAND-RADIO

LIRE DANS CE NUMERO

Procédé pour la télévision en couleurs,
BOUTRY, BILLARD, LE BLANC — Télévision
en couleurs, N.T.S.C., HIRSCH — Télé-
vision aux U.S.A., MAYER — Faisceaux
herziens, DUCOT — Signal isolé sur
circuits résonnants, J. MARIQUE —
Pleurage en reproduction sonore,
SACERDOTE, CACIOTTI,

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2500 F

ÉTRANGER 2800 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du

numéro :

250 francs

Vol. XXXV

JANVIER 1955

Numéro 334

SOMMAIRE

	Pages
Un procédé pour la transmission simultanée de deux programmes de télévision ou d'un spectacle en couleurs.....	G. BOUTRY P. BILLARD L. LE BLAN 5
Principes du système de télévision en couleur simultanée N.T.S.C.....	C. HIRSCH..... 22
Télévision en couleurs aux U.S.A.	C.G. MAVER 33
Procédé technique pour l'amélioration des performances des faisceaux hertziens en téléphonie	C. DUCOT..... 41
Effet d'un signal radioélectrique isolé sur des circuits résonnants	J. MARIQUE 55
Le pleurage dans les systèmes de reproduction sonore.....	C.B. SACERDOTE M. CACIOTTI G. SACERDOTE 62
Mesure des propriétés électriques des semi-conducteurs.....	B. PISTOULET 71
Vie de la Société	77

Sur la couverture :

Générateur de signaux MARCONI T. F. 867 avec son atténuateur de sortie (détail au premier plan).

Importateur : LELAND-RADIO

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Electrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc ;

4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.

— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la société
ou 50 000 F. } ou collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France..... 800 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui feraient don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme d'au moins 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande



Installations de Studios
DE
RADIODIFFUSION
TÉLÉPHONIE
à longue distance
Répéteurs
Courants porteurs
**APPAREILS
DE MESURES**

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

69, RUE DE MONCEAU, PARIS-8^e -- TÉL. : LABORDE 60-50

GIORGI



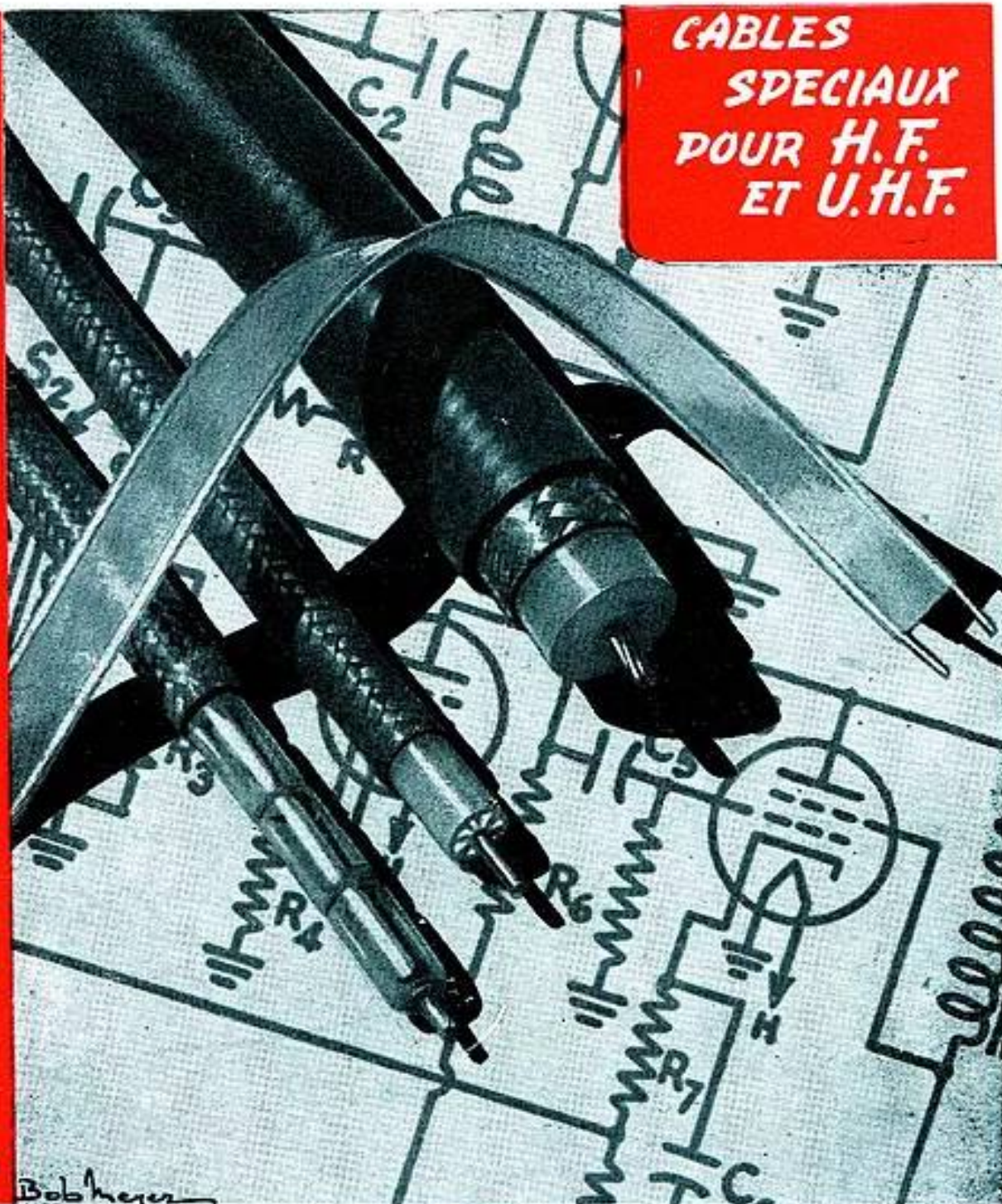
LES CABLES DE LYON

**MANUFACTURE
DE FILS ET CABLES
ÉLECTRIQUES
DE LA C^{ie} GÉNÉRALE
D'ÉLECTRICITÉ**

**170 Av. JEAN JAURÈS
LYON**

**USINES A:
LYON-BEZONS-CALAIS**

**CABLES
SPECIAUX
POUR H.F.
ET U.H.F.**



LE COMPORTEMENT DE L'ŒIL ET LA TRANSMISSION RATIONNELLE D'IMAGES SIMULTANÉES

III. — UN PROCÉDÉ POUR LA TRANSMISSION SIMULTANÉE DE DEUX PROGRAMMES OU D'UN SPECTACLE EN COULEURS

PAR

MM. G.-A. BOUTRY, P. BILLARD, L. LE BLAN

*Laboratoires d'Electronique
et de Physique Appliquées*

I. — INTRODUCTION ET GÉNÉRALITÉS.

A. — Type de reproduction envisagée et mode opératoire.

Cette partie de l'exposé est consacrée à la description d'un procédé qui s'appuie sur la possibilité de reproduire une image télévisée par « séquences de points ». Nous ne reviendrons pas ici sur le principe d'une telle reproduction, dont le lecteur pourra trouver une description, dans le cas de transmission d'un programme unique, dans la littérature technique (1).

Comme il ressort de la deuxième partie de cet exposé, le fait qu'une reproduction à « séquences de points », conduise, pendant une trame, à transmettre seulement la moitié de l'information contenue dans cette trame, permet d'envisager d'écouler, dans la bande video normale du noir et blanc, deux programmes distincts, au même standard que le noir et blanc conventionnel.

On peut montrer (2) que la reproduction par séquences de points, telle qu'elle a déjà été considérée pour un programme unique (1) peut être définie comme une transmission séquentielle binaire de vitesse maximum compatible avec la bande passante. On peut montrer également que les « signaux de commutation » utilisés dans les transmissions séquentielles ordinaires (trames ou lignes) pour ouvrir ou fermer la ligne unique de transmission à chacun des deux signaux successivement écoulés, doivent avoir ici une forme très précise, qui est analogue à celle des fonctions de sondage d'un multiplex binaire à impulsions modulées en amplitude.

Soit donc $f_1(t)$ et $f_2(t)$ les deux informations à transmettre. Comme nous supposons qu'il s'agit de signaux video, nous nous permettrons de limiter leurs variations à l'intervalle (0,1), 0 correspondant au noir et 1 au blanc. Ces deux informations, correspondant en général au même standard de balayage, couvrent la même bande $(0, \omega_0)$.

Soit une fréquence ω_s un peu supérieure à ω_0 , les « fonctions de commutation », que nous appellerons « fonctions de sondage » par analogie avec la technique des multiplex, s'écrivent :

$$(1) \quad \begin{cases} g_1 = 1 + 2 \cos \omega_s t \\ g_2 = 1 - 2 \cos \omega_s t \end{cases}$$

On fabrique le signal :

$$(2) \quad \Sigma = [f_1(t) g_1(t) \pm f_2(t) g_2(t)]_{\omega_s}$$

l'indice ω_s indiquant que la bande de Σ est limitée à ω_s par un filtre passe-bas présentant un gain 1/2 à cette fréquence.

Ce signal est utilisé pour assurer la transmission. A la station réceptrice, on fabrique les quantités suivantes, que nous appelons produits de réception,

$$(3) \quad \pi_1 = [g_1 \Sigma]_{\omega_s} \quad \text{et} \quad \pi_2 = [g_2 \Sigma]_{\omega_s}$$

π_1 redonne $f_1(t)$ seule, mais affectée d'une « structure de points » qui correspond au caractère séquentiel de la transmission. De même π_2 donne $f_2(t)$ seule, et affectée également d'une « structure de points ».

Nous allons montrer au paragraphe suivant comment ces résultats sont obtenus.

(1) Wilson BOOTHROYD, *Electronics* 22 N° 12. Déc. 1949, p. 88.

(2) Travaux non publiés actuellement.

LA **TV**

CÉRAMIQUE s'impose PARTOUT!

- ★ STABILITÉ
- ★ Miniaturisation
- ★ SÉCURITÉ

L'emploi généralisé des condensateurs céramiques dans les circuits électroniques a contribué indiscutablement au développement de l'industrie **RADIO ET TÉLÉVISION**

La multiplication dans les Usines L.C.C. de machines automatiques spéciales, a permis de mettre à la disposition des industriels un matériel de grande série. Sa qualité constante et son prix l'imposent dans tous les circuits H.F.

CONDENSATEURS DE CIRCUIT

1,5 pF à 270 pF
 $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$
TE 1500 Vcc tg $\delta \leq 10 \cdot 10^{-4}$

CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE

330 pF à 10.000 pF
 $+ 40\%$ $- 20\%$
TE 1000 Vcc tg $\delta \leq 300 \cdot 10^{-4}$

CONDENSATEURS AJUSTABLES

0,5 - 3 pF, 1 - 10 pF
8 - 3 pF, 42 - 16 pF
TE 1500 Vcc tg $\delta \leq 20 \cdot 10^{-4}$

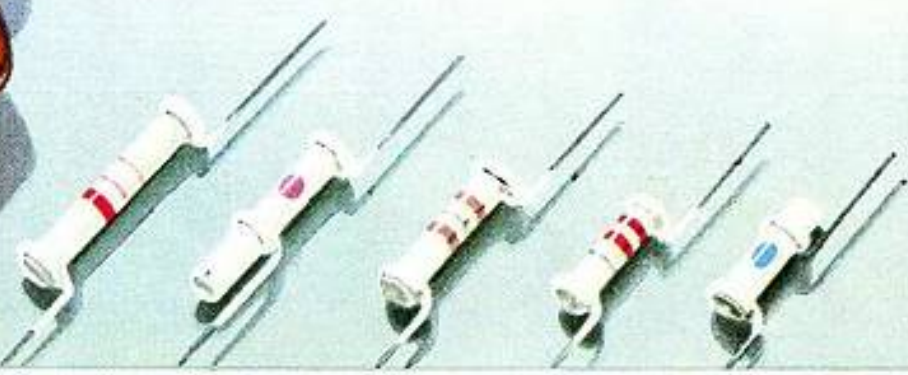
CONDENSATEURS DÉCOUPLAGE HT

500 pF et 1000 pF
TE 20 KV eff. 50 Hz
tg $\delta \leq 50 \cdot 10^{-4}$

LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE

S.A.R.L. CAPITAL 130.000.000 DE FRF

LCC



SERVICES COMMERCIAUX : 22, RUE DU GÉNÉRAL FOY, PARIS-8^e

LAB. 38-00

B. — Détails de la transmission.

Désignons par F_1 et F_2 les spectres des signaux à transmettre $f_1(t)$ et $f_2(t)$ et soit, par exemple, $f_1 g_1$:

$$(4) \quad f_1 g_1 = f_1 + 2 f_1 \cos \omega_s t$$

La quantité $2 f_1 \cos \omega_s t$ présente un spectre symétrique par rapport à la fréquence ω_s , et nous désignerons par $M(F_1)$ la bande latérale inférieure de ce spectre, qui s'étend de $(\omega_s - \omega_v)$ à ω_s . M peut être considéré ici comme un opérateur.

Pour une composante sinusoïdale de f_1 , $\cos pt$ par exemple, l'opération « M » fournit $\cos(\omega_s - p)t$. Nous aurons besoin par la suite de connaître le résultat de l'opération « $M \times M$ ». Il est clair que si l'on fait subir une nouvelle fois à $\cos pt$ l'opération, on obtient $\cos pt$. On a donc la relation :

$$(5) \quad MM(F) = F$$

On peut donc écrire :

$$(6) \quad \begin{cases} [f_1 g_1]_{\omega_s} = F_1 + M(F_1) \\ [f_2 g_2]_{\omega_s} = F_2 - M(F_2) \end{cases}$$

et, en se bornant pour l'instant dans (2) au signe + :

$$(7) \quad \Sigma = F_1 + F_2 + M(F_1) - M(F_2)$$

La répartition spectrale de Σ est représentée figure 1. En trait plein on montre la limite des

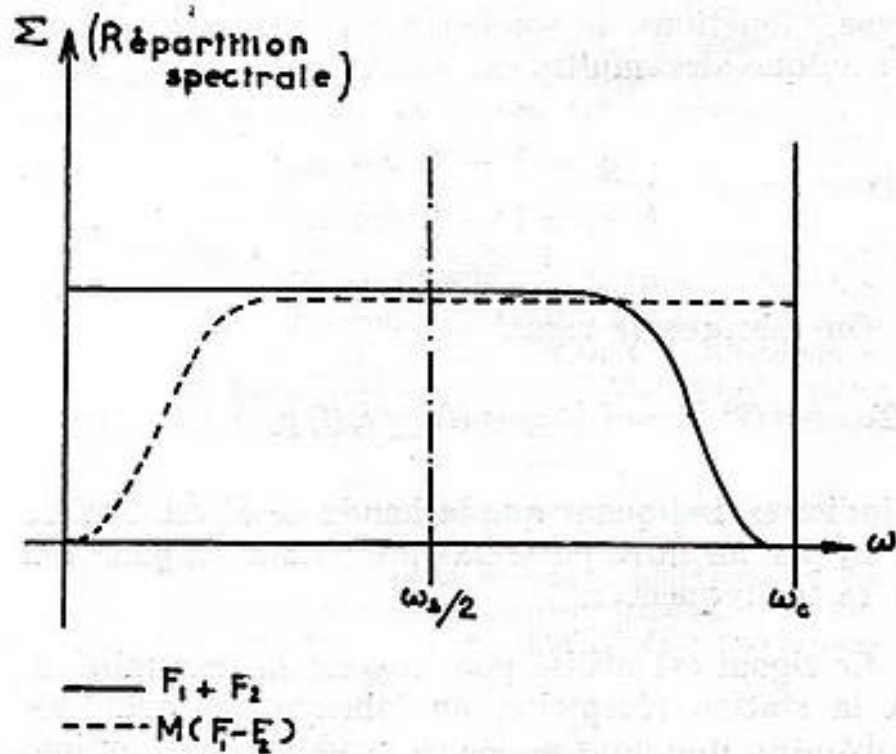


FIG. 1.

spectres non transposés F_1 et F_2 , et en pointillé la limite des spectres transposés $M(F_1)$ et $M(F_2)$.

On pourra noter que la fréquence $\omega_s/2$ constitue un axe de symétrie pour la représentation spectrale de Σ , symétrie sans changement de signe pour $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ et avec changement de signe pour $[f_2 g_2]_{\omega_s}$.

A partir de (7), on peut calculer les produits de réception π et π_2 . On trouve ainsi facilement :

$$(8) \quad \begin{aligned} \pi_1 &= \{F_1 + F_2 + M(F_1) - M(F_2)\} + \{M(F_1) \\ &\quad + M(F_2) + MM(F_1) - MM(F_2)\} \\ &\longrightarrow = 2\{F_1 + M(F_1)\} \end{aligned}$$

On aurait de même :

$$(9) \quad \pi_2 = 2\{F_2 - M(F_2)\}$$

On voit ainsi que π_1 ne dépend que de $f_1(t)$, et π_2 seulement de $f_2(t)$. Cependant, π_1 , par exemple, n'est pas seulement fonction de F_1 , mais aussi de $M(F_1)$. Nous verrons au cours du Chapitre II que $M(F_1)$ dans π_1 , et $M(F_2)$ dans π_2 , sont les termes qui amènent les « structures de point » sur les signaux disponibles pour l'attaque des kinescopes reproducteurs. Nous allons montrer dans le paragraphe suivant que ces termes disparaissent si l'on considère une image complète.

C. — Reproduction correcte en quatre trames.

Considérons la trame N° n . Dans le mode habituel de reproduction pour la télévision en noir et blanc, les trames N° n et $n + 1$ par exemple fournissent une image complète. Si ω_t est la fréquence de trames, on peut alors définir une fréquence d'images :

$$(10) \quad \omega_i = \frac{\omega_t}{2}$$

Pour le type de reproduction étudié ici, reproduction séquentielle binaire, la moitié seulement de l'information de chaque trame est transmise pendant la durée de balayage de celle-ci. Il en résulte que le complément de l'information transmise sur une voie pendant le balayage de la trame N° n devra être transmis pendant le balayage de la trame N° $n + 2$, dont les lignes se superposent à celles de la trame N° n .

Si nous prenons comme origine des temps, pour chaque trame, le début du balayage de cette trame, le résultat précédent sera obtenu si, exprimées en fonction de cette origine, les fonctions de sondage pour la trame N° n et la trame N° $n + 2$ sont « entrelacées », ou, en d'autres termes, si l'on a :

a) Trame N° n

$$(11) \quad \begin{cases} g_1 = 1 + 2 \cos \omega_s t \\ g_2 = 1 - 2 \cos \omega_s t \end{cases}$$

b) Trame N° $n + 2$

$$(12) \quad \begin{cases} g_1 = 1 - 2 \cos \omega_s t \\ g_2 = 1 + 2 \cos \omega_s t \end{cases}$$

*Pour tous vos contrôles de temps
d'utilisation
d'appareils
électriques*

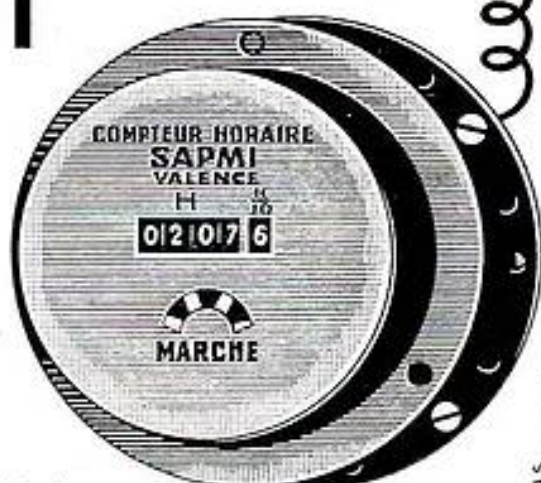
COMPTEUR HORAIRE SAPMI

TYPE 621

CAPACITÉ :
10.000 heures

COURANT :
Alternatif
exclusivement
50 périodes

VOLTAGE :
110-220 volts
ou Tension Spéciale



HAVAS

18, RUE J.J. ROUSSEAU
TEL. 37.17.37.18

SAPMI
MICROMOTOR

VALENCE-SUR-RHONE
(FRANCE)

PARIS-XI^e : 76, avenue de la République. Téléph. : ROQ. 65-41



Le but en 1955

HANOVRE

le plus grand marché de
**L'INDUSTRIE-
ELECTRONIQUE**

pour les biens d'investissement
et de consommation
se trouve **seulement** à la
Foire Industrielle d'Allemagne-
Hanovre du 24 avril-3 mai 1955

Renseignements et prospectus à la :

COMPAGNIE COMMERCIALE CONTINENTALE,
M. Arthur TRESSENS, 16, rue Vézelay, Paris-8^e
Tél. : Europe 51-72 35-39

et

Zentralverband der Elektrotechnischen
Industrie, Frankfurt/M., Am Hauptbahnhof 12

LE MATERIEL DE QUALITE
**CABLES
PERENA**

CABLES H.F.-H.T.
COAXIAUX
MICRO-CABLAGE
GAINE
Tous fils spéciaux
sur devis

O.I.P.R.

GAMME
COMPLÈTE DE
FICHES COAXIALES
DE QUALITÉ!

PERENA

48 B^{ld} VOLTAIRE 48
PARIS 11^e - Tel VOL 48-90+

Salon de la Pièce Détachée : stand n° 17, allée C

Le numéro de MARS 1955
de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

sera consacré à

la Pièce Détachée Professionnelle dans l'Électronique

et sera diffusé spécialement
à l'étranger.

Ordres de Publicité à transmettre à

M. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6^e

BAB. 13.03

LITTRÉ 79-53

Si l'on considère, par exemple, la suite des maxima de g_1 suivant (11), et cette suite suivant (12), on constate que les deux suites sont exactement entrelacées.

Pour obtenir les relations précédentes, on peut facilement démontrer qu'il suffit d'avoir :

$$(13) \quad \omega_s = \frac{2k+1}{2} \omega_l$$

En pratique, et pour des raisons de commodité, on s'impose une condition plus restrictive :

$$(14) \quad \omega_s = \frac{2k+1}{2} \omega_l$$

où ω_l est la fréquence du balayage ligne. Comme ω_l est un multiple impair de ω_i , la condition (14) n'est qu'un cas particulier de (13).

Considérons maintenant les produits de réception π_1 et π_2 :

1° Cadre N° n.

On a vu, en (8) et (9) que l'on avait, à un coefficient constant près :

$$(15) \quad \begin{cases} \pi_1 = F_1 + M(F_1) \\ \pi_2 = F_2 - M(F_2) \end{cases}$$

2° Cadre N° n + 2.

Par suite du passage de (11) à (12), on a, pendant ce cadre :

$$(16) \quad \begin{cases} \pi_1 = F_1 - M(F_1) \\ \pi_2 = F_2 + M(F_2) \end{cases}$$

Désignons par $T_i = \frac{2\pi}{\omega_l}$ la période d'image conventionnelle. En additionnant (15) et (16), il vient :

$$(17) \quad \begin{cases} \pi_1(t) + \pi_1(t + T_i) = 2F_1 \\ \pi_2(t) + \pi_2(t + T_i) = 2F_2 \end{cases}$$

Il en résulte que, compte tenu de la persistance des impressions rétinienne, la succession de 4 trames fournit une image contenant autant d'informations que l'image fournie, en 2 trames, par les transmissions continues assurant actuellement les radio-diffusions en noir et blanc.

D. — Notion de « multiplex séquentiel ».

Examinons les propriétés d'une transmission multiplex binaire normale à impulsions modulées en amplitude, dont la fréquence de sondage soit ω_s .

La théorie de ce type de multiplex montre que la bande occupée par la transmission doit être $(0, \omega_s)$ et que la bande de chacune des informations transmises $f_1(t)$ et $f_2(t)$ ne doit pas excéder $(0, \omega_s/2)$.

L'étude spectrale faite dans le § B demeure valable, mais la figure 1 est à remplacer par la figure 2, les spectres normaux et transposés ne se recouvrant plus maintenant dans Σ .

A la réception, on désire maintenant récupérer des informations qui n'excèdent pas la bande $(0, \omega_s/2)$.

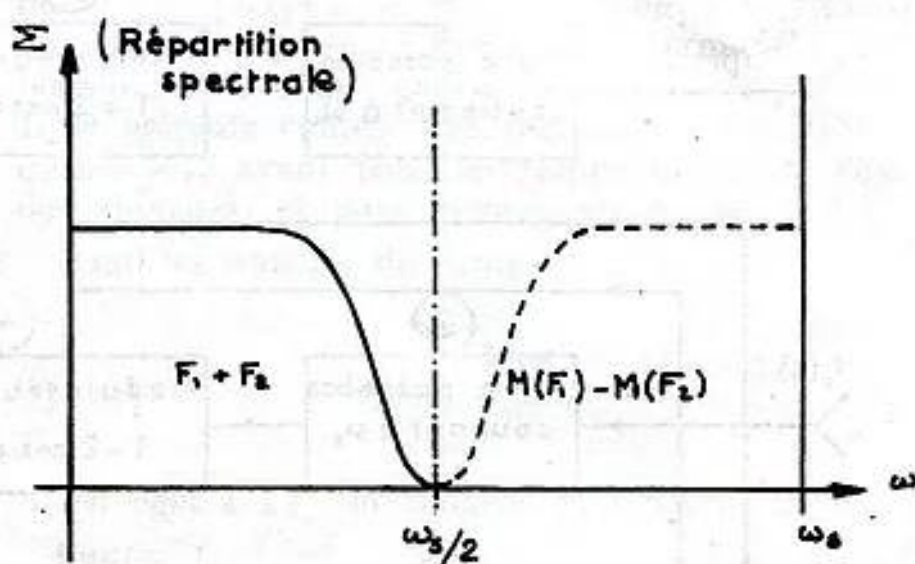


FIG. 2.

On remplacera donc la définition (3) des produits π_1 et π_2 par :

$$(18) \quad \pi_1 = [g_1 \Sigma]_{\omega_s/2} \quad \text{et} \quad \pi_2 = [g_2 \Sigma]_{\omega_s/2}$$

Si l'on se reporte alors à (16), qui donne π_1 et π_2 dans la bande $(0, \omega_s)$, on voit que l'on aura d'après (18) :

$$(19) \quad \begin{cases} \pi_1 = F_1 \\ \pi_2 = F_2 \end{cases}$$

car ici, les spectres F_1 et F_2 sont entièrement contenus dans la bande $(0, \omega_s/2)$ tandis que $M(F_1)$ et $M(F_2)$ sont en dehors de cette bande.

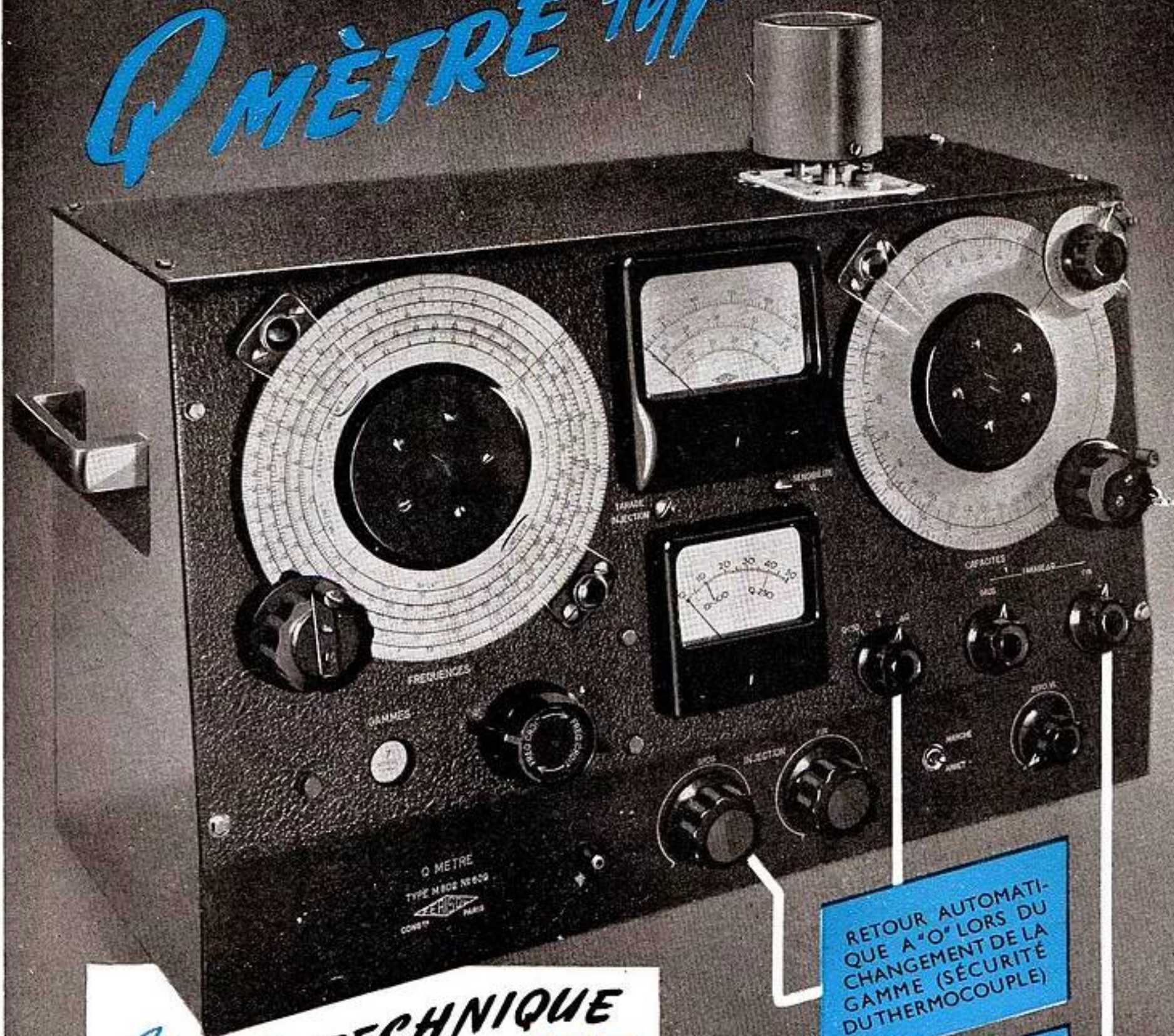
En conclusion, s'il est vrai qu'une transmission multiplex binaire normale présente un caractère séquentiel, ce caractère n'intéresse que la transmission elle-même, la reproduction étant continue.

Pour l'application de multiplex binaire définie au § A, la bande de chacune des informations transmises $f_1(t)$ et $f_2(t)$ excède l'intervalle $(0, \omega_s/2)$ et il en résulte un caractère séquentiel pour la reproduction elle-même.

Pour distinguer commodément cette application de la technique des multiplex à impulsions modulées en amplitude, des multiplex binaires classiques à reproduction continue, nous l'appellerons « multiplex binaire séquentiel ».

UN ENSEMBLE DE
PERFECTIONNEMENTS
SANS PRÉCÉDENT

Q MÈTRE type 802 B



Nouvelle **TECHNIQUE**
Nouvelles **PERFORMANCES**
même
PRÉSENTATION

OSCILLATEUR: 50 KHz à 75 MHz
CV de mesures 25 pF à 500 pF
Vernier ± 3 pF - Lecture directe de L.
Utilisable également avec tous les accessoires
pour la mesure des angles de pertes (tangente δ).



ETS GEFROY

& C^{IE}, 7 et 9, RUE DES CLOYS, PARIS-18^e - MON. 44-65

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 72.192.000 FRANCS

RETOUR AUTOMATI-
QUE A "0" LORS DU
CHANGEMENT DE LA
GAMME (SÉCURITÉ
DUTHERMOCOUPLE)

NOUVELLE ÉCHELLE
"FAIBLE Q" (DE 0 A
50) PERMETTANT DE
LIRE $Q = 5$.

ÉCHELLE DIRECTE
EN ΔQ . PERMET-
TANT DES MESURES
DE COMPARAISON
RAPIDES.

II. PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES SIGNAUX ET DISPOSITIONS PARTICULIÈRES.

A. — Génération des signaux.

La figure 3 donne une vue schématique de l'installation permettant d'obtenir le signal Σ à partir des deux informations à transmettre f_1 et f_2 , que nous supposons toujours être des signaux video indépendants. Pour la commodité de l'exposé, nous

$$(2) \quad \begin{cases} g_1 = 1 + 2 \cos \omega_s t + 2 \cos 2 \omega_s t \\ g_2 = 1 - 2 \cos \omega_s t + 2 \cos 2 \omega_s t \end{cases}$$

On aura intérêt à procéder de la sorte dans les installations de haute qualité, où l'on veut obtenir le maximum de définition pour un encombrement donné de l'éther. Toutefois, dans la suite de cet exposé, nous nous bornerons à l'utilisation des fonctions de sondage (1) et à celle des filtres de la figure 4.

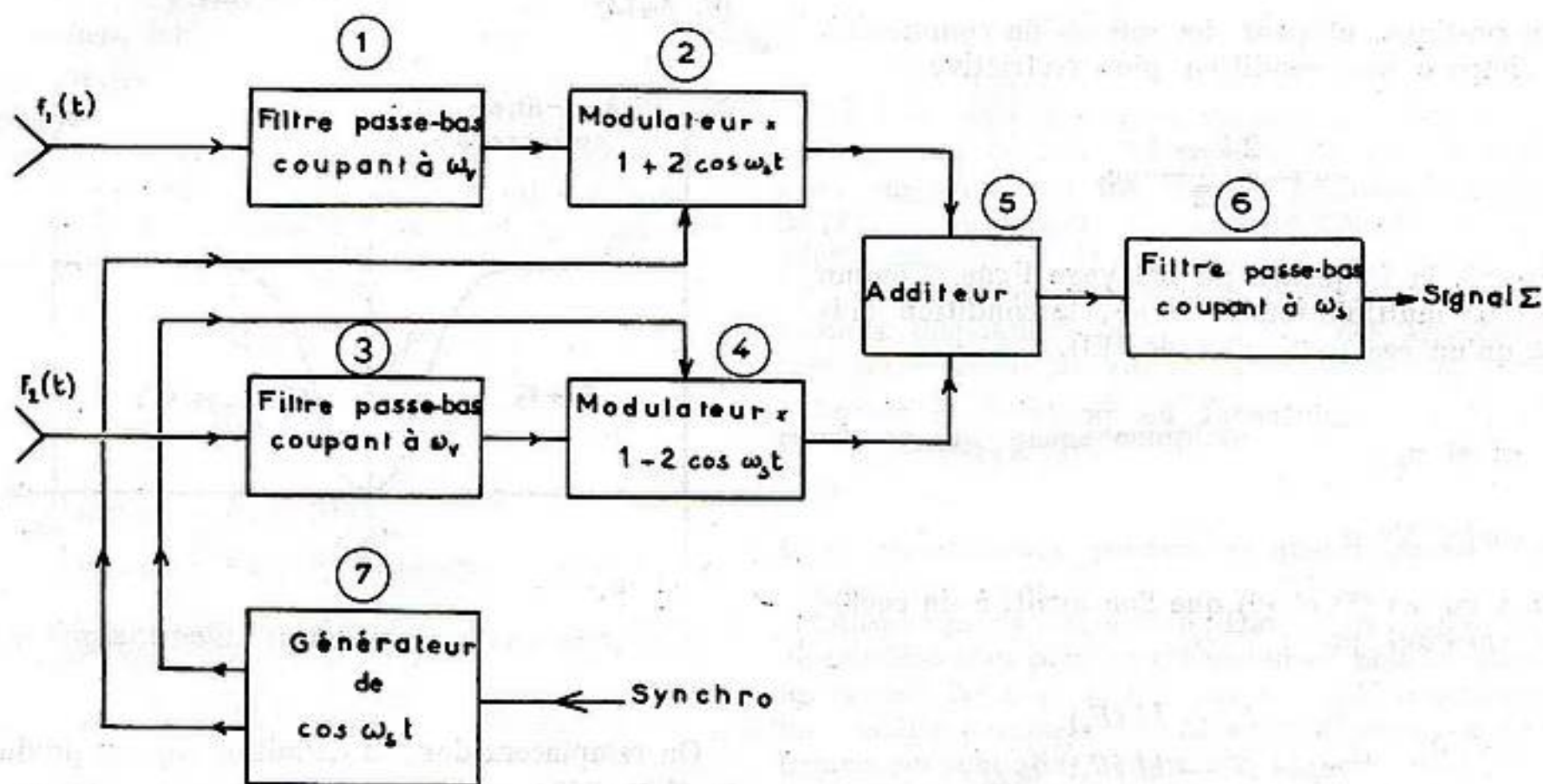


FIG. 3.

supposerons toujours que ces signaux sont positifs, chacun étant variable entre 0 et 1. Le niveau 0 correspondra arbitrairement au noir, et le niveau 1 au blanc.

Pour utiliser au mieux la bande allouée au canal de transmission, on choisira maintenant pour les filtres réels (1), (3) et (6) intervenant dans l'installation, filtres ayant nécessairement une coupure progressive, une disposition des courbes d'atténuation conforme à la figure 4.

La fréquence de coupure du filtre limitant Σ est la fréquence de sondage ω_s . Les filtres limitant f_1 et f_2 doivent présenter un gain pratiquement nul pour la fréquence pour laquelle l'atténuation du filtre de Σ apparaît. Du moins doit-il en être ainsi si les fonctions de sondage sont :

$$(1) \quad \begin{cases} g_1 = 1 + 2 \cos \omega_s t \\ g_2 = 1 - 2 \cos \omega_s t \end{cases}$$

On peut laisser transmettre ces filtres jusqu'à la fréquence ω_s ou même un peu au-dessus, si l'on fait intervenir dans les fonctions de sondage le second harmonique :

Sur la figure 3 nous avons représenté en (5) un système additeur permettant la formation de Σ suivant l'équation :

$$(3) \quad \Sigma = [f_1 g_1 + f_2 g_2] \omega_s$$

Cependant, on pourrait envisager aussi bien au même endroit un système soustracteur donnant :

$$(4) \quad \Sigma' = [f_1 g_1 - f_2 g_2] \omega_s$$

En pratique, les propriétés essentielles de Σ et Σ' sont les mêmes. En particulier, les méthodes de réception déjà vues conduisent toujours à la séparation des signaux. Toutefois, au lieu de conduire, comme pour Σ à f_1 et f_2 , elles donnent pour Σ' , f_1 et $-f_2$, puisqu'aussi bien on peut dire que Σ' et Σ ne se différencient que par le changement de f_2 en $-f_2$.

Cependant, dans le cas particulier qui nous intéresse ici, pour lequel f_1 et f_2 sont toujours positives, les formes des signaux Σ et Σ' sont très différentes, et il en résulte que Σ' présente des propriétés spéciales dont la suite de l'exposé décrira quelques modes d'utilisation.

*Pour matériel
professionnel*

CONDENSATEURS

MICA ARGENTÉ

TENSION DE SERVICE JUSQU'À 5 KV

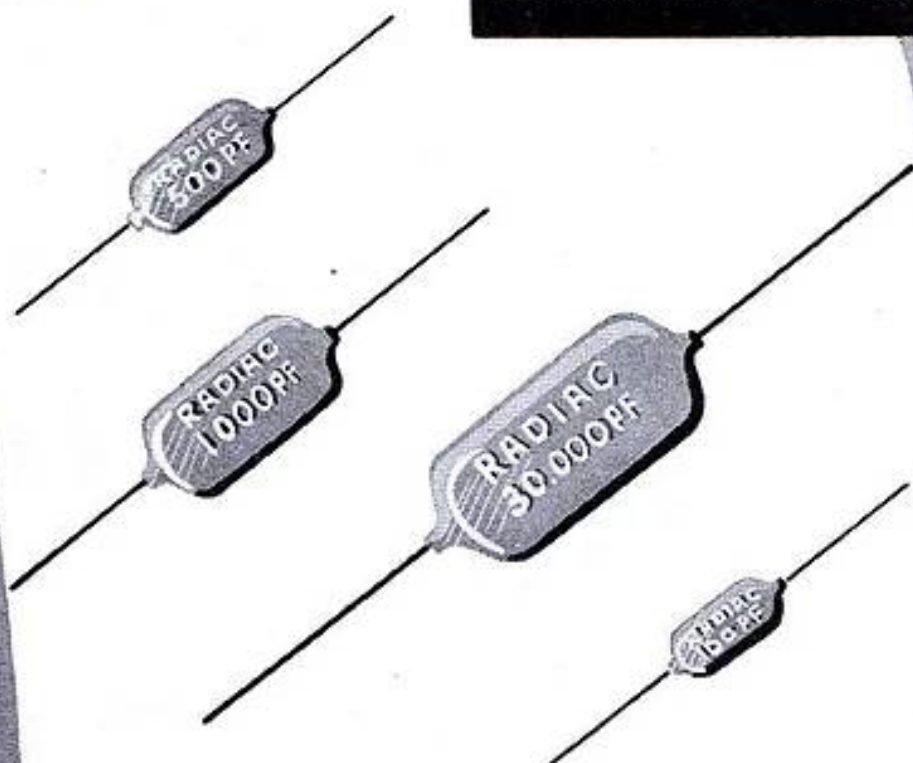
RÉSISTANCE D'ISOLEMENT
SUPÉRIEURE À 100.000 MÉGOHMS

TANGENTE DE L'ANGLE DE PERTE
À 1 KC ET 1 MC INFÉRIEURE À $1 \cdot 10^{-3}$

TOLÉRANCES ÉLECTRIQUES
LIVRABLES : 10% - 5% - 2% - 1% - 0,5%

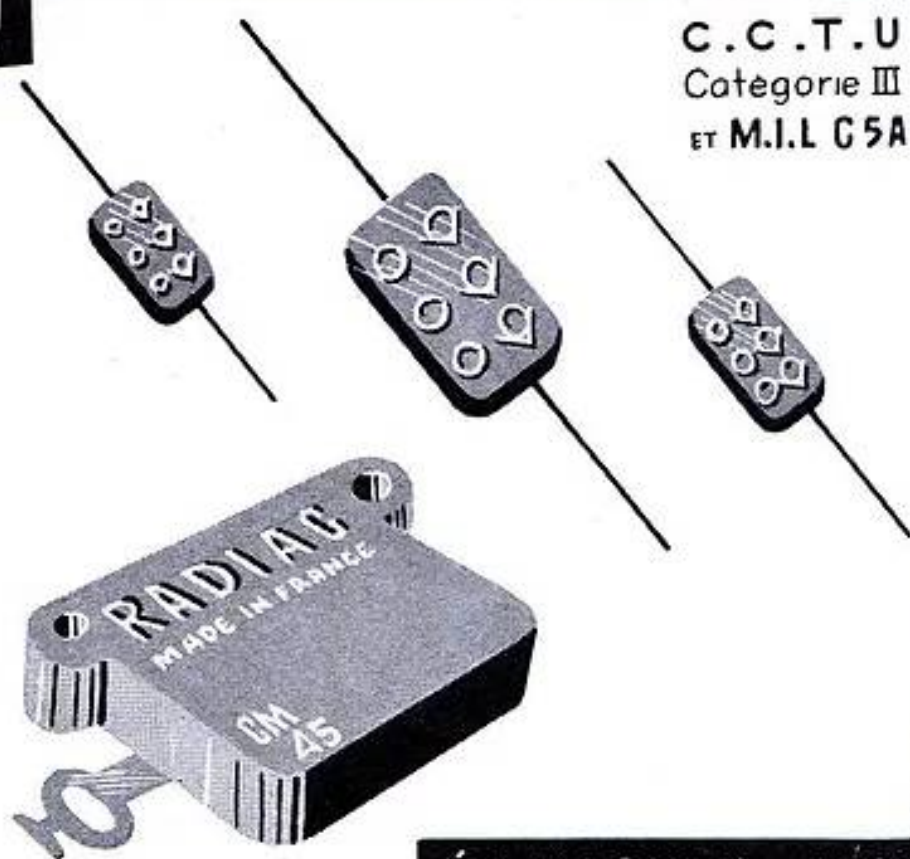
RADIAC S. A.

ENROBÉS CIRE H. F.



C.C.T.U
Catégorie I

C.C.T.U
Catégorie III
ET M.I.L G5A



ÉTANCHES MOULÉS
PLASTIQUE H. F.

SERVICE C^{AL} : 79, R. DU Fbg POISSONNIÈRE - PARIS 9^e - PRO. 39-51

Sur la figure 3, nous avons représenté une entrée de synchronisation à l'oscillateur qui fournit les fréquences pilotes des modulateurs. Cette synchronisation a pour but d'établir la relation entre ω_s et la fréquence d'image ω_i , dont nous avons rappelé la nécessité au Chap. 1 § C.

B. — Propriétés des produits composants.

Nous entendons par « produits composants » de Σ chacune des quantités $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ et $[f_2 g_2]_{\omega_s}$. Nous allons donner une description de l'un d'eux, $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ par exemple.

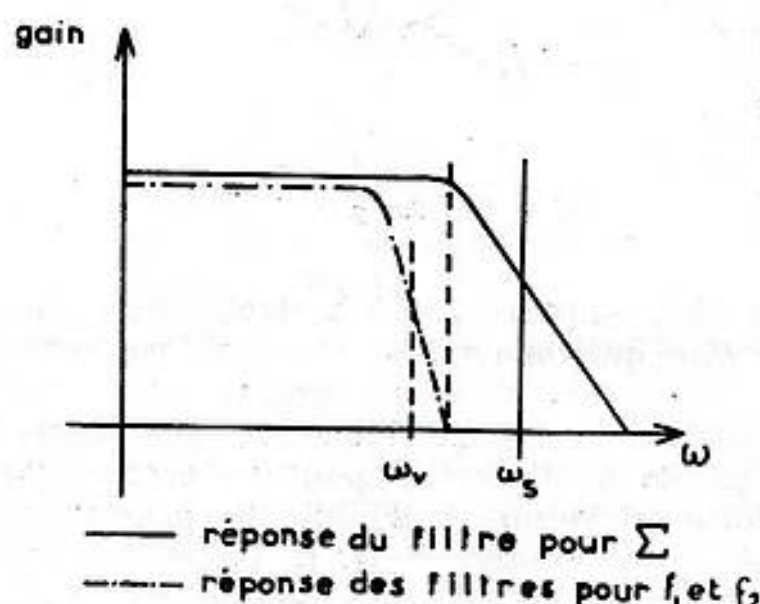


FIG. 4.

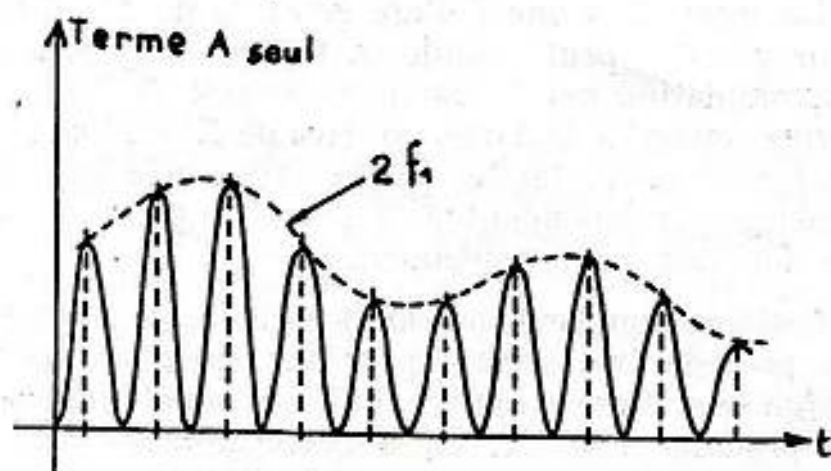


FIG. 5.

Pour ce faire, nous admettrons pour f_1 une variation quelconque, représentable par l'intégrale de Fourier :

$$(5) \quad f_1(t) = \int_0^{\omega_p} [x(\omega) \cos \omega t + y(\omega) \sin \omega t] d\omega$$

Il vient :

$$(6) \quad [f_1 g_1]_{\omega_s} = f_1(t) [1 + \cos \omega_s t] + \sin \omega_s t \int_0^{\omega_p} [x \sin \omega t - y \cos \omega t] d\omega$$

Le produit étudié apparaît ainsi comme la somme de deux termes :

$$(7) \quad A = f_1 [1 + \cos \omega_s t]$$

$$(8) \quad B = \sin \omega_s t \int_0^{\omega_p} [x \sin \omega t - y \cos \omega t] d\omega$$

En se livrant à des calculs numériques, on trouve que, si le premier terme peut osciller entre 0 et 2 fois le maximum de f_1 , le second n'atteint au maximum usuellement que 30 % environ du premier. De plus, comme c'est un terme en $\sin \omega_s t$, s'il peut perturber de manière notable la pseudophase de A , il altérera dans une proportion moindre son amplitude.

Il en résulte que pour une description « grosso-modo » de $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ on pourra se contenter d'abord du terme A représenté figure 5. Le terme A donne l'image idéale d'un signal à « structure de points ». Il se présente comme une pseudosinusoïde de fréquence ω_s , ayant pour enveloppe inférieure l'axe des abscisses, et pour enveloppe supérieure $2f_1$.

Pour les valeurs du temps :

$$(9) \quad t = \frac{2k\pi}{\omega_s}$$

A est égal à $2f_1$, et tangent à la courbe $2f_1$.

Pour :

$$(10) \quad t = \frac{(2k+1)\pi}{\omega_s}$$

A est égal à 0 et tangent à l'axe des abscisses (minima). Pour les valeurs du temps (9) et (10), B est nul, de telle sorte que, pour les valeurs (9), $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ demeure égal à $2f_1$, et pour les valeurs (10), à 0. Ce sont là des propriétés fondamentales très générales pour les produits de sondage composant les signaux de multiplex à impulsions modulées en amplitude, et qui, pour un multiplex binaire, s'énoncent ainsi :

a) Pour les valeurs du temps correspondant aux impulsions de sondage du produit étudié, ce dernier est égal (ou proportionnel) à la fonction sondée.

b) Pour les valeurs du temps exactement entrelacées avec les précédentes, le produit est nul.

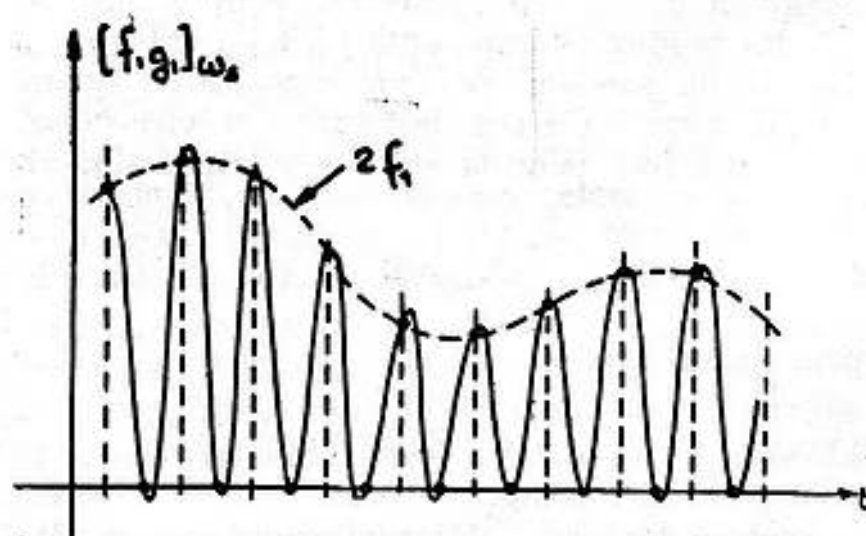
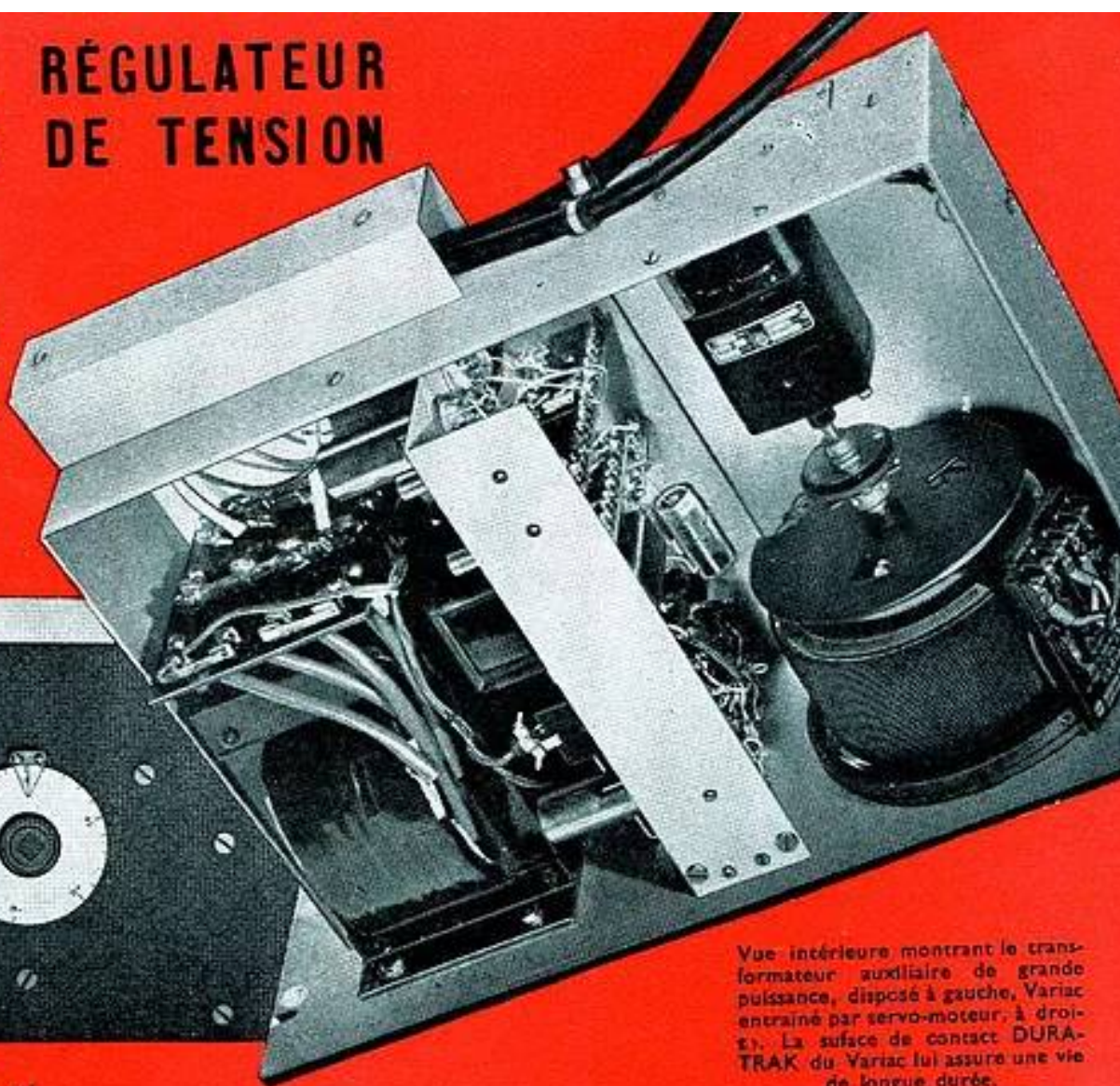


FIG. 6.

Mais pour les valeurs du temps (9) et (10) la dérivée de B par rapport au temps n'est pas en général nulle,



UN NOUVEAU RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION DE LA GENERAL RADIO CO



Vue intérieure montrant le transformateur auxiliaire de grande puissance, disposé à gauche, Variac entraîné par servo-moteur, à droite. La surface de contact DURATRAC du Variac lui assure une vie de longue durée.

*Tension de sortie constante à $\pm 25\%$
Réponse rapide : 0,1 sec. par volt
Utilisation jusqu'à 6 KVA*

*Pour une description plus
détaillée de cet appareil
demander le No de juillet
de l'Experimenter de la
General Radio*

Le régulateur automatique de tension du type 1570-A assure une grande précision nécessaire aux laboratoires et fournit une grande puissance nécessaire pour le contrôle des procédés industriels.

L'utilisation d'un servo-mécanisme à commande proportionnelle dans ce régulateur a permis de créer un appareil à rendement exceptionnel qui est très apprécié dans tous les domaines exigeant une tension de secteur constante.

Le régulateur se compose d'un autotransformateur réglable

VARIAC, d'un circuit discriminateur commandé par servo-mécanisme qui sélectionne la tension de sortie et d'un servo-moteur commandant le Variac. Cet appareil est robuste et demande un entretien minime. La marque de fabrique G.R. garantit qu'il a été étudié et construit sérieusement.

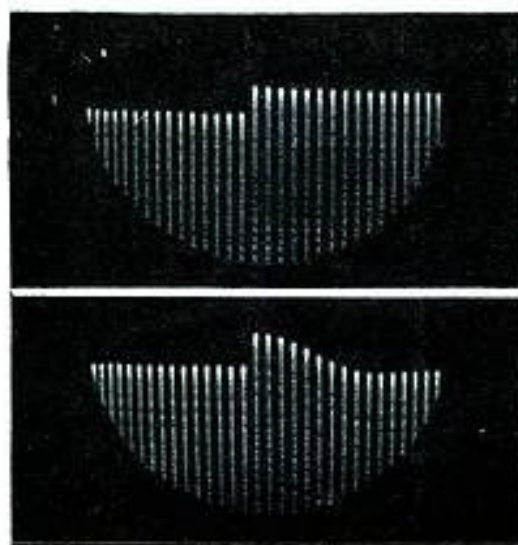
Les particularités de ce régulateur automatique de tension :

VITESSE : Cet appareil résout le problème en fraction de seconde.
Il corrige 10 volts par seconde.

HAUTE-PRÉCISION : La tension à sa sortie est maintenue constante à $\pm 0,25\%$ de la tension choisie qui peut avoir toute valeur entre 104 et 127 volts.
Il corrige les fluctuations de la tension du réseau sur une grande gamme.
 $\pm 10\%$ de la tension de sortie sélectionnée,
 $\pm 20\%$ ou $\pm 40\%$ pour une précision et puissance moindre.

GRANDE PUISSANCE : Permet l'utilisation à 50 ampères (6 KVA).

EXCELLENTE COURBE DE RÉPONSE EN TRANSITOIRES : Les réglages assurent l'obtention de la courbe caractéristique de réponse désirée, sans dépassement. Voir oscillogrammes.



Ces oscillogrammes montrent la grande vitesse de réponse du régulateur G.R. En haut : augmentation brusque de la tension de 1 %. En bas : l'appareil corrige la tension en 8 périodes soit en 0,16 sec.

N'ajoute pas de distortion harmonique, comme c'est le cas de la plupart des régulateurs à noyau saturé.

PERMET TOUTES CHARGES : Aucune restriction due au facteur de puissance.

INDICATEUR DE LA TENSION CORRIGÉE : Le cadran sur panneau fournit une indication de la tension réglée.

UTILE POUR LE CONTRÔLE DU RÉSEAU TRIPHASÉ : Trois de ces appareils réunis assureront le réglage de l'amplitude et la phase dans les systèmes à courant triphasé.

Poids : 25 kg, Encombrement : 483 x 179 x 320
Modèles : Ébénisterie, RACK ou MURAL

Régulateur automatique de tension type 1570-AQ peut être livré pour 115 v. ou 230 v. et pour 50 pps.



GENERAL RADIO Company

275 Massachusetts Avenue, Cambridge 39, Massachusetts, U.S.A.

ADMITTANCEMÈTRE — AMPLIFICATEURS — ÉLÉMENTS COAXIAUX — APPAREILS DE MESURE DE FRÉQUENCES — ÉTALONS DE FRÉQUENCES — PONT D'IMPÉDANCES — PHOTOMÈTRES ETC., ETC.,



AGENT EXCLUSIF FRANCE & U.
ETS RADIOPHONI
50, FAUBOURG POISSONNIERE — PARIS (10^e) ★ + PRO. 52-0

aussi les propriétés de contact avec l'axe des abscisses ou la courbe $2f_1$, établies pour A , ne sont-elles plus valables pour $[f_1 g_1]_{\omega_s}$.

La figure 6 donne l'allure de ce produit. On peut dire que l'allure générale reste celle de A . Mais les zéros ne sont plus exactement des minima, tandis qu'aux points sur la courbe $2f_1$, il n'y a plus contact, et ces points ne sont pas davantage des maxima.

A titre d'exemple, nous indiquerons que les calculs numériques montrent que dans le cas où la variation de f_1 est purement sinusoïdale, les minima, au-dessous de l'axe des abscisses, peuvent atteindre 12,5 % de l'amplitude maximum du signal au-dessus de cet axe. Et dans le cas où f_1 est un « signal unité », les minima peuvent atteindre 18 % de l'amplitude maximum du signal au-dessus de l'axe. Des différences relatives du même ordre de grandeur peuvent être observées entre la valeur des maxima et la valeur simultanée de $2f_1$.

Dans la suite, nous désignerons par « points de sondage », pour un produit tel que $[f_1 g_1]_{\omega_s}$, les points obtenus pour les valeurs (9) du temps, ou valeurs du temps pour les impulsions de sondage fournissant ce produit.

Nous appellerons « zéros » les points correspondant aux valeurs du temps exactement entrelacées avec les précédentes.

Nous avons étudié jusqu'à présent le produit $f_1 g_1$ seul. Il est clair que des conclusions identiques résulteraient de l'étude de $f_2 g_2$. Il convient, cependant, d'ajouter une propriété fondamentale, découlant de « l'entrelacement » des impulsions de sondage pour f_1 et f_2 , à savoir que les « points de sondage » de $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ sont obtenus pour des valeurs de t qui donnent les « points de sondage » de $[f_2 g_2]_{\omega_s}$.

Signalons enfin que si, f_1 , par exemple, se réduit à une constante, le produit $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ prend une forme très simple, qui est une sinusoïde tangente à l'axe des temps. Dans ce cas les « zéros » sont exactement des minima, et les « points de sondage » des maxima.

C. — Propriétés des signaux Σ et Σ' .

Lorsqu'on ajoute ou retranche, pour former Σ ou Σ' , les produits composants $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ et $[f_2 g_2]_{\omega_s}$, les points de sondage de l'un concordent, quant au temps, avec les zéros de l'autre, et vice-versa. Il en résulte que pour la suite des temps (9), on aura :

$$(11) \quad \Sigma = \Sigma' = 2f_1$$

et pour la suite (10) :

$$(12) \quad \Sigma = -\Sigma' = 2f_2$$

Ce sont là les propriétés mathématiques fondamentales de ces signaux. Si l'on examine maintenant la répartition physique de l'énergie, on constate que, alors que l'énergie se trouve toujours du côté positif de l'axe des temps, pour Σ , qui est toujours

positif, elle peut se trouver soit au-dessus, soit en-dessous de cet axe, pour Σ' , qui, en général, change de signe au rythme de ω_s .

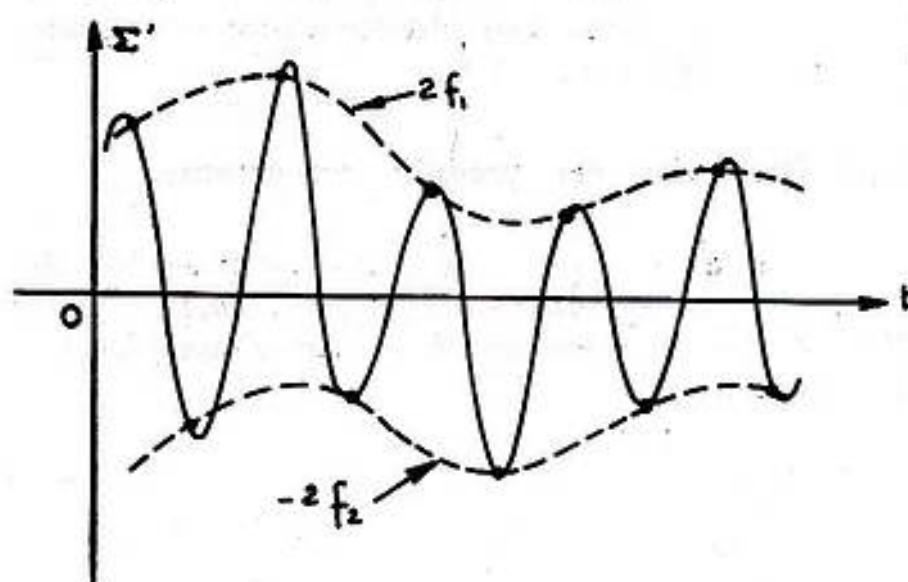


FIG. 7.

En effet, contrairement à Σ , dont l'allure générale peut être quelconque, Σ' conserve une structure pseudo-périodique très accentuée. Ce signal, en effet, présente au voisinage immédiat des points de sondage de f_1 , des crêtes positives pour les quelles sa valeur est voisine de $2f_1$, tandis qu'au voisinage des points de sondage de f_2 , Σ' présente des crêtes négatives dont la valeur est voisine de $-2f_2$. Il en résulte que Σ' oscille, en première approximation, entre $2f_1$ et $-2f_2$, avec une période égale à $2\pi/\omega_s$.

La figure 7 donne l'allure générale de Σ' . Il est clair que l'on peut considérer, toujours en première approximation que la partie principale de l'énergie correspondant à la partie positive de Σ' est fonction de f_1 seulement, tandis que la partie principale de l'énergie correspondant à la partie négative de Σ' est fonction de f_2 seulement.

Certains chercheurs ont alors eu l'idée de proposer un procédé très simple pour la séparation de f_1 et f_2 à la station réceptrice, qui consiste à remplacer les produits π_1 et π_2 par la partie positive de Σ' , d'une part, et sa partie négative, d'autre part, ces deux parties étant obtenues à partir de Σ' au moyen de circuits à diodes convenablement dimensionnés.

Toutefois, il faut bien noter qu'un tel procédé de réception n'est qu'approché. Nous l'examinerons plus en détail au chapitre 4, et nous montrerons que les approximations ne sont nullement négligeables. Cependant, nous montrerons également qu'il est possible d'y porter remède dans une mesure suffisante pour permettre d'envisager des applications pratiques.

D. — Sur le caractère séquentiel des produits de réception.

Au chapitre 1, § B, nous avons laissé entendre que le caractère séquentiel des produits π_1 et π_2 était dû à la présence des spectres $M(F_1)$ et $M(F_2)$ dans ces produits. Or, en nous reportant au chapitre I, § B, nous voyons que les produits de réception π_1 et π_2 et les produits composants $[f_1 g_1]_{\omega_s}$ et $[f_2 g_2]_{\omega_s}$,

CFTH

ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS TECHNIQUE SUBMINIATURE



Poste TH 709

pour chantiers civils

1 à 5 fréquences

agréé par le ministère de l'Intérieur

• portée : 7 à 8 km

• Poids : 8 à 10 kg



La CFTH a également réalisé un
poste militaire à 6 fréquences

Poste TH 736

qui a assuré entre 7000 et 8000 m
les liaisons de la dernière
Expédition française à l'Himalaya



C O M P A G N I E F R A N Ç A I S E

THOMSON-HOUSTON

G R O U P E É L E C T R O N I Q U E

173, BD HAUSSMANN, PARIS-8^e - ÉLY. 83-70 - ADR. TÉL. ÉLIHU 42, PARIS

ont la même composition spectrale. On peut écrire, en négligeant des coefficients constants, par exemple :

$$(13) \quad \pi_1 = [f_1 g_1]_{\omega_s} = F_1 + M(F_1)$$

Or, reportons-nous maintenant au § B du présent chapitre où nous donnons une description graphique de $[f_1 g_1]_{\omega_s}$. Reprenons l'équation (6) :

$$(14) \quad [f_1 g_1]_{\omega_s} = f_1(t) + \{ f_1(t) \cos \omega_s t + \sin \omega_s t \int_0^{\omega_s} [x \sin \omega t - y \cos \omega t] d\omega \}$$

Le premier terme au second membre de (14) représente le spectre F_1 au dernier membre de (13). Les termes entre accolades de (14) représentent le spectre $M(F_1)$ du dernier membre de (13). Or, notre description a montré que ces termes en $\cos \omega_s t$ et $\sin \omega_s t$ sont précisément ceux qui amènent une « structure de points » sur $[f_1 g_1]_{\omega_s}$.

C'est cette « structure de points » qui est la marque du caractère séquentiel de la transmission. Le spectre $M(F_1)$ est donc bien seul responsable du caractère séquentiel des produits de réception, qui, en définitive, pour une reproduction d'images, sont les signaux appliqués aux kineoscopes.

III. — APPLICATION AU DOUBLEMENT DE LA CAPACITÉ D'UN FAISCEAU HERTZIEN.

A. — Introduction.

Nous avons montré que, si ω_s est la bande normalement allouée aux signaux video pour la télévision en noir et blanc au moyen d'un certain standard de balayage, il est possible, en utilisant le signal Σ , ou le signal Σ' , d'assurer la transmission de deux programmes indépendants, dans la même bande ω_s , la bande allouée à la video de chaque programme pouvant être très peu inférieure à ω_s .

On voit donc que si l'on attaque une liaison par faisceaux hertziens, non pas au moyen d'un signal video classique, mais au moyen de Σ ou Σ' , avec la même bande, il suffira d'assurer, à la station terminale, la séparation de f_1 et f_2 par les moyens déjà décrits, pour disposer ainsi de deux signaux video susceptibles de moduler deux chaînes d'émetteurs de radiodiffusion, distribuant donc deux programmes indépendants.

B. — Restitution des fonctions de sondage à la réception.

La formation des produits de réception π_1 et π_2 nécessite que l'on possède les fonctions de sondage g_1 et g_2 , et donc une onde en $\cos \omega_s t$, avec une phase fixe. Deux procédés nettement distincts peuvent être employés à cette fin :

1° On peut tirer l'onde $\cos \omega_s t$ des signaux transmis Σ ou Σ' .

2° On peut envisager un encombrement un peu plus grand de la transmission (10 à 20 %), et utiliser la portion de bande supplémentaire pour la transmission d'un signal pilote.

C. — Extraction de la sous-porteuse du signal transmis.

Nous appelons dans la suite ω_s la fréquence de la sous-porteuse du système. C'est, en effet, une sous-porteuse pour les spectres $M(F_1)$ et $M(F_2)$ transmis.

Pour faciliter l'exposé, nous supposons pour commencer que c'est le signal Σ' qui est utilisé pour la transmission. Considérons alors la quantité sans limitation de bande :

$$(1) \quad S' = f_1 [1 + 2 \cos \omega_s t] - f_2 [1 - 2 \cos \omega_s t] \\ = f_1 - f_2 + 2 [f_1 + f_2] \cos \omega_s t$$

Sur la figure 8, nous avons donné une décomposition spectrale de S' . En trait plein est représenté le spectre de $f_1 - f_2$. Nous le supposons pour l'instant

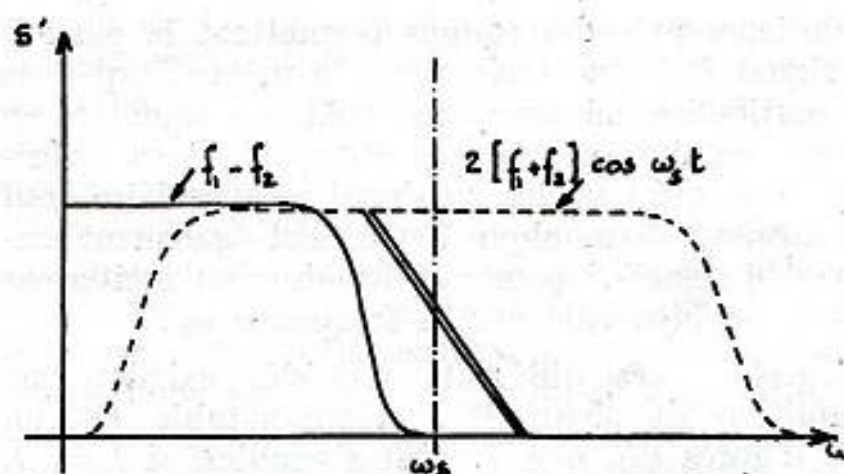


FIG. 8.

couvrir une bande un peu inférieure à ω_s , g_1 et g_2 étant réduits au premier harmonique.

En pointillé, nous avons donné la représentation spectrale complète de $2 [f_1 + f_2] \cos \omega_s t$. Ce spectre est rigoureusement symétrique par rapport à la fréquence ω_s .

Nous avons représenté, par un trait double continu, la courbe de réponse du filtre faisant passer de S' à Σ' dans la zone d'atténuation progressive.

On s'efforce évidemment, en général, de réduire au minimum cette zone d'atténuation progressive, mais, en pratique, elle demeure relativement large, et l'on peut considérer, pour se fixer les idées, qu'elle est de l'ordre de $0,2 \omega_s$ au moins.

Considérons alors une étroite bande de fréquence, de largeur au plus égale à $\omega_s/100$, et symétrique par rapport à ω_s . Le spectre tiré de S' , et contenu à l'intérieur de cette bande, est parfaitement symétrique. Le spectre tiré de Σ' , et contenu dans cette bande, n'est pas rigoureusement symétrique. Il l'est du point de vue de la fréquence des raies qui le constituent, mais pas du point de vue de leur amplitude, à cause de la variation de module du gain du filtre limitant la transmission. Cependant, pour les valeurs limites

LES GRANDES MARQUES *américaines*



BOONTON RADIO CORP.



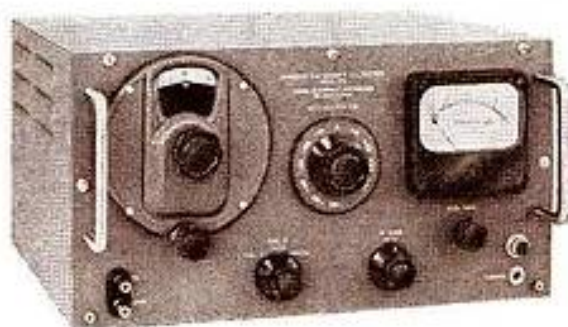
GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX DE BALAYAGE 240 A

Générateur de balayage linéaire en fréquence à usages multiples pour la mesure du gain, de la sélectivité et alignement des MF. Oscillation continue de 4,5 à 120 Mc/s - Précision $\pm 1\%$ - Sortie de 0,1 à 300.000 μ volts - Modulation 30 % à 1000 c/s - Étalement du balayage variable de ± 15 Mc/s - Marqueurs de fréquences contrôlés par quartz.



SIERRA ELECTRONIC CORP.

VOLTMÈTRES SÉLECTIFS



Modèles 101 A - 103 A - 104 - 108 A

Couvrant les fréquences de 3 à 300 kc/s - Niveau de - 80 à + 42 dB - Sélectivité de 3 dB de ± 300 à ± 750 c/s - Contrôle des tensions dans les équipements à courant porteur.



MC JONES ELECTRONICS C^o

MICROMATCH Série 620



Mesureur de faible puissance à lecture directe pour émetteurs ou oscillateurs de fréquence locale - Puissance mesurable 4 watts maximum - Fréquence de 1 à 1000 Mc/s - Taux d'onde stationnaire environ 1,1 - Précision absolue $\pm 10\%$ sur toute l'échelle



RADIO CORPORATION
OF AMERICA

TUBE VHF 6524



Puissance de sortie :
45 watts à 470 Mc/s
85 watts à 100 Mc/s

Tube de puissance à double faisceau utilisé en amplificateur push-pull VHF ou tripleur de fréquence entre 450 et 470 Mc/s. Peut être conjugué à des circuits conventionnels jusqu'à 470 Mc/s grâce aux faibles capacités inter-électrodes et utilisation d'une cathode commune.

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U. F.

RADIO-ÉQUIPEMENTS 65, r. de Richelieu, PARIS-2^e
Tél. : RIC. 49-88

données ci-dessus, la variation de module dans la bande sera de 10 % seulement.

Si donc on prélève, au moyen d'un filtre passe-bande lui-même bien symétrique, la partie de Σ' contenue dans la bande étroite en question, $\Delta\omega$, il sera possible d'obtenir ainsi un spectre bien symétrique si l'on fait intervenir un réseau correcteur de module convenable possédant lui-même une caractéristique de phase bien symétrique. Tout se passera donc, en définitive, au niveau près, comme si l'on avait prélevé la partie du spectre de $2[f_1 + f_2] \cos \omega_s t$ contenue dans la bande $\Delta\omega$ centrée sur ω_s .

Or, on a :

$$(2) \quad P = [f_1 + f_2] \cos \omega_s t|_{\Delta\omega} = [f_1 + f_2]_{\Delta\omega/2} \cos \omega_s t$$

Le signal P se présente donc comme une onde modulée en amplitude par les composantes de $(f_1 + f_2)$ comprises dans la bande $[0, \Delta\omega/2]$. Le spectre de l'onde modulée est complet, de telle sorte que sa phase est exactement celle de $\cos \omega_s t$. Cette propriété permet d'utiliser le signal P comme signal de pilotage pour la fabrication, à la station réceptrice, de l'onde $\cos \omega_s t$.

Plusieurs procédés connus permettent le passage du signal P à une onde pure de même fréquence. En particulier, on peut faire subir au signal P un certain nombre d'écrêtages successifs bien symétriques, ce qui fournira un signal rectangulaire dont on extraira l'harmonique 1. On peut également employer le signal P pour synchroniser un oscillateur déjà assez bien calé sur la fréquence ω_s .

Toutefois, ces différents procédés exigent que l'amplitude du signal P demeure notable. Or, on voit, d'après (2), que P peut s'annuler, si f_1 et f_2 s'annulent simultanément, ce qui peut arriver.

Pour éviter ce phénomène, il convient de transmettre non pas f_1 et f_2 , variables de 0 à 1, mais $\alpha/2 + f_1$ et $\alpha/2 + f_2$, $\alpha/2$ étant une constante égale, par exemple, à 0,25.

On aura donc :

$$(3) \quad \Sigma' = [\alpha/2 + f_1] g_1 - [\alpha/2 + f_2] g_2$$

$$(4) \quad P = [f_1 + f_2 + \alpha]_{\Delta\omega/2} \cos \omega_s t$$

L'amplitude de P variera entre α et $2 + \alpha$, soit, pour les valeurs numériques choisies, de 0,5 à 2,5, ce qui conduit à un rapport 5. En pratique, on choisira la valeur de α minimum compatible avec un bon fonctionnement. En effet, la transmission de la constante α correspond, pour une puissance donnée de l'émetteur, à une diminution de la puissance disponible pour les signaux utiles f_1 et f_2 , et donc à une augmentation relative du bruit de fond.

Nous avons supposé, à l'occasion de la figure 8, que les fonctions g_1 et g_2 ne contenaient pas d'harmoniques supérieures à 1. On peut, comme nous l'avons déjà dit dans les précédents chapitres, introduire dans g_1 et g_2 les termes d'harmonique 2. On peut

alors étendre jusqu'à ω_s la bande offerte aux signaux vidéo f_1 et f_2 , ce qui évite de perdre une partie de la définition.

Le spectre recueilli dans la bande $\Delta\omega$ centrée sur ω_s demeure symétrique. Cette bande se trouve, en effet, envahie par des composantes de $f_1 - f_2$, mais également par des composantes, exactement symétriques des précédentes, du produit :

$$(5) \quad 2[f_1 - f_2] \cos 2\omega_s t$$

dû aux termes d'harmonique 2 des fonctions de sondage.

Supposons maintenant que la transmission soit assurée non par Σ' mais par Σ . Les raisonnements qui précèdent dans ce paragraphe demeurent valables, mais (2) doit être remplacée par :

$$(6) \quad P = [f_1 - f_2]_{\Delta\omega/2} \cos \omega_s t$$

On voit que le coefficient de $\cos \omega_s t$ peut varier entre -1 et $+1$, alors qu'il est indispensable, pour le maintien du pilotage, que ce coefficient demeure, par exemple, positif, et de plus, ne devienne jamais trop petit.

On voit qu'il sera nécessaire, pour obtenir ce résultat, de transmettre un signal Σ présentant la composition nouvelle :

$$(7) \quad \Sigma = [f_1 g_1 + f_2 g_2]_{\omega_s} + [1 + \alpha] \cos \omega_s t$$

où α est la même constante qui intervient dans (3) et (4). L'amplitude de P variera alors, comme précédemment, entre α et $2 + \alpha$.

Il est à noter que l'emploi de Σ' selon (3), ou de Σ selon (7), conduit au même rendement de la puissance de l'émetteur. Si, en effet, nous choisissons des coefficients numériques tels que l'amplitude du signal Σ' de la théorie générale soit $f_1 + f_2$, dans les mêmes conditions celle de Σ est seulement f_1 ou f_2 . L'amplitude maximum est donc 2 pour Σ' et 1 pour Σ . Mais, avec les mêmes normes, d'après (3), l'amplitude de Σ' sera $\alpha + f_1 + f_2$ ou au maximum, $2 + \alpha$, et d'après (5) celle de Σ sera $1 + \alpha + f_1$ ou $1 + \alpha + f_2$, soit, au maximum, $2 + \alpha$.

Dans le cas de l'emploi du signal Σ , il convient d'éviter les perturbations que pourrait causer, à la réception, le terme additionnel $[1 + \alpha] \cos \omega_s t$. Aussi, à la station terminale, après reconstitution de l'onde $\cos \omega_s t$, retranchera-t-on du signal destiné aux modulateurs qui fabriquent les produits de réception π_1 et π_2 , le terme $[1 + \alpha] \cos \omega_s t$ fabriqué à partir de l'onde sous-porteuse reconstituée.

D. — Transmission supplémentaire d'un signal pilote.

Considérons une liaison par faisceau hertzien établie, par exemple, pour la transmission de signaux ordinaires de télévision. Cette liaison présente une

FRÉQUENCEMÈTRE - TACHYMÈTRE A-060

S.E.T.P.

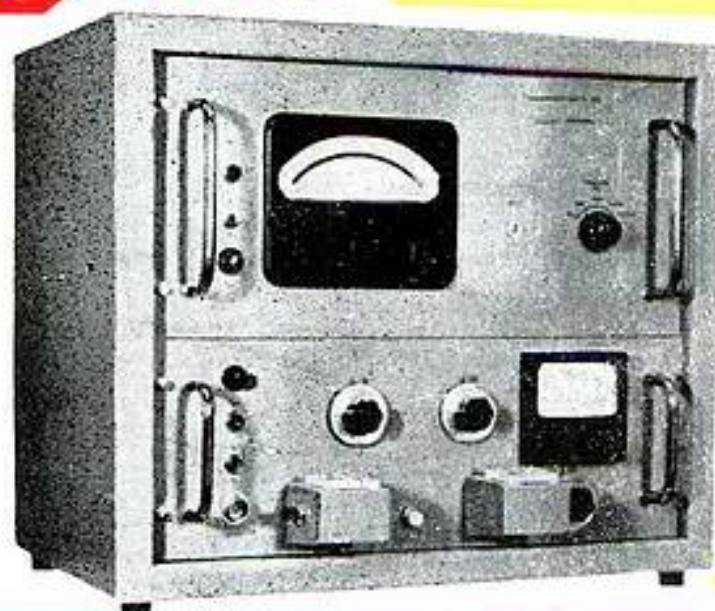


- ★ APPAREIL DE MESURE A AIGUILLE — CLASSE 0,5 — U. S. E.
- ★ DOMAINE D'UTILISATION : q. q. Hz à 200 KHz.
- ★ NOMBRE DE GAMMES A LA DEMANDE. PRÉCISION : 1 % DE L'ÉCHELLE TOTALE POUR CHAQUE GAMME.
- ★ INDICATION RIGOREUSEMENT INDÉPENDANTE DE LA TENSION D'ENTRÉE DE 0,1 à 100 VOLTS EFFICACES.

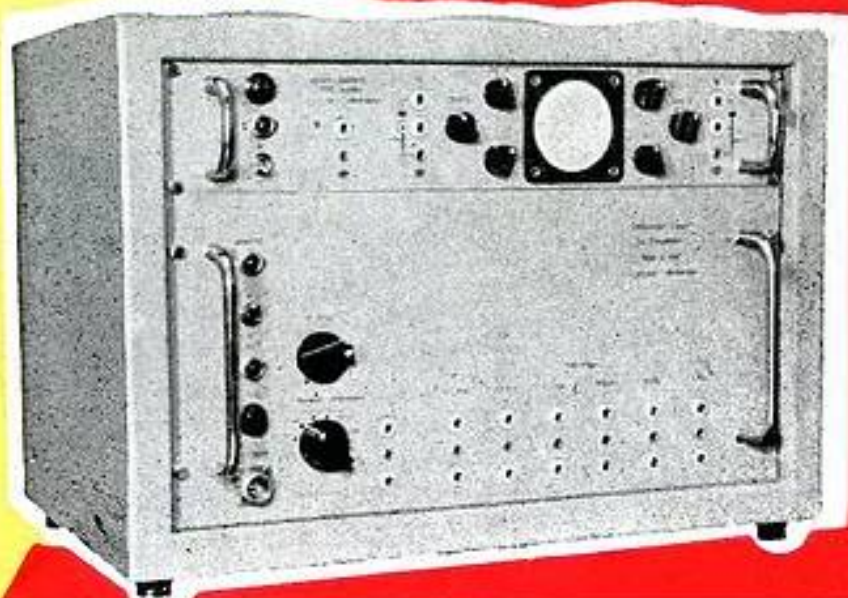
FRÉQUENCEMÈTRE DIFFÉRENTIEL A-368

(POUR CONTRÔLE DES QUARTZ)

- ★ 1 ÉTAGE « OSCILLATEURS-MÉLANGEUR » DONNANT LA FRÉQUENCE DIFFÉRENTIELLE DE 2 QUARTZ. — OSCILLATEURS NORMALISÉS — APPAREIL DE CONTRÔLE DE L'ACTIVITÉ.
- ★ 1 ÉTAGE « FRÉQUENCEMÈTRE » 5 GAMMES : 100 — 200 — 1.000 — 10.000 ET 100.000 Hz. PRÉCISION : 1 % DE L'ÉCHELLE TOTALE POUR CHAQUE GAMME DE F. DIFF. — POUR QUARTZ DE 300 KHz à 10 Mhz.



GÉNÉRATEUR ÉTALON DE FRÉQUENCES A-435



- ★ PRÉCISION $\pm 10^{-5}$ PAR QUARTZ THERMOSTATÉ.
- ★ IMPULSIONS POSITIVES ET NÉGATIVES SUR LES FRÉQUENCES FIXES DE 100 KHz — 10 KHz — 1 KHz — 100 Hz — 10 Hz et 1 Hz.
- ★ SORTIE SINUSOÏDALE PAR COMMUTATEUR.

OSCILLOGRAPHES DE COMPARAISON
A-500

- ★ PERMET D'EFFECTUER DES CONTRÔLES PRÉCIS DE FRÉQUENCES, AVEC LE GÉNÉRATEUR A-435, PAR LA MÉTHODE DES COURBES DE LISSAJOUX.

FRÉQUENCEMÈTRE-TACHYMÈTRE A-410

- ★ APPAREIL PORTATIF SUBMINIATURE A COMPTEURS D'IMPULSIONS SPÉCIALEMENT CONÇU POUR LES BESOINS DE L'INDUSTRIE AÉRONAUTIQUE (MESURE PRÉCISE DES VITESSES DE ROTATIONS DE TURBO-RÉACTEURS. ESSAIS EN VOL)

- ★ PRÉCISION DE MESURE :
 ± 2 TOURS/MIN. à 20.000 TOURS/MIN.



Rocher
électronique

71, RUE RACINE - MONTROUGE (SEINE) - ALÉ. 00-07

certaine bande passante B qui n'est pas nécessairement la bande utile B_0 . La transmission de signaux ordinaires de télévision nécessite, en effet, que la phase de la ligne ne soit pas trop distordue, et, en général, des distorsions de phase considérables apparaissent, pour les réseaux usuels, dans la partie de leur bande passante correspondant aux fréquences les plus élevées.

On peut donc considérer que dans beaucoup de liaisons par faisceau hertzien, une certaine bande reste disponible pour assurer la transmission de signaux peu sensibles aux distorsions de gain, tant d'ailleurs en module qu'en phase.

Dans le cas d'un faisceau hertzien où B_0 se confond avec B , on peut toujours envisager un petit élargissement de la bande, si aucune restriction n'est imposée concernant la régularité du gain à l'intérieur de l'extension ainsi opérée. On peut donc considérer que, dans de nombreux cas de liaisons par faisceaux hertziens, il est possible de disposer d'un petit excédent de bande, en plus de celle allouée à Σ ou Σ' , permettant la transmission d'un signal sinusoïdal.

On utilisera cette possibilité pour transmettre un signal pilote :

$$(8) \quad \pi = \cos \omega_p t$$

avec :

$$(9) \quad \omega_p = \frac{p}{q} \omega_s, \quad p \text{ et } q \text{ entiers, } p > q$$

Pour fixer les idées, on considérera que, pour l'utilisation de filtres passe-bas usuels pour limiter la bande des signaux Σ ou Σ' , on peut prendre :

$$(10) \quad \omega_p \geq 1,2 \omega_s$$

si l'on veut éviter toute perturbation de ω_p par le spectre du signal principal. On prendra alors par exemple :

$$(11) \quad p = 11 \quad q = 9 \quad \omega_p = \frac{11}{9} \omega_s$$

à la station terminale, ω_p sera séparée au moyen d'un filtre à bande étroite, démultipliée par p , et ω_p/p sera multipliée par q . Ces diverses opérations peuvent être effectuées avec une sécurité considérable.

A l'émission, on peut envisager un oscillateur de base fournissant la fréquence ω_p , et les mêmes opérations pour obtenir ω_s .

La bande à l'intérieur de laquelle s'effectue la transmission de ω_p peut être très étroite, allant par exemple de $\frac{\omega_s}{100}$ à $\frac{\omega_s}{1000}$. Dans ces conditions, par rap-

port à l'amplitude maximum du signal principal Σ ou Σ' , l'amplitude du signal pilote peut être réduite dans un rapport de 10 à 30, si l'on désire conserver la même qualité de transmission.

Il en résulte que l'amplitude du signal pilote devient négligeable devant celle du signal principal.

L'avantage revient alors de manière nette à l'utilisation du signal Σ , qui conduit à un rapport signal/bruit deux fois plus grand que celui obtenu avec Σ' .

Ce qui précède suppose toutefois que la transmission principale n'est pas entachée de distorsion non-linéaire.

E. — Exigences sur les caractéristiques de transmission.

Les diverses opérations permettant, à partir de Σ ou Σ' , de récupérer indépendamment f_1 et f_2 à la station réceptrice, doivent être effectuées avec un certain degré de précision, si l'on veut éviter que des termes perturbateurs gênants n'apparaissent sur chaque canal.

Pour cela, en admettant que l'appareillage de réception soit correctement établi, il faut que les propriétés du signal Σ (ou Σ') à la sortie de la ligne de transmission soient assez voisines des propriétés de ce signal à l'entrée de la ligne.

Désignons par :

$$(12) \quad g = |g| e^{j\varphi}$$

le gain de la ligne de transmission. Si $|g|$ était une constante en fonction de la fréquence, et si φ était fonction linéaire de ω , il n'y aurait aucune altération, le long de la ligne, des propriétés du signal transmis.

En pratique, le module du gain ne demeure pas rigoureusement constant dans la bande passante, et la phase n'est pas exactement fonction linéaire de la fréquence. Il en résulte toujours, à la réception, des phénomènes de diaphonie qui ne sont pas nécessairement gênants. Nous nous proposons, pour terminer ce chapitre, de calculer en pratique l'ordre de grandeur des termes de diaphonie que l'on peut rencontrer en présence de petites irrégularités des caractéristiques de transmission.

F. — Influence de la distorsion de phase.

Sur la figure 9, nous avons représenté une courbe arbitraire, donnant en valeurs positives, le retard

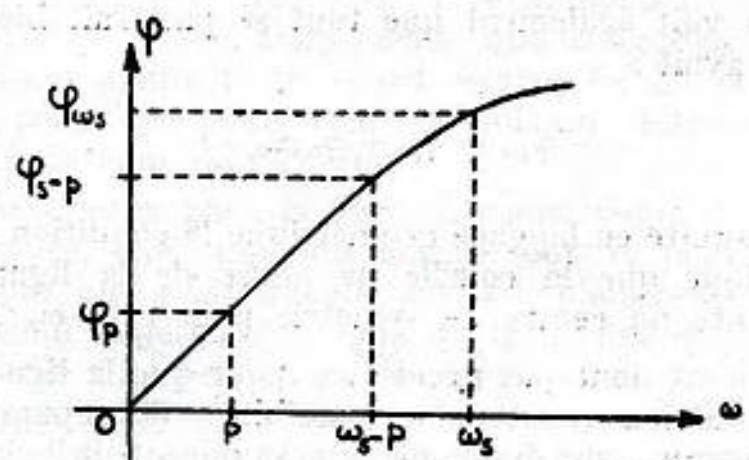
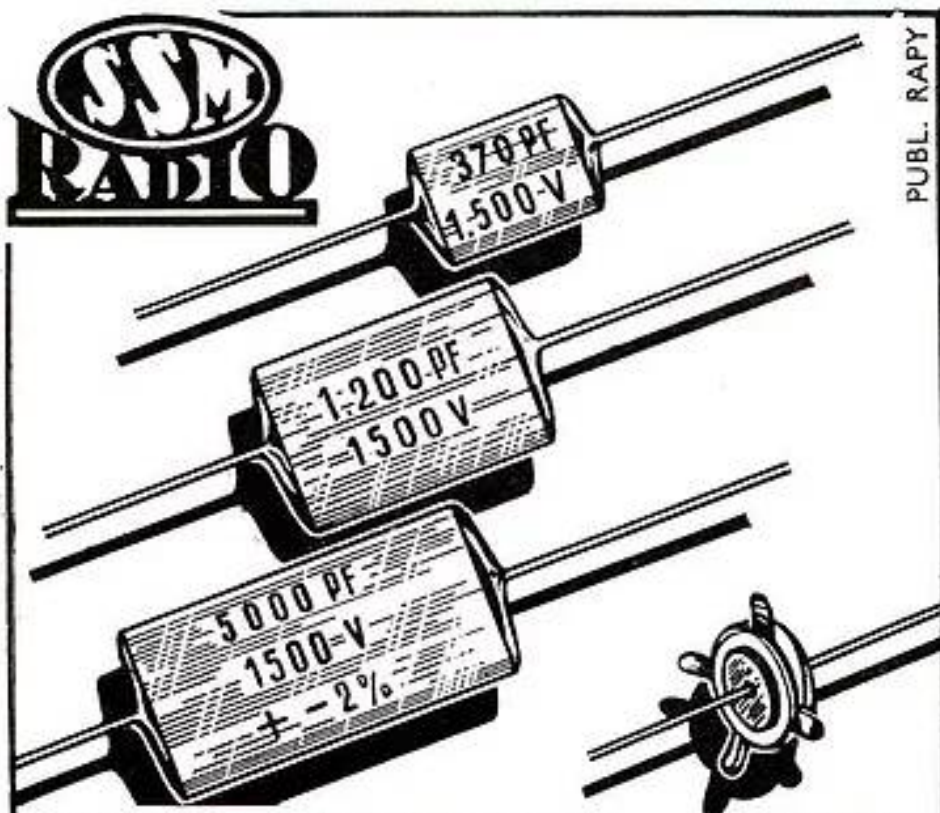


FIG. 9.

de phase φ pour la ligne de transmission. Généralement une telle courbe présente à partir de la fréquence zéro une partie linéaire assez longue, puis une courbure apparaît rapidement qui croît de plus en plus vite.



PUBL. RAPPY

CONDENSATEURS AU MICA

de haute qualité

SOUS BOITIER CÉRAMIQUE ÉTANCHE

TROPICALISATION INTÉGRALE

NORMES FRANÇAISES - NORMES AMÉRICAINES

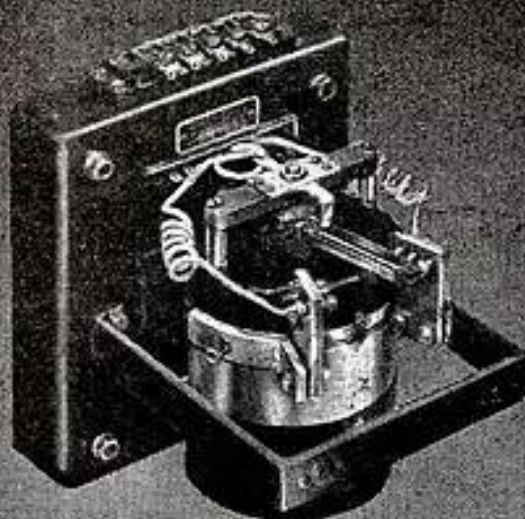
ANDRÉ SERF

127, Faubourg du TEMPLE - PARIS-10^e
Tél. : NORD 10-17

RELAIS GALVANOMÉTRIQUES DE SÉCURITÉ

Courant de commande depuis 3 V A

- à minimum et maximum
- symétrique (O central)
- différentiel
- régulateur

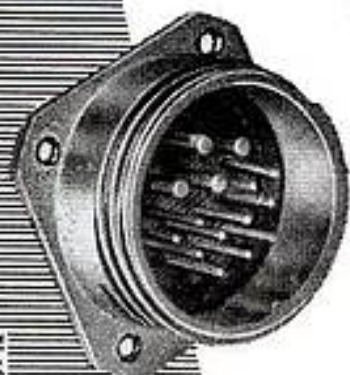


ALBERT LE BŒUF & FILS

LA GARENNE - COLOMBES
CHA 56-03+

RADIO AIR

**MATÉRIEL
tropicalisé**



★ FICHES DROITES OU COUDÉES

5 boîtiers de différentes dimensions - 37 dispositions de contacts - 10-20-50 ampères.

Demandez notre documentation

2, AV^e DE LA MARNE
ASNIÈRES (Seine)
TÉL: GRÉ 47-10

M.B.M.

LA PIÉZO ÉLECTRICITÉ DANS L'INDUSTRIE

6-8, Rue Jenner — SAVIGNY-SUR-ORGE
Tél. 144

- ★ QUARTZ OSCILLATEURS
1 à 25 Mc/s
- ★ QUARTZ POUR ULTRA-
SONS - 500 - 3000 Kcs
- ★ QUARTZ ÉTALONS
STABILITÉ 1×10^{-7}
- ★ QUARTZ SPÉCIAUX
- ★ MONTURES MINIATURES.

DÉLAIS RÉDUITS

Nous supposons que les informations à transmettre sont :

$$(13) \quad f_1 = \cos pt \quad f_2 = 0$$

Il vient, en utilisant par exemple le signal Σ :

$$(14) \quad \Sigma = \cos pt + \cos (\omega_s - p) t$$

A l'arrivée au récepteur, le signal sera devenu :

$$(15) \quad \Sigma = \cos [pt - \varphi_p] + \cos [(\omega_s - p) t - \varphi_{\omega_s - p}]$$

Pour la séparation de f_1 et f_2 nous utiliserons :

$$(16) \quad \begin{cases} g_1 = 1 + 2 \cos (\omega_s - \varphi_s) \\ g_2 = 1 - 2 \cos (\omega_s - \varphi_s) \end{cases}$$

Calculons les produits de réception étendus à deux images consécutives :

$$(17) \quad \begin{cases} x_1 = \pi_1(t) + \pi_1(t + T_1) = 2 \cos (pt - \varphi_p) \\ \quad \quad \quad + 2 \cos (pt - \varphi_{\omega_s} + \varphi_{\omega_s - p}) \\ x_2 = \pi_2(t) + \pi_2(t + T_1) = 2 \cos (pt - \varphi_p) \\ \quad \quad \quad - 2 \cos (pt - \varphi_{\omega_s} + \varphi_{\omega_s - p}) \end{cases}$$

Si le déphasage était linéaire, par exemple de valeur :

$$(18) \quad \varphi = \varphi_p \frac{\omega}{p}$$

on aurait une séparation correcte à la réception, avec :

$$(19) \quad \begin{cases} x_1 = 4 \cos (pt - \varphi_p) \\ x_2 = 0 \end{cases}$$

On voit que la distorsion de phase conduit, d'une part, à une altération du signal reçu sur le canal normal x_1 , et, d'autre part, à des termes perturbateurs sur le second canal x_2 .

On voit également que tout se passerait bien si l'on avait :

$$(20) \quad \varphi_{\omega_s} = \varphi_p + \varphi_{\omega_s - p}$$

Traduite en langage géométrique la condition (20) implique que la courbe de phase de la figure 9 présente un centre de symétrie pour $\omega = \omega_s/2$.

Il n'est donc pas nécessaire, pour que la ligne de transmission conserve la possibilité de séparation des signaux sans diaphonie, que sa phase soit linéaire. Il suffit que sa variation présente un centre de symétrie pour $\omega = \omega_s/2$.

Nous allons maintenant évaluer de manière plus précise les phénomènes de diaphonie. Nous poserons :

$$(21) \quad \varphi_{\omega_s} - \varphi_{\omega_s - p} = \varphi_p + \varepsilon$$

d'où :

$$(22) \quad \begin{cases} x_1 = 2[1 + \cos \varepsilon] \cos (pt - \varphi_p) + 2 \sin \varepsilon \sin (pt - \varphi_p) \\ x_2 = 2[1 - \cos \varepsilon] \cos (pt - \varphi_p) - 2 \sin \varepsilon \sin (pt - \varphi_p) \end{cases}$$

On peut considérer, de manière arbitraire, que φ_p correspond, par exemple, à un retard normal, tandis que ε représente la distorsion de phase. Il est inutile de considérer la diaphonie autrement que lorsque ε est petit. Il vient alors, en ne conservant que les termes principaux :

$$(23) \quad \begin{cases} x_1 = 4 \cos (pt - \varphi_p) \\ x_2 = -2 \varepsilon \sin (pt - \varphi_p) \end{cases}$$

Nous obtenons ainsi de manière simple le terme de diaphonie provoqué par une composante sinusoïdale. Un tel cas peut se présenter en pratique lors de la transmission d'une mire à traits parallèles horizontaux ou verticaux. Les traits étant alternativement noirs et blancs, l'amplitude crête-à-crête du signal x sera 8. Les 2 canaux étant traités symétriquement, le passage du noir au blanc pour x_2 correspond également à une amplitude de 8. Or, sur ce canal nous trouvons un terme perturbateur d'amplitude crête-à-crête 4ε . Le coefficient de diaphonie est donc :

$$(24) \quad D = \frac{\varepsilon}{2}$$

Nous allons montrer la signification géométrique de ε . Sur la figure 10, nous avons repris la courbe

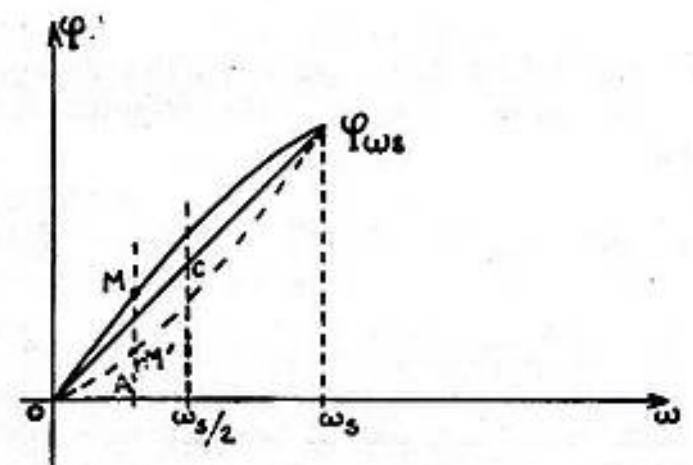


FIG. 10.

de phase de la figure 9, et nous avons porté en pointillé la courbe symétrique par rapport au milieu C de la corde joignant les points obtenus pour $\omega = 0$ et $\omega = \omega_s$.

On verra facilement que si la première courbe représente φ_p , la seconde représente : $\varphi_{\omega_s} - \varphi_{\omega_s - p}$

Soit donc les points M et M' pour la fréquence p.

On a :

$$(25) \quad \begin{cases} \overline{AM} = \varphi_p \\ \overline{AM'} = \varphi_{\omega_s} - \varphi_{\omega_s - p} \end{cases}$$

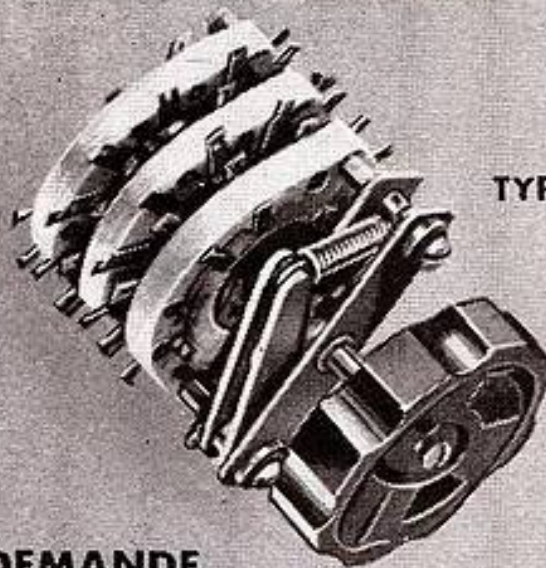
**S
O
P
O
S**

COMMUTATEURS ROTATIFS A GALETES

**1 A 10 GALETES
STEATITE
OU
MATIÈRE MOULÉE
CONTACTS LAMINÉS ARGENT
70 COMBINAISONS
STANDARD**

**BOUTON MÉTALLIQUE
A COMMANDE ESCAMOTABLE**

COMBINAISONS SPÉCIALES SUR DEMANDE



TYPE "P"

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE

*un
matériel
professionnel*

une marque

E^{TS} SOCAPEX-PONSOT
191, Rue de Verdun, Suresnes (Seine)
LONGCHAMP 20-40/41

une qualité...

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

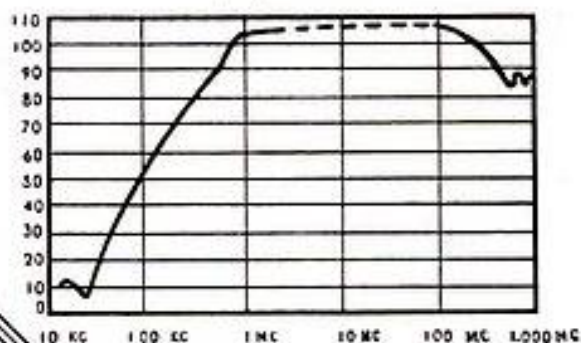
ST-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-de-C.)

FILTRES

POUR CAGES DE FARADAY S.I.D.T.
AGENT GÉNÉRAL POUR
L'EUROPE DES FILTRES HOPKINS

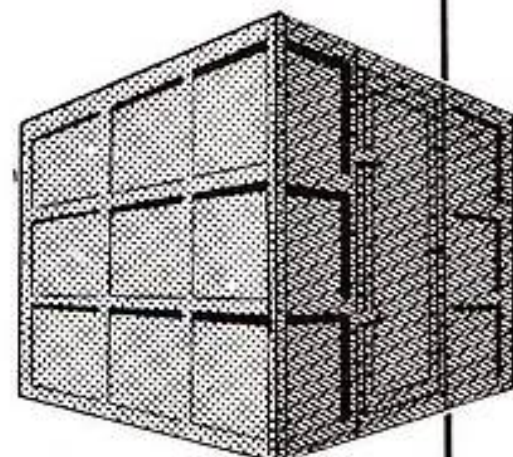
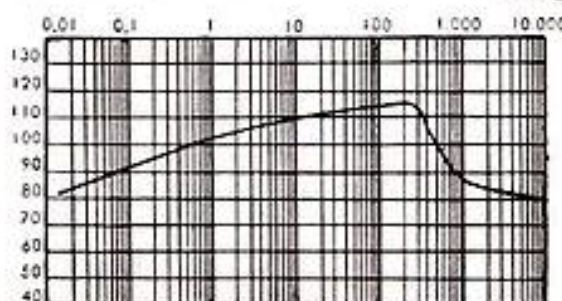


Courbe d'affaiblissement du filtre bifilaire, type 146 - 250 v. 30 ampères
400 périodes.



Brochure D. 13

Affaiblissement
100 Db
de 1 à 500 Megacycles



Atténuations
mesurées dans la limite
de lecture des appareils

Brochures DI. 11

CAGES DE FARADAYS I.D.T. BREVETÉ S.G.D.G.

Ces cages sont de type cellulaire, c'est-à-dire extensibles, réductibles, démontables, transformables. Elles sont à double écran grillagé donc transparentes et d'une parfaite aération. Elles donnent des caractéristiques d'affaiblissement exceptionnelles, supérieures à tout ce qui est connu à ce jour. Elles permettent de ce fait toutes les mesures, même les plus délicates, à l'abri des champs perturbateurs même les plus forts.

BOONTON



RADIO CORP.

BOONTON



★ GÉNÉRATEUR DE GLIDE SLOPE TYPE 232-A

- Essai et calibrage des récepteurs de glide slope.
- 20 fréquences contrôlées par crystal de 329,3 à 335 Mc/s. Précision $\pm 0,0065\%$
- Tension de sortie de 1 à 200.000 μV
- Modulation variable de 0 à 100 %
- Alimentation 105-125 volts 60 hertz ± 1 hertz.

GYROSCOPE



COMPANY

SPERRY



★ KLYSTRON TYPE SCR 43

- Pour émetteur-relai
- Puissance 1 à 3 watts.
- Fréquence 5925 à 8100 mégacycles.

SORENSEN



& COMPANY INC.

SORENSEN



★ RÉGULATEUR DE TENSION TYPE D 500 SAN

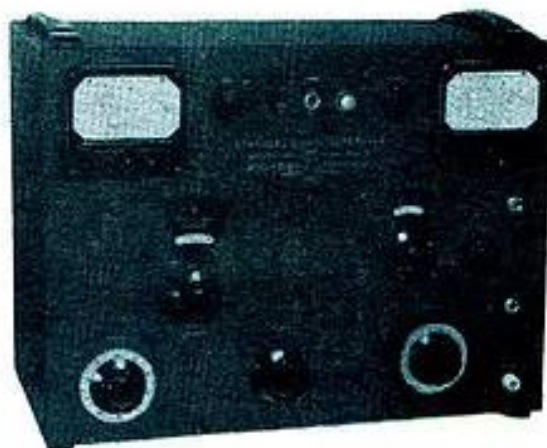
- Entrée 95-130 volts 400 hertz $\pm 10\%$
- Sortie 115 volts 400 hertz $\pm 0,5\%$ ajustable entre 110 et 120 volts
- Taux d'harmoniques 5 %
- Constante de temps 0,2 seconde.

MEASUREMENTS



CORP.

MEASUREMENTS CORP.



★ GÉNÉRATEUR STANDARD TYPE 82

- Gamme de fréquence de 20 hertz à 50 megahertz. Précision $\pm 1\%$
- Tension de sortie 0 à 50 volts sur 7500 ohms
- Modulation variable de 0 à 50 %
- Alimentation 117 volts 50-60 hertz.



DISTRIBUTEUR
EXCLUSIF

FRANCE & UNION
FRANÇAISE

86, RUE VILLIERS DE L'ISLE-ADAM



PARIS XX^e - TÉL. MENIL 31-10 & 11

PUBLÉDITEC DOMENACH



TÉLÉCOMMUNICATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET TÉLÉPHONIQUES

- ONDES DÉCAMÉTRIQUES
MÉTRIQUES & CENTIMÉTRIQUES
- MATÉRIELS FIXES & MOBILES
- RADIO - COMMUNICATIONS
TÉLÉVISION & TÉLÉPHONIE
- ÉQUIPEMENTS MILITAIRES
SPÉCIAUX... etc....

TRT

ÉMETTEURS 100 W - 1 KW - 2 KW - 4 KW OC et OM * 2 KW - 12 KW FM RADIODIFFUSION * 15 W - 50 W FM FIXES et MOBILES * VHF DE TOURS DE
CONTROLE * FAISCEAUX HERTZIENS DE TÉLÉVISION 250 mW - 10 W UHF et SHF * FAISCEAUX HERTZIENS ET MULTIPLEX POUR TÉLÉPHONIE



26, RUE BOYER - PARIS - XX^e - TÉLÉPHONE : MÉNIL 62-94

D'après (21), on aura :

$$(26) \quad \varepsilon = \overline{AM'} - \overline{AM} = \overline{MM'}$$

En conclusion, et en laissant de côté le signe, on peut dire que ε , erreur de phase qui intervient directement dans l'expression du coefficient de diaphonie, est, pour une fréquence à transmettre p , la différence des ordonnées de la courbe de phase, d'une part, et de sa symétrique par rapport à C , d'autre part.

G. — Influence des irrégularités de réponse en module.

Nous poserons arbitrairement que le gain est égal à l'unité aux très basses fréquences. Nous admettrons que la phase est linéaire, et nous représenterons le module du gain par :

$$(27) \quad |g| = 1 - \gamma(\omega)$$

Considérons de nouveau le signal Σ d'après (14), et soit ce signal à la sortie de la ligne :

$$(28) \quad \Sigma = [1 - \gamma(p)] \cos pt + [1 - \gamma(\omega_s - p)] \cos(\omega_s - p)t$$

Il vient alors :

$$(29) \quad \begin{cases} x_1 = 2 [2 - \gamma(p) - \gamma(\omega_s - p)] \cos pt \\ x_2 = 2 [\gamma(\omega_s - p) - \gamma(p)] \cos pt \end{cases}$$

Le terme de diaphonie est ici de forme très simple puisque c'est une fraction du signal perturbateur. On introduira avantageusement une quantité η jouant un rôle analogue à ε :

$$(30) \quad \eta = [1 - \gamma(p)] - [1 - \gamma(\omega_s - p)] = \gamma(\omega_s - p) - \gamma(p)$$

On peut alors écrire, en négligeant l'altération de x_1 :

$$(31) \quad \begin{cases} x_1 = 4 \cos pt \\ x_2 = 2 \eta \cos pt \end{cases}$$

ce qui fait apparaître un coefficient de diaphonie :

$$(32) \quad D = \frac{\eta}{2}$$

La représentation graphique de η est donnée sur la figure 11 où l'on a tracé en trait plein la courbe de module du gain, et en pointillé la courbe symétrique par rapport à l'axe vertical $\omega = \omega_s/2$. On a :

$$(33) \quad \eta = \overline{M'M}$$

On peut rechercher la valeur de η conduisant à

un taux de diaphonie de 3 %. De (37) vient immédiatement :

$$(34) \quad \eta = 2 D = 0,06$$

Les courbes de module étant très généralement plates dans la première moitié de la bande, et la courbure apparaissant dans la deuxième moitié,

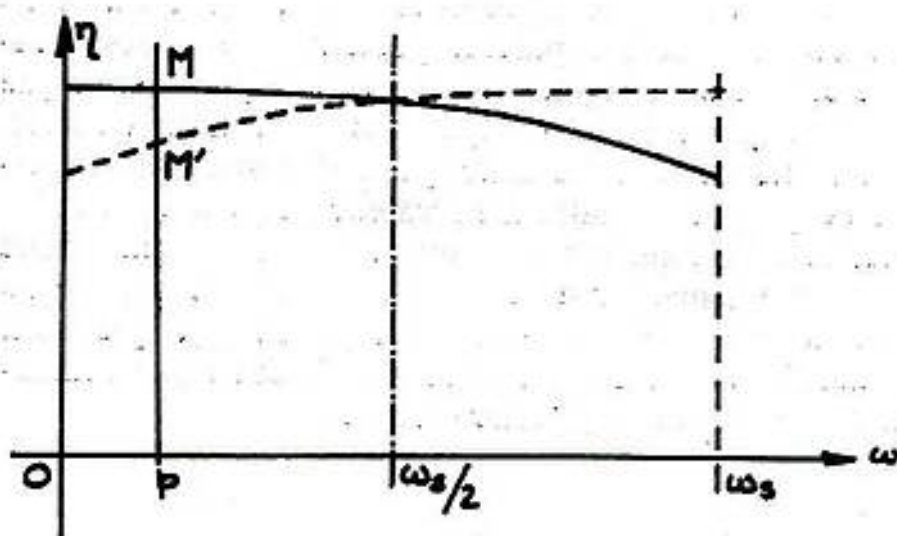


FIG. 11.

η représente pour des fréquences assez basses ou assez élevées, la chute relative du gain de la ligne de transmission.

IV. — RÉCEPTION PAR SÉPARATION DES PARTIES POSITIVE ET NÉGATIVE.

A. — Introduction.

Nous avons indiqué au Chapitre II que le signal Σ' , formé de « points » alternativement positifs et négatifs, pouvait être utilisé d'une manière très simple à la réception. Un ensemble de deux circuits à diode permet d'envoyer sur un canal la partie positive du signal seulement, et sur un autre canal la partie négative. On peut alors considérer en première approximation que la partie positive du signal représente essentiellement f_1 , avec une certaine « structure de points », tandis que la partie négative représente dans des conditions analogues $-f_2$.

En pratique, ces propositions sont seulement approchées et chacun des signaux est obtenu avec une diaphonie qui peut être importante. Cette diaphonie existe, alors même, que la ligne de transmission assure le transport correct de Σ' , et nous l'appellerons pour cela « diaphonie intrinsèque » à la méthode de réception.

Si, d'autre part, la ligne de transmission n'est pas parfaite, une diaphonie supplémentaire peut apparaître, que nous appellerons « diaphonie de transmission » : Cette diaphonie de transmission joue ici un rôle analogue à celui de la diaphonie étudiée au Chapitre III pour une réception par la méthode classique des multiplex à impulsions modulées en amplitude.

Nous étudierons ici la « diaphonie intrinsèque » qui peut se décomposer en deux types :

- a) diaphonie intrinsèque en régime permanent,
- b) diaphonie intrinsèque en régime transitoire.

**POUR VOS ESSAIS
SUR LES RADARS**

PHILIPS

vous présente

**son équipement de mesure 3 cm
SGM 122/00**

Demandez
notre documentation
596



Permet tous les réglages, contrôles et mesures utiles dans la gamme 9.000 à 9.600 Mc : s :

- Puissance de sortie
- Puissance réfléchie
- Réglage H. F.
- Fréquence
- Facteur de bruit.

Associé à l'oscillosynchroscope GM 5660 (15 c : s - 10 Mc : s) permet l'étude :

- du spectre de l'impulsion
- de l'enveloppe de l'impulsion
- de la bande passante M. F.

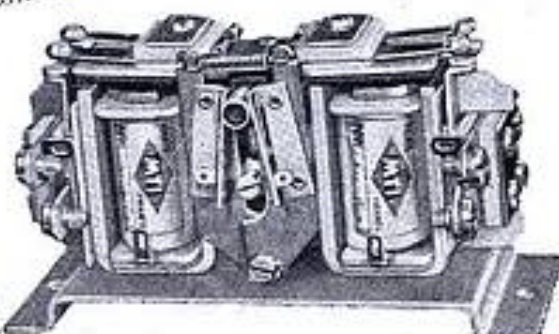
PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. NORD 28-55 (lignes groupées)

pour tout ce qui est
**télécommande
télésignalisation**

**relais
contacteurs**

signalisation lumineuse



TYPE ADMO



Publi SARP

LE MATÉRIEL TECHNIQUE ET INDUSTRIEL

23 et 40, rue du Pré Saint-Gervais, PARIS-19^e - Tél. BOL 79-73

B. — Diaphonie intrinsèque en régime permanent.

En régime permanent, $f_1(t)$ et $f_2(t)$ sont des constantes, que nous désignerons simplement par f_1 et f_2 . On a alors :

$$(1) \quad \Sigma' = f_1 - f_2 + [f_1 + f_2] \cos \theta$$

Le signal Σ' est représenté sur la figure 12. Nous avons hachuré les parties positives des aires comprises entre le signal et l'axe. Lorsqu'on applique un tel signal à un kinoscope, et si l'on fait abstraction du Γ du tube, il est clair que l'on obtient une brillance proportionnelle à la valeur moyenne de l'aire hachurée (l'axe, ou base inférieure du signal, étant en coïncidence avec le cut-off du kinoscope). Nous allons calculer cette aire moyenne y_1 , qui sera considérée comme l'information obtenue par utilisation de la partie positive de Σ' .

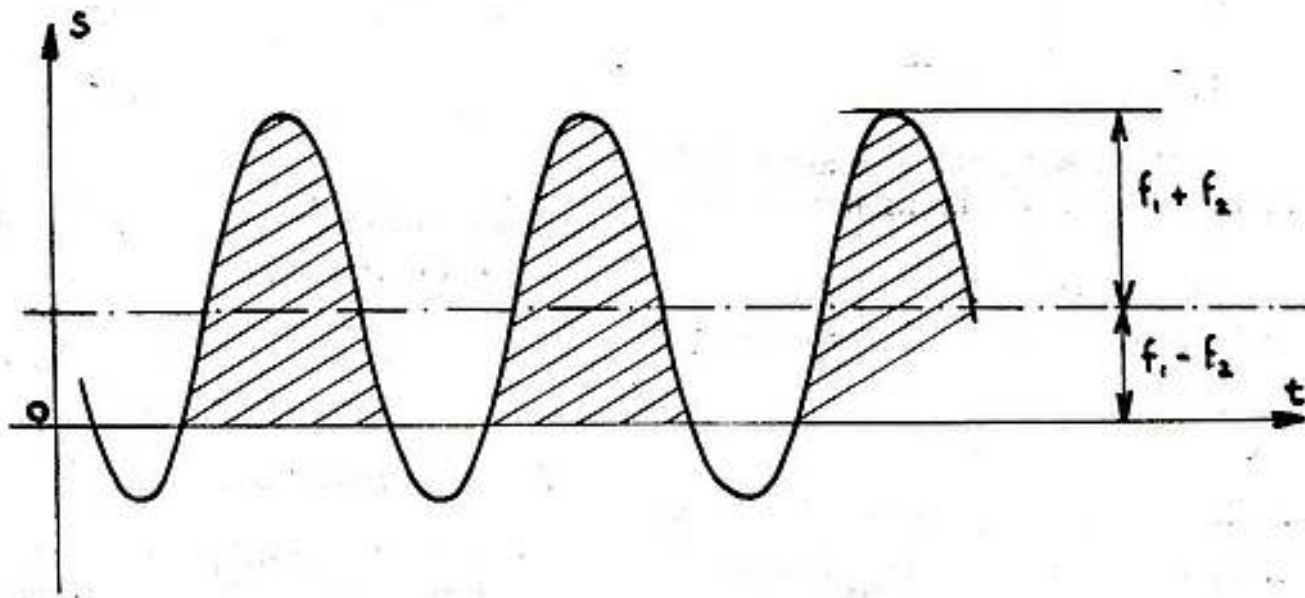


FIG. 12.

En utilisant les notations de la figure 13, on trouve :

$$(2) \quad y_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \Sigma' d\theta$$

avec :

$$(3) \quad \theta_0 = \text{Arc cos} \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}, \quad 0 < \theta_0 < \pi$$

Il vient finalement :

$$(4) \quad y = \frac{\theta_0 + \sin \theta_0}{\pi} f_1 - \frac{\theta_0 - \sin \theta_0}{\pi} f_2$$

(4) est exprimé à la fois en fonction de θ_0 et f_1 et f_2 . En fait, d'après (3), θ_0 peut être exprimée en fonction de f_2/f_1 , par exemple, de telle sorte que y peut être exprimée en fonction de f_1 et f_2 seulement. Toutefois, nous conserverons l'écriture (4) plus simple, et aussi commode au moins pour les calculs numériques.

On voit que, lorsque $f_2 = 0$ ($\theta_0 = \pi$) le signal obtenu sur le canal f_1 est correct puisque nécessairement sans diaphonie. On a alors, d'après (4) :

$$(5) \quad y_1 = f_1$$

Pour mettre en évidence le terme de diaphonie, on écrira :

$$(6) \quad y = f_1 \left[1 + \frac{\theta_0 - \pi + \sin \theta_0}{\pi} - \frac{\theta_0 - \sin \theta_0}{\pi} \frac{f_2}{f_1} \right]$$

D'où le coefficient de diaphonie relative de f_2 sur f_1 :

$$(7) \quad D_1 = \frac{\theta_0 - \pi + \sin \theta_0}{\pi} - \frac{\theta_0 - \sin \theta_0}{\pi} \frac{f_2}{f_1}$$

La figure 14 donne une représentation de ce coefficient, qui est fonction de f_2/f_1 seulement. Notons que pour la valeur 1 de ce rapport D_1 atteint 37 %. La figure 15 donne une quantité plus suggestive, qui est le terme de diaphonie lui-même, quand

on se place dans les plus mauvaises conditions c'est-à-dire quand f_2 possède sa valeur maximum qui est 1. Le terme de diaphonie perturbant f_1 est alors donné en fonction de f_1 variant de 0 à 1.

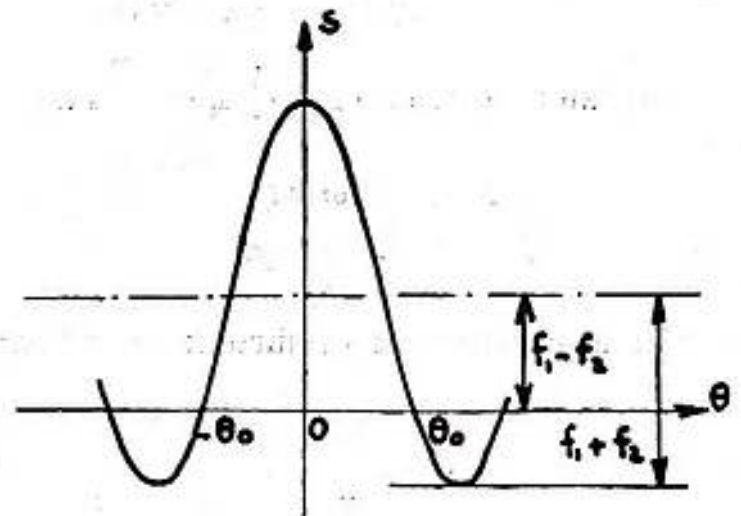


FIG. 13.

On voit que ce terme est maximum pour $f_1 = 1$, et décroît avec f_1 pour tendre vers 0 en même temps. C'est là une propriété intéressante de la diaphonie étudiée : il n'y a pas perturbation des plages noires, c'est-à-dire des parties de l'image où l'œil est le moins tolérant aux perturbations lumineuses.

6 ANNEES D'EXPERIENCE ET DE REALISATIONS...

Agence Publitéc-Domenach

**...DANS LE DOMAINE DU
CALCUL ANALOGIQUE
LINÉAIRE & NON LINÉAIRE**

L'INSTRUMENT DE TRAVAIL
DE L'INGÉNIEUR MODERNE

OME L2

CALCULATEUR ANALOGIQUE
D'USAGE GÉNÉRAL ET DE SIMULATION



SOCIÉTÉ D'ELECTRONIQUE & D'AUTOMATISME

138, BOULEVARD DE VERDUN - COURBEVOIE (Seine) * DEF. 41-20

SIMULATEURS * CALCULATRICES NUMÉRIQUES UNIVERSELLES * APPLICATIONS INDUSTRIELLES

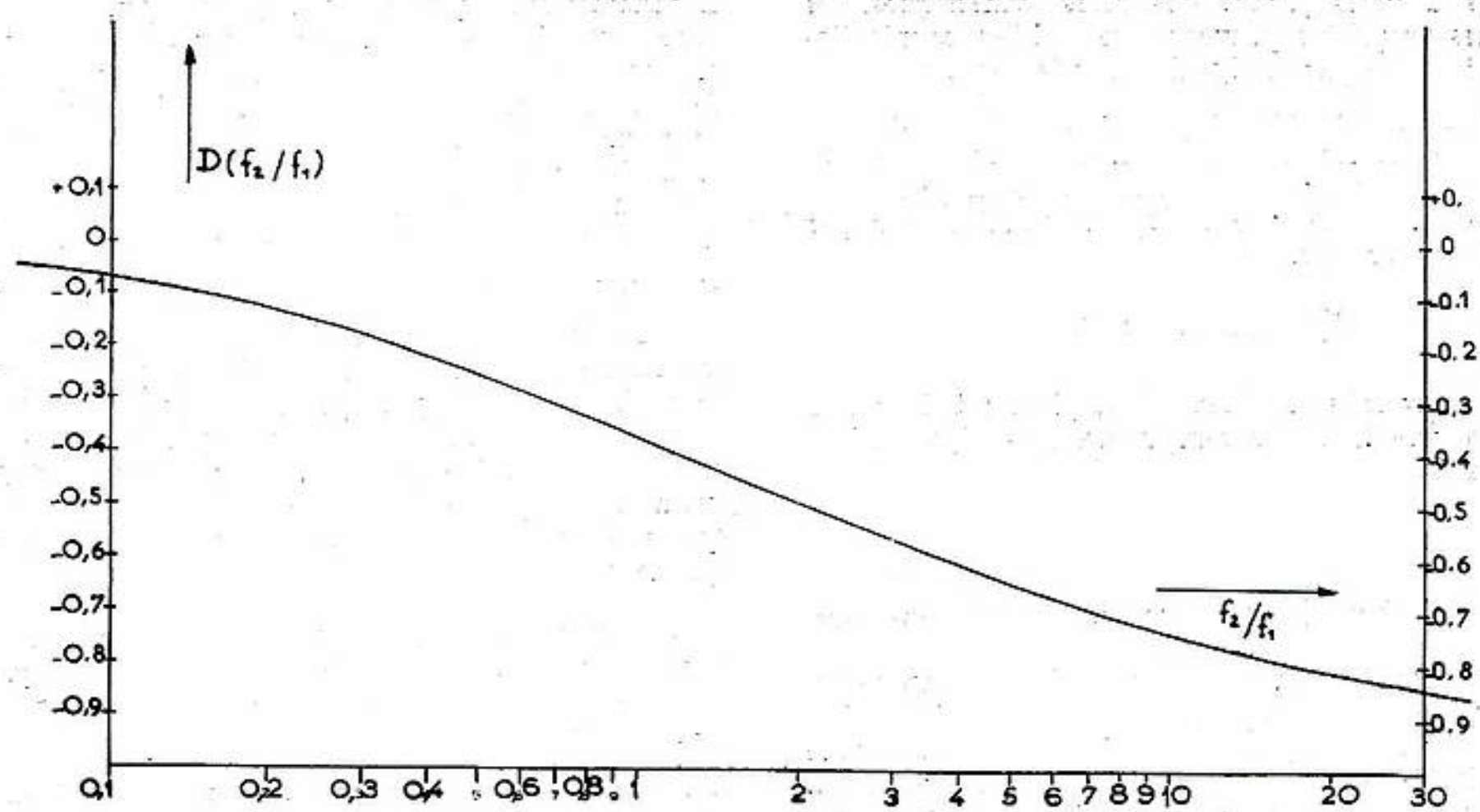


FIG. 14.

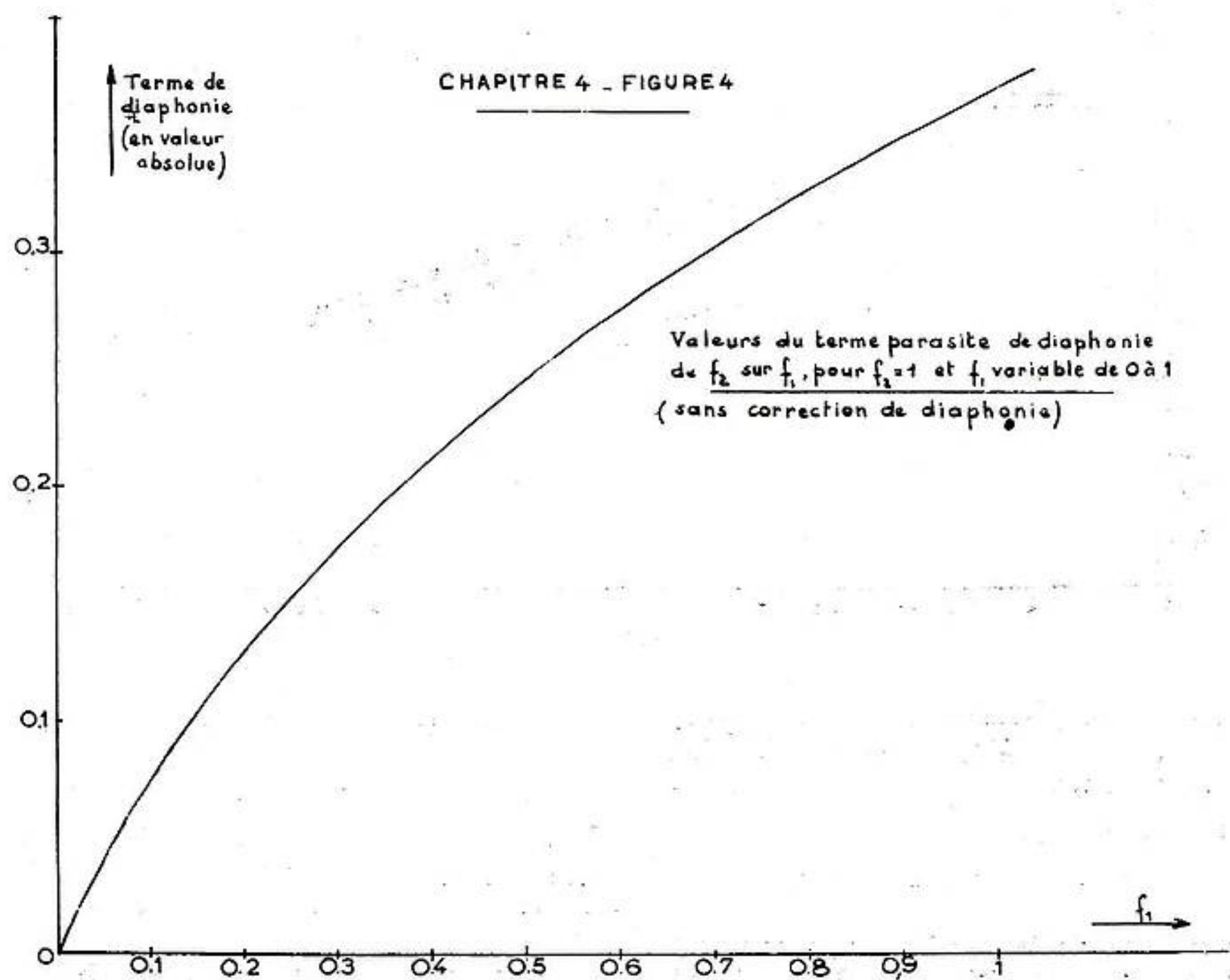


FIG. 15.

LIGNES à RETARD...

Ag. PUBÉDITEC - DOMENACH

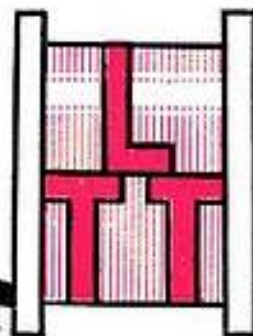
TYPE CPE
1000/10
●
CABLES
DE LIAISON
POUR
RADARS
CALCULATEURS
ÉLECTRONIQUES
ETC...

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Impédance caractéristique	ohms	1.000 ± 50
Affaiblissements - décibels par mètre	à 1 MHz	0,18
	à 2 MHz	0,30
	à 5 MHz	0,46
	à 10 MHz	0,70
	à 30 MHz	1,30
Retard micro-sec. par mètre		0,12
Puissance maximum	 watts	100
Tension d'essai continue	.. volts	15.000

*

Câbles de caractéristiques différentes étudiés sur demande.

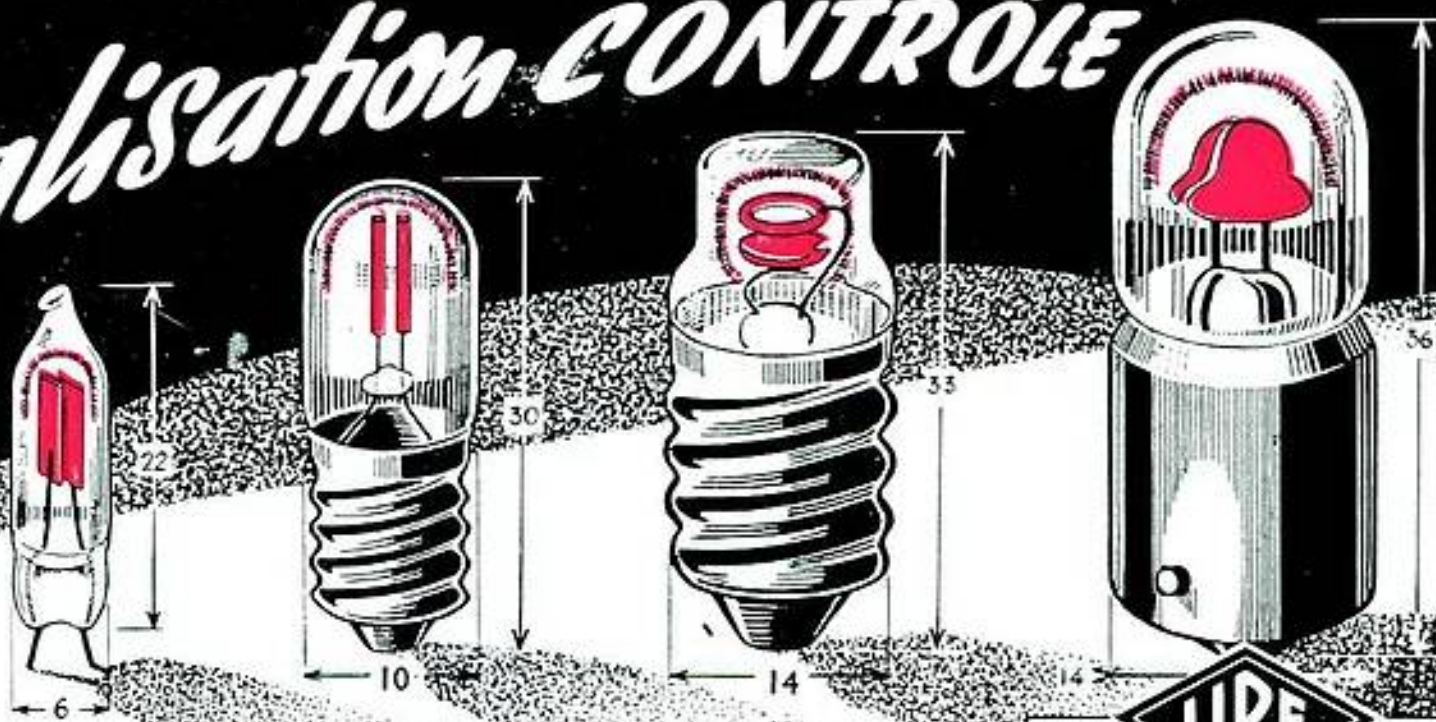


PARIS

LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES & TÉLÉPHONIQUES
89 RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16 - TÉLÉPHONE :

TR0. 12.71 - 12.85 - 45.50

Signalisation CONTRÔLE



NÉON L.I.R.E.

LABORATOIRE INDUSTRIEL
ET DE RECHERCHES ÉLECTRONIQUES
14, RUE PIERRE BROSOLETTÉ - CHATILLON-SI-BAGNEUX (SEINE)

TÉLÉPHONE : ALÉSIA 21-06

★ Autres fabrications
Cellules photoélectriques
Triodes à cathode froide.
Commutateurs H. F.
Éclateurs haute puissance.
Toutes études de tubes électroniques.

Agence DOMENACH

Les 2 voies jouant des rôles symétriques, les mêmes propriétés peuvent être établies pour la diaphonie créée par le signal f_1 sur le canal f_2 .

Il existe donc une unique fonction $D(x)$ qui permet d'exprimer chacun des 2 coefficients de diaphonie. Pour avoir le coefficient de diaphonie de la voie 2 sur la voie 1, D_1 , on remplacera x par f_2/f_1 , et l'on écrira :

$$(7a) \quad D_1 = D(f_2/f_1)$$

Pour avoir le coefficient de diaphonie de la voie 1 sur la voie 2, D_2 , on remplacera x par f_1/f_2 , et l'on écrira :

$$(7b) \quad D_2 = D(f_1/f_2)$$

C. — Diaphonie intrinsèque en régime transitoire.

En régime permanent, les produits composants, $[f_1 g_1] \omega_s$ et $[f_2 g_2] \omega_s$ sont de pures sinusoïdes. Nous avons indiqué au Chapitre II qu'en régime transitoire, les produits avaient approximativement 2 enveloppes, l'une est l'information correspondante f_1 ou f_2 , l'autre est l'axe des temps. Cependant, cette

Il apparaît ainsi que le signal f_1 , en régime transitoire, contribue à augmenter l'énergie de l'information y_2 recueillie en prélevant la partie négative de Σ' . Il s'agit là d'un phénomène de diaphonie supplémentaire, moins important en général que celui observé au § B, et de sens inverse. En effet, les termes de diaphonie observés au § B sont négatifs, et, par conséquent, y_2 par exemple est toujours plus petit que f_2 .

Nous avons dit que la diaphonie intrinsèque en transitoire était moins importante en général que celle observée en régime permanent. Il faut noter tout d'abord que la diaphonie en régime permanent existe, avec sensiblement la même valeur, en régime variable, et que la diaphonie en transitoire, telle que nous venons de la définir, s'y ajoute algébriquement.

D'autre part, la diaphonie en transitoire, de f_1 sur f_2 , par exemple, subsiste pour $f_2 = 0$, alors que dans ce cas, la diaphonie définie en régime permanent s'annule.

Nous ne dirons rien de plus sur la diaphonie particulière aux régimes transitoires, son évaluation étant compliquée, et fonction de la forme du signal.

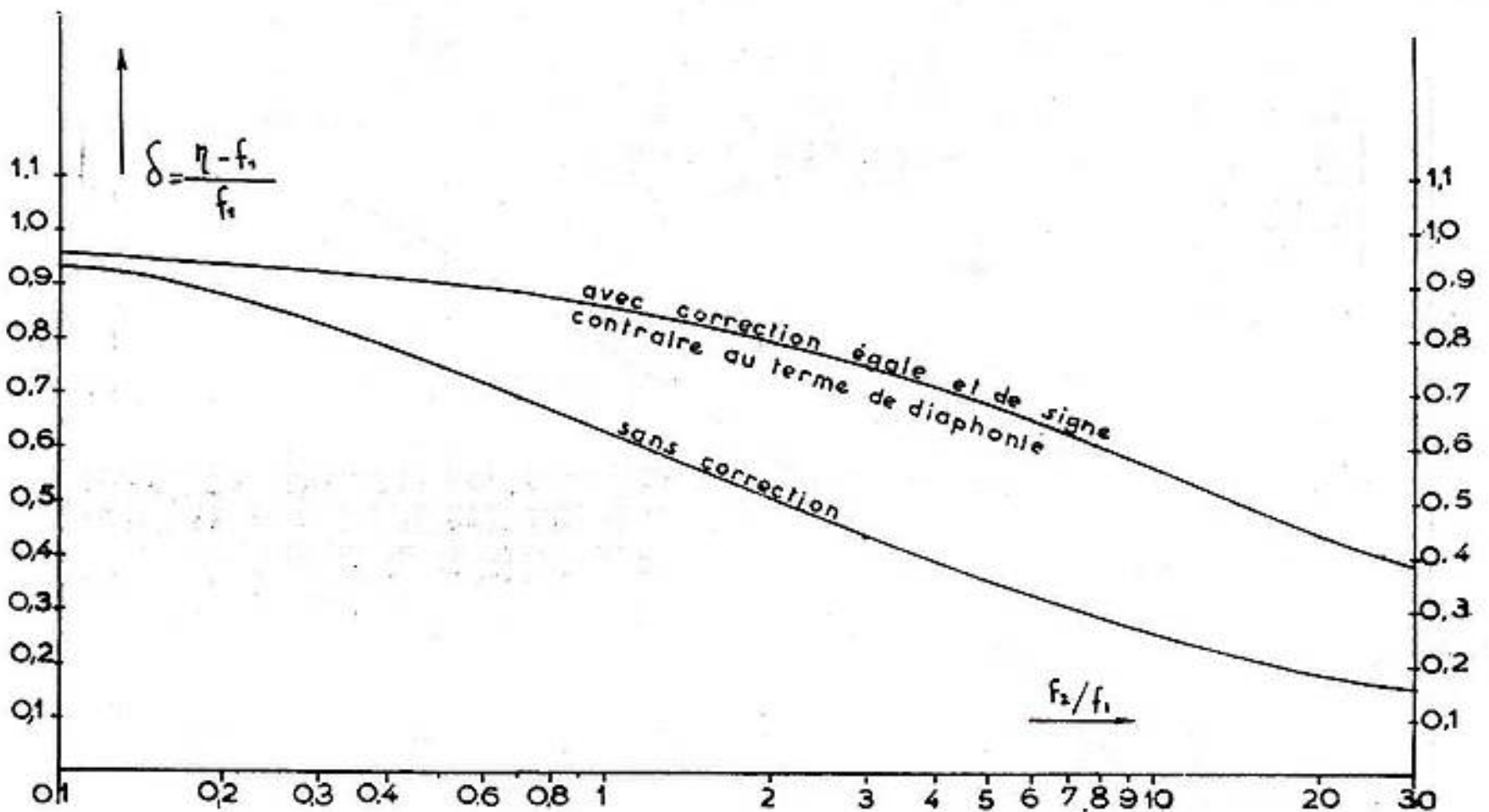


FIG. 16.

description n'est qu'approchée, et, en pratique, il y a toujours des crêtes de ces produits en-dessous de l'axe des temps.

Quand on fait l'opération :

$$(8) \quad \Sigma' = [f_1 g_1] \omega_s - [f_2 g_2] \omega_s$$

les crêtes négatives de $[f_1 g_1] \omega_s$, par exemple, sont à peu près en phase avec les crêtes négatives de $-[f_2 g_2] \omega_s$ et contribuent à accroître l'énergie disponible en-dessous de l'axe des temps pour Σ' .

D. — Correction des diaphonies intrinsèques.

Nous allons exposer ici un mode général de correction des diaphonies, plus particulièrement commode pour l'atténuation des diaphonies intrinsèques, mais également applicable aux diaphonies de transmission, dans la mesure où celles-ci sont bien définies.

Nous n'envisageons pas, dans cette étude rapide, de calculer les diverses diaphonies de transmission, le travail étant extrêmement long même si l'on se

ATOMIC



INSTRUMENT
COMPANY
CAMBRIDGE 39
MASS. U.S.A.

HAUTE TENSION

à *Stabilité* **EXCEPTIONNELLE...**



ALIMENTATION
HAUTE TENSION
RÉGULÉE
ATOMIC
MODÈLE
312

COMPARAISON DES COURBES DE DÉRIVE
DES ALIMENTATIONS EN HAUTE TENSION

ALIMENTATION RÉGULÉE TYPE "HF"

ALIMENTATION RÉGULÉE TYPE "50 PÉRIODES"

ALIMENTATION NOUVEAU MODÈLE 312

1430.0
1420.0
1410.0

HORAIRE de la journée exprimé en heures
8 h matin 10 12 2 4 6 h. soir

Tension secteur régulée — 115 V — 125 V — coupure

Indépendante de la durée ou des fluctuations de la tension secteur POUR COMPTAGE PRÉCIS DE SCINTILLATIONS

- Alimentation Haute Tension Modèle 312 permet une régulation au plus haut degré et une stabilité exceptionnelle sur de longues durées.
- La dérive est pratiquement éliminée, donnant une précision maximum des essais successifs pour le **comptage de scintillation de précision** et autres applications similaires.
- On peut disposer d'une tension de sortie positive ou négative sur panneau avant sur simple commutation.

Alimentation haute tension régulée "ATOMIC" modèle 312

Résumé des spécifications modèle 312 - 1500 V.
Stabilité 0,02 % par jour.

Régulation : 0,01 % pour une variation de la tension réseau de 100 à 130 V.

Gamme : moins de 200 V. à plus de 1400 V. en 17 positions.

Courant max. 1 milliamp. positif ou négatif.

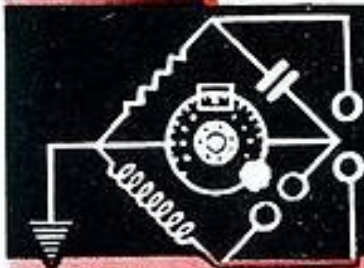
Autres fabrications

- Amplificateurs linéaires. - Alimentations haute tension, compteurs de scintillation, compteurs d'impulsion, appareils de coïncidence et anti-coïncidence. - Analyseurs différentiels de hauteur d'impulsion. - Accessoires.

AGENT EXCLUSIF - FRANCE & U. F.

ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10') ★ + PRO. 52-03. 04



borne à des irrégularités simples de la ligne de transmission.

Dans ces conditions, nous avons calculé numériquement un mode de correction de diaphonie dans le cas facile à traiter de la diaphonie intrinsèque en régime permanent.

Examinons donc la méthode proposée pour corriger la diaphonie de f_1 sur f_2 . Nous savons que, en l'absence de correction, l'émission étant faite sur le canal N° 1 :

$$(9) \quad y_1 = f_1 + f_1 D [f_2/f_1]$$

De même, en émettant f_2 sur le canal N° 2, on reçoit sur ce canal :

$$(10) \quad y_2 = f_2 + f_2 D [f_1/f_2]$$

On peut songer à atténuer les phénomènes de diaphonie, en remplaçant f_1 et f_2 , à l'émission, par :

$$(11) \quad \begin{cases} \varphi_1 = f_1 - f_1 D [f_2/f_1] \\ \varphi_2 = f_2 - f_2 D [f_1/f_2] \end{cases}$$

La figure 16 donne la représentation graphique de δ_1 . Sur la même figure on a reporté D comme terme de comparaison. On voit ainsi qu'une atténuation très notable a été obtenue. Toutefois, la valeur de 14 % observée pour δ_1 paraît encore élevée.

On peut alors envisager d'accentuer la correction faite préventivement à l'émission, en remplaçant les valeurs (11) par :

$$(14) \quad \begin{cases} \varphi_1 = f_1 - \mu f_1 D [f_2/f_1] \\ \varphi_2 = f_2 - \mu f_2 D [f_1/f_2] \end{cases}$$

avec :

$$(15) \quad \mu > 1$$

Il y a lieu alors de rechercher, par tâtonnement, la valeur de μ qui conduit au phénomène de diaphonie le moins important. Nous n'avons pas effectué ce travail d'une manière très précise, et nous nous sommes bornés au calcul numérique de δ_1 pour la valeur :

$$(16) \quad \mu = 1,5$$

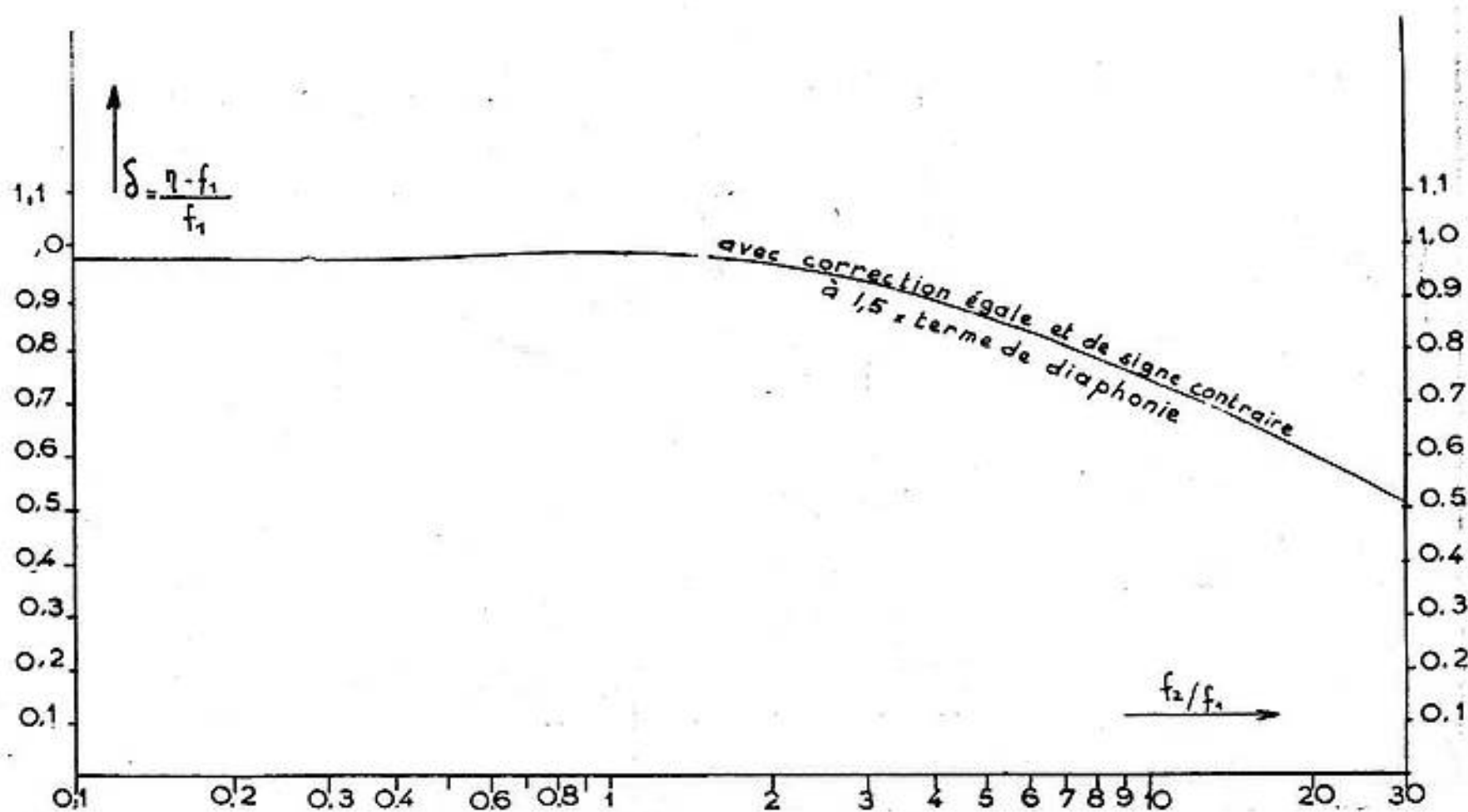


FIG. 17.

Le signal récupéré à la réception sur le canal 1, par exemple, sera :

$$(12) \quad \eta_1 = \left\{ f_1 - f_1 D [f_2/f_1] \right\} \left\{ 1 + D \left[\frac{f_2 - f_2 D (f_1/f_2)}{f_1 - f_1 D (f_2/f_1)} \right] \right\}$$

On peut calculer numériquement η_1 en fonction de f_1 et f_2/f_1 , et en utilisant d'ailleurs pour D les valeurs numériques tirées de la figure 14. On peut ainsi obtenir le nouveau coefficient de diaphonie :

$$(13) \quad \delta_1 = \frac{\eta_1 - f_1}{f_1}$$

Le résultat est représenté figure 17. On voit que δ_1 est maintenant très réduit, et la figure 18 donne, dans les mêmes conditions, le terme de diaphonie lui-même dans le cas où f_2 est transmis avec sa valeur maximum qui est l'unité, et pour f_1 variant de 0 à 1. On voit que ce terme ne dépasse pas 0,029. Dans ces conditions, les phénomènes de diaphonie peuvent, tout au moins pour certaines applications, et en particulier en télévision, être tenus pour négligeables.

On peut d'ailleurs constater sur la figure 17, que δ_1 demeure toujours négatif. La valeur $\mu = 1,5$ n'est pas exactement la valeur optimum, qui est un peu supérieure.



HEWLETT-PACKARD

UNE GAMME COMPLÈTE
d'appareils de mesures
POUR L'ÉLECTRONIQUE

vous assurant
précision et rapidité

- GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX DE 10 A 10.000 MCS
- OSCILLATEURS DE 0,01 CPS A 10 MCS.
- VOLTMÈTRES A LAMPES HF ET VHF DE HAUTE SENSIBILITÉ.
- GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX CARRÉS.
- GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS.
- ANALYSEURS DE FORME D'ONDES ET DISTORSIOMÈTRES.
- FRÉQUENCEMÈTRES BF.
- COMPTEURS DE FRÉQUENCE.
- SCINTILLOMÈTRES.
- COMPTEURS ÉLECTRONIQUES.
- TACHYMÈTRES ÉLECTRONIQUES.
- INSTRUMENTS DE MESURES POUR ONDES CENTIMÉTRIQUES SUR LIGNES COAXIALES ET GUIDES.
- MESUREURS DE PUISSANCE PAR BOLOMÈTRES.
- INDICATEURS D'ONDES STATIONNAIRES, ETC.
- ACCESSOIRES POUR BANCS DE MESURES SUR GUIDES.
- AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE POUR TUBES A ONDES PROGRESSIVES.
- ALIMENTATIONS DE GRANDE STABILITÉ POUR TRAVAUX DE LABORATOIRE, POUR KLYSTRONS ETC.

TEST SET 624C

CONTROLEUR DE PERFORMANCES BANDE X



Contrôle rapide et précis par lecture directe des performances en Fréquence, Puissance, Sensibilité, Sélectivité des équipements fonctionnant entre 8.500 et 10.000 Mc. en exploitation ou en laboratoire.

CARACTÉRISTIQUES

- Bande de fréquences : 8.500 à 10.000 Mc/s.
- Puissance de sortie : 0 dB (1 mW) à -100 dB (0,223 V à 3 μ V) sur 50 ohms avec une précision de ± 2 dB sur charge adaptée.
- Modulation interne : en impulsions variables de 0,25 à 10 μ s à une répétition variable entre 35 et 3.500 p/s.
- Synchronisation extérieure : par impulsions de ± 5 V ou tension sinusoïdale de 5 V.
- Modulation en fréquence : interne à la fréquence du réseau externe de 35 à 3.500 p/s avec une déviation maximum de $\pm 7,5$ Mc/s.
- Impulsions déclenchées : simultanément avec l'impulsion HF ou avancées de 2 à 250 μ s.
- Contrôle de puissance : de -6 dB à ± 23 dB avec une précision de ± 1 dB.
- Contrôle de fréquence : sur toute la gamme, précision 0,03 %.

MODÈLE 623B. Bande de fréquences : 5.925 à 7.725 Mc/s.

DISTRIBUTEURS EXCLUSIFS FRANCE ET U.F.

RADIO-ÉQUIPEMENTS

65, rue de Richelieu, PARIS-2^e - RIC. 49-88



E. — Mode de réalisation de la correction.

Pour opérer la correction, il suffit de disposer des quantités $D [f_2/f_1]$ et $D [f_1/f_2]$.

Pour cela, à l'émission, on fabrique une première fois le signal Σ' , à partir de f_1 et f_2 , et ce signal est envoyé sur des circuits à diode qui envoient sur un premier canal la partie négative, c'est-à-dire respectivement y_1 et y_2 .

Par un procédé que nous décrirons plus loin, on se débarrasse de la « structure de points » qui affecte

nue est alors utilisée pour moduler le système de transmission.

Pour éviter la « structure de points » dans y_1 et y_2 , on fabrique le premier signal Σ'_1 , non pas au moyen de la fréquence de sondage ω_s , mais au moyen de la fréquence $2\omega_s$, par exemple. Dans ces conditions, les bandes de f_1 et f_2 étant limitées à ω_s , on réalise un signal de multiplex binaire non équentiel. Le mode de réception employé ici, qui n'est pas le mode normal d'un multiplex à impulsions modulées en amplitude, laisse subsister dans y_1

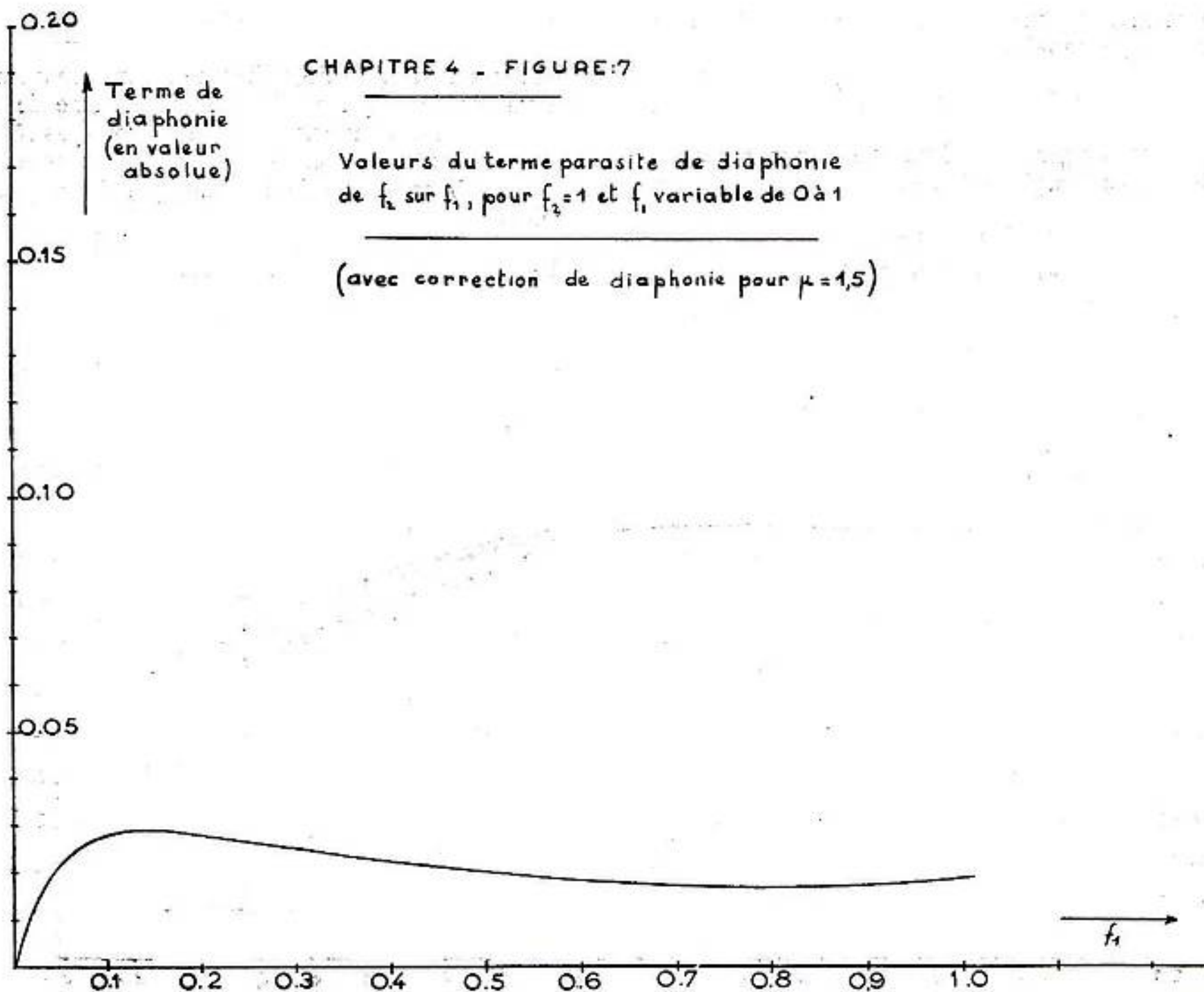


Fig. 18.

chacun de ces 2 signaux, et il ne reste plus qu'à effectuer les opérations

$$(17) \quad y_1 - f_1 \quad \text{et} \quad y_2 - f_2$$

pour obtenir les termes de diaphonie.

On fabrique alors :

$$(18) \quad f_1 - f_1 \mu D [f_2/f_1] \quad \text{et} \quad f_2 - f_2 \mu D [f_1/f_2]$$

qui sont maintenant considérées comme les deux informations à transmettre, et l'on élabore Σ'_2 à partir de ces signaux. La fonction Σ'_2 ainsi obtenue

et y_2 une structure de points, mais à la fréquence $2\omega_s$. Le passage de chacun de ces signaux à travers un filtre passe-bas coupant à ω_s élimine cette structure. On peut montrer, d'autre part, que, moyennant un choix convenable de la courbe d'atténuation du filtre limitant la bande de Σ'_2 à $2\omega_s$, les phénomènes de diaphonie intrinsèques sont les mêmes que si le signal Σ'_2 était obtenu par un sondage à la fréquence ω_s .

F. — Extensions de la correction.

L'efficacité de la correction est évidemment

Les Matériels S.F.R. sont distribués
en Afrique Française par **S.F.R.**
AFRIQUE - 32, B^d de la Résistance
Française - CASABLANCA.



ÉMETTEUR . RÉCEPTEUR

MF. MOBILE



DANS TOUS LES DOMAINES



INFORMATION - CONTROLE - COMMANDEMENT

- Matériel mobile pour liaisons radiotéléphoniques, utilisable à poste fixe ou à bord de tous genres de véhicules.
- Portée : 10 à 20 km. (villes, forêts, zones industrielles)
50 à 60 km. (campagne dégagée, faiblement vallonnée)
100 km. (sur mer)
- Exploitable par un personnel non spécialisé.
- Protection efficace contre les parasites radioélectriques.
- Alimentation par batterie 12 V. ou secteur alternatif.
- Plusieurs types suivant : la fréquence (entre 31 et 174 Mc/s)
: la puissance (entre 10 et 20 Watts)
- Possibilité de réseaux complexes, dotés éventuellement d'un émetteur principal plus puissant (50 Watts).



SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE, 79, BOULEVARD HAUSSMANN - PARIS VIII^e . f ANJ. 84-60

ndépendante de la cause du phénomène de diaphonie considéré. Si donc une partie de la chaîne de transmission provoque de la diaphonie, on a intérêt à insérer, entre le générateur de Σ'_1 et l'ensemble de circuits détecteurs, un dispositif simulant la partie de la chaîne de transmission qui provoque cette diaphonie.

Il conviendra, par exemple, d'examiner dans quelle mesure il y a lieu de tenir compte du Γ des kineoscopes récepteurs dans l'établissement du système de correction. De même, le mode classique de réception de la télévision sur bande latérale unique peut amener d'autres termes de diaphonie.

Les dimensions du présent exposé étant limitées, nous ne pouvons envisager de développer davantage ces questions, qui font intervenir des calculs

généralement très longs. Dans certains cas, et en particulier pour l'évaluation de l'influence de la réception sur bande latérale unique, en régime transitoire, les calculs peuvent être si longs que l'expérimentation apparaisse comme un moyen moins coûteux d'obtenir les résultats cherchés.

Nous bornerons donc ici cet exposé en concluant par l'intérêt de recherches expérimentales. Ces recherches sont commencées, tant dans le domaine de la télévision en couleurs (utilisation de la transmission actuelle pour le transport de l'information verte et de l'information rouge) que dans le domaine de la transmission de 2 programmes indépendants en noir et blanc. Des résultats partiels sont, d'ores et déjà, obtenus, qui seront publiés ultérieurement à l'occasion de rapports d'ensemble sur l'aspect expérimental de la question.

RADIO-AIR

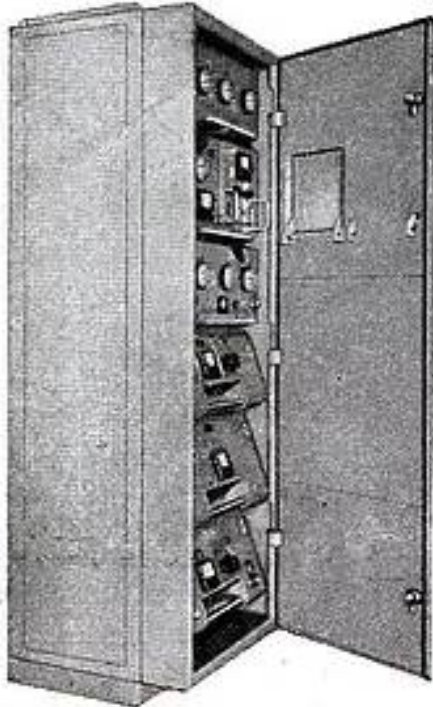


Applications Industrielles Radioélectriques

S. A. Capital 200.000.000

72, rue Chauveau, NEUILLY-SUR-SEINE

Tél. MAI 59-84 — Câble RADIO-AIR — NEUILLY



Emetteur EM 31 - HF

★
● Emetteurs et Récepteurs Professionnels

● Autorégulateurs de Tension

● Radio-Compas

PUBL. RAPPY

LE CONSEIL EUROPÉEN POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE

à GENÈVE

a un besoin urgent de plusieurs calculateurs scientifiques

Les conditions requises pour le poste sont les suivantes :

- 1° Connaissance des méthodes modernes de calcul et de vérification.
- 2° 2-3 années d'expérience dans les calculs numériques ;
- 3° Habitude des machines à calculer de bureau ;
- 4° Bonne connaissance de l'anglais et du français.

Les calculateurs les plus qualifiés devront en outre avoir atteint un niveau d'étude en mathématiques leur permettant :

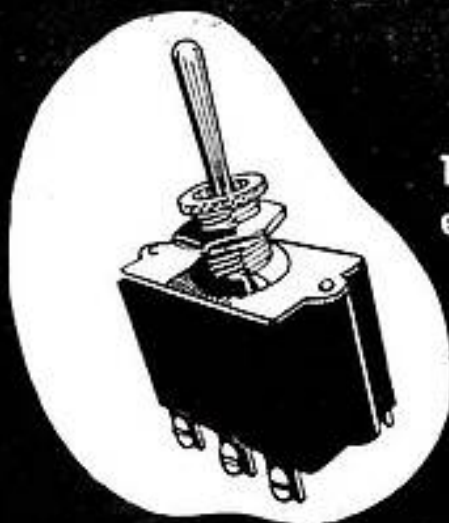
- a) de réaliser l'intégration numérique des équations différentielles ;
- b) de résoudre des équations différentielles partielles par des méthodes de relaxations ;
- c) de faire des analyses en séries de Fourier ;
- d) d'effectuer des calculs statistiques, etc...

Conditions. - Selon les qualifications et l'expérience, le salaire variera entre fr. ss. 7.200 et 9.720 — plus diverses allocations. Semaine de travail de 40 heures réparties sur 5 jours. Congé annuel de 24 j. ouvrables. Les personnes intéressées et compétentes sont priées de demander le questionnaire de candidature au Bureau du Personnel, du CERN, Villa de Cointrin, Cointrin-Genève.

Publ. GEAD

INVERSEURS à contacts en argent massif

Trois positions
avec point mort au centre
10 A, 110 V - 5 A, 250 V



Tous les interrupteurs et inverseurs, unipolaires et bipolaires à cosses et à vis de 2 A à 10 A

Appareillage Professionnel
Radioélectrique

Ets Jean ROGERO

MONTPEZAT-DE-QUERCY (Tarn-&Gar.) Tél. 8

Dépôt :

162, avenue de Stalingrad, 162
L'HAY-LES-ROSES - Tél. ROB. 32-21

SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE Radio-Télévision

Le Salon est organisé par :

- le S.I.P.A.R.E. (Syndicat des Industries de Pièces Détachées et Accessoires Radioélectriques et Electroniques) ;
- la Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, Transformateurs, Appareils Electriques et Electroniques de Mesure et de Contrôle ;
- le S.C.A.R.T. (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio et Téléviseurs) ;
- le S.I.T.E.L. (Tubes électroniques) ;
- le Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs électriques fixes.

Invitation

Nous invitons nos lecteurs de la Métropole, de l'Union Française et de l'Etranger, à visiter le Salon National de la Pièce Détachée Radio-Télévision, qui aura lieu à Paris, au Parc des Expositions, Porte de Versailles, du 11 au 15 mars inclus.

L'ONDE ÉLECTRIQUE.

SALON
RÉSERVÉ
AUX
PROFESSIONNELS

Découpez cette invitation; elle sera valable pour votre entrée gratuite au SALON

Y.A.

PRINCIPES DU SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEUR SIMULTANÉE N.T.S.C.

PAR

M. Charles HIRSCH

INTRODUCTION :

L'objet de cet article est d'exposer les principes du système de télévision en couleur simultanée qui a été développé par le « *National Television System Committee* » (NTSC), et qui est maintenant en exploitation aux Etats-Unis. Ce système est « compatible ». Cela signifie, que les images de télévision en couleur peuvent également être reçues en noir et blanc, par les récepteurs existants, sans qu'il y ait lieu de les modifier. Inversement, les récepteurs de télévision en couleur peuvent aussi recevoir en noir et blanc les images transmises par les systèmes de télévision monochrome.

Brièvement, le principe du système consiste à ajouter la couleur aux images en noir et blanc, de la même manière, qu'un photographe colore des clichés à l'aide de crayons de couleur ou de peinture.

L'exposé qui suit se rapporte au standard utilisé aux Etats-Unis, dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

- a) 525 lignes entrelacées une fois sur deux ;
- b) 60 trames, donc 30 images par seconde ;
- c) modulation négative ;
- d) largeur de bande du canal de transmission, égale à 6 Mc/s ;
- e) le son est transmis en modulation de fréquence à l'aide d'une fréquence porteuse supérieure de 4,5 Mc/s à la fréquence porteuse image.

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES.

La reproduction de la couleur exige la définition des trois quantités indépendantes, que sont les intensités respectives des trois couleurs primaires, rouge, vert et bleu. Pour un système de télévision en couleur, il pourrait en résulter l'emploi de trois dispositifs complets de reproduction d'image, relatifs à chaque couleur primaire. Néanmoins, il est un fait, que si l'œil peut distinguer de petits changements de brillance (à la fois dans l'espace et dans le temps), il est, par contre, beaucoup moins sensible aux chan-

gements de couleur. C'est pourquoi, il n'est pas nécessaire que les images en couleur contiennent trois fois plus d'informations que les images monochromes.

En fait on peut obtenir une image en couleur satisfaisante avec très peu plus d'information (10 à 80 %), que pour la même image monochrome^{1,2,3}. Pour parvenir à ce résultat, la couleur est exprimée en une autre série de trois quantités : brillance, longueur d'onde dominante et pureté (qui correspondent à clarté, nuance et saturation) ; et l'image en couleur est transmise comme une image monochrome complètement définie, à laquelle on ajoute l'information minimum requise par la couleur.

Dans le système de télévision en couleur, développé par le « N T S C », l'information est transmise au moyen de deux signaux simultanés. L'un des deux est appelé signal de brillance (luminance), et porte toute l'information brillance (clarté). Il est transmis actuellement par le standard FCC pour la télévision en noir et blanc, et peut être reçu par un récepteur monochrome sans modification.

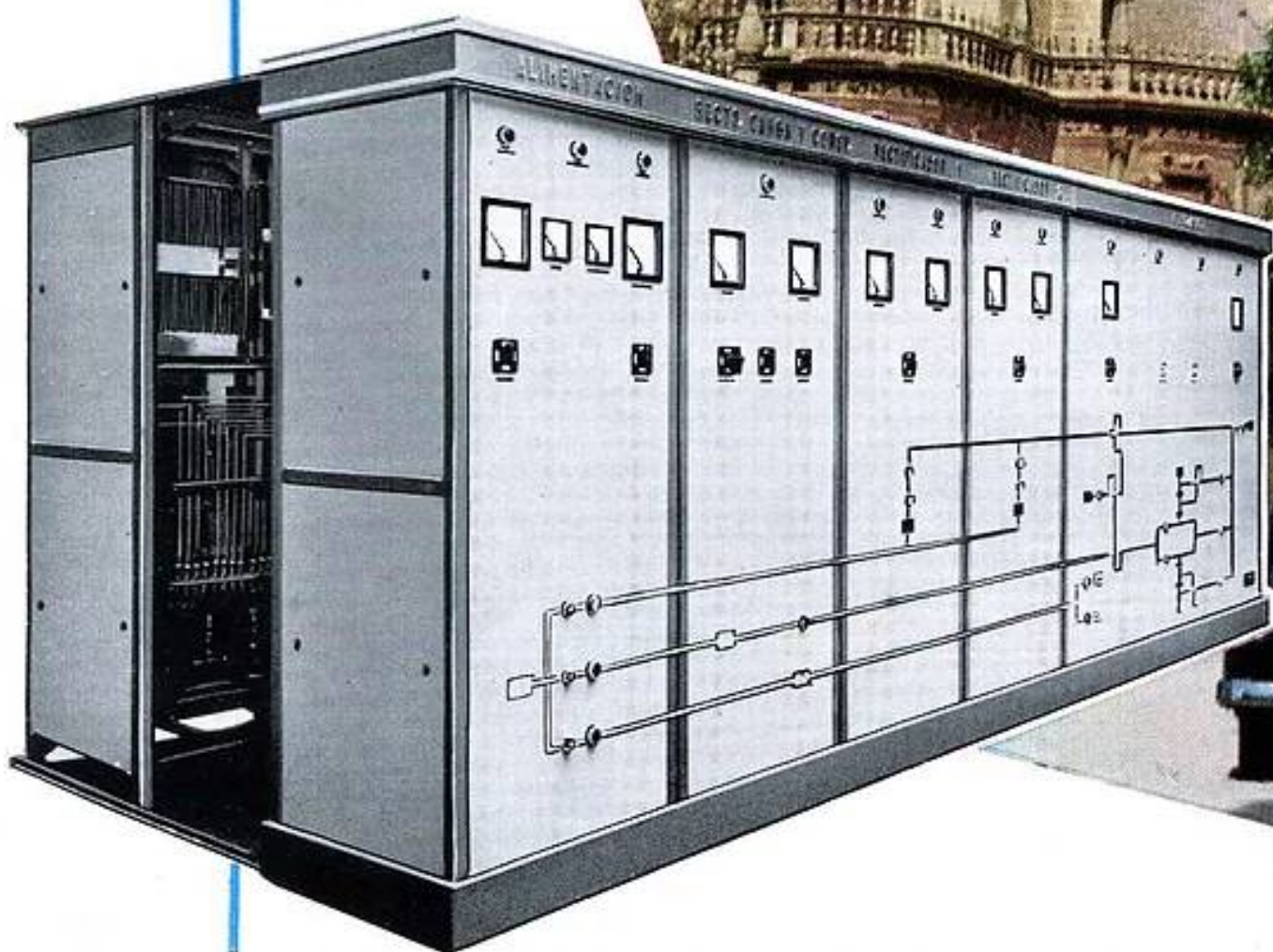
L'autre signal est appelé « Sous-porteuse couleur » (chrominance Subcarrier). Ce signal porte l'information couleur, qui peut être électriquement ajoutée au signal de brillance, et qui, appliqué à un tube récepteur tricolore, permettra la reproduction de l'image en couleur.

Ces signaux sont constitués de telle façon, que chaque élément d'image est reproduit instantanément dans sa propre couleur, et non séquentiellement. Ainsi, le pourpre résulte d'une combinaison simultanée du rouge et du bleu, et non de la superposition d'une trame rouge et d'une trame bleue comme dans le système de télévision séquentielle.

PARTAGE DE LA BANDE DE FRÉQUENCE ENTRE LES SIGNAUX DE BRILLANCE ET DE COULEUR.

Les signaux de brillance et de couleur, occupent la même bande de fréquence, que celle qui est normalement nécessaire à la transmission des images monochromes. Cela est possible, parce que le spectre des images de télévision se compose essentiellement de bandes étroites de fréquences, dont l'énergie

redresseurs



* RÉSEAUX TÉLÉPHONIQUES D'ESPAGNE

L.M.T.

46, QUAI DE BOULOGNE - BOULOGNE-BILLANCOURT (SEINE) - TEL. : + MOL. 50-00

est en grande partie concentrée, près des harmoniques de la fréquence de balayage ligne (harmoniques pairs de la fréquence moitié de balayage ligne)^{2,5,6}.

Ce spectre résulte du découpage des images de télévision en lignes successives ; chaque image contient de ce fait, une très grande quantité de

à un harmonique impair de cette même fréquence, et dont les bandes latérales de modulation viennent s'intercaler entre les faisceaux du signal monochrome (lignes C et D).

Les récepteurs de télévision en noir et blanc, qui reçoivent ce signal, reproduisent uniquement l'image monochrome, parce que le signal de couleur tend à s'annuler de lui-même.

La figure 3 montre comment cela s'effectue.

La figure 3 (A) représente un signal modulateur monochrome dont la fréquence correspond à un harmonique pair de la demi-fréquence ligne. Par définition, la période du balayage ligne (égale à 63,5 µs) contient donc un nombre entier de périodes de ce signal. Par conséquent, ce signal se retrouve en phase pour des lignes successives, de plus, la

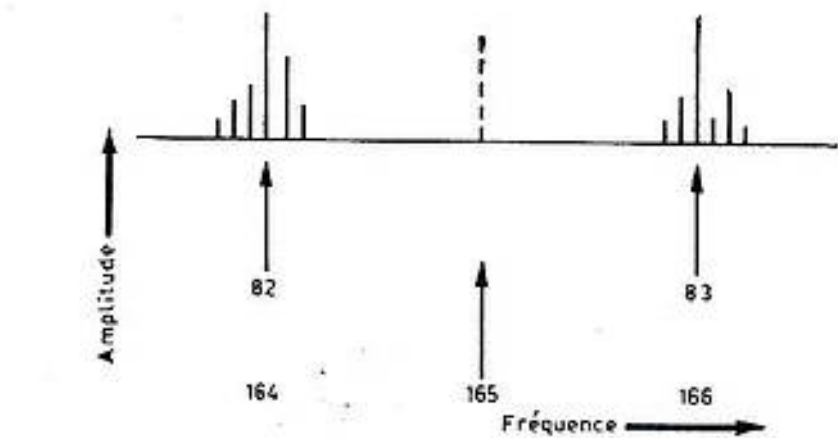


FIG. 1. — Concentration de l'énergie dans un signal de télévision. Les nombres du haut sont harmoniques de la fréquence ligne et les nombres du bas, harmoniques de la demi-fréquence ligne.

redondances ; et son spectre peut, par conséquent, être exprimé approximativement par une série de Fourier.

Le spectre du signal de couleur comporte également de semblables concentrations d'énergie, et il est possible, de les intercaler avec celles du spectre monochrome. Pour cela il suffit de les localiser aux

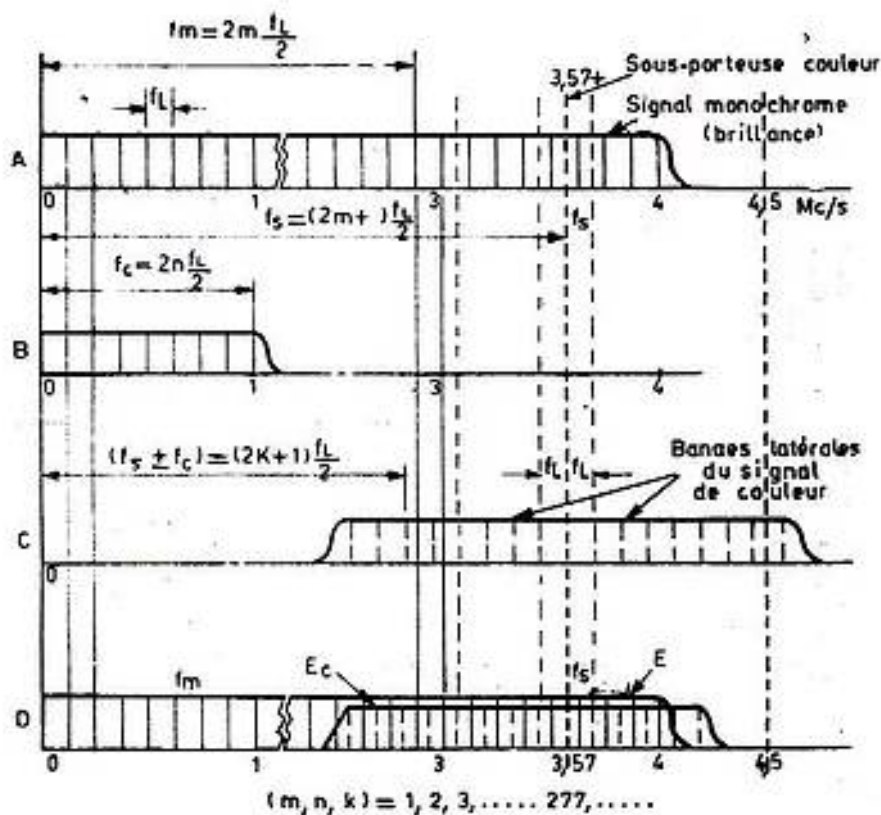


FIG. 2. — Bandes de fréquences occupées par les signaux monochromes et de couleur.

fréquences correspondant aux harmoniques impairs de la fréquence moitié de balayage ligne, comme le montre la figure 1.

La figure 2 montre le spectre video d'une image en couleur complète. Il se compose d'un signal monochrome, (ligne A) constitué par des faisceaux d'énergie, localisés près des harmoniques pairs de la fréquence moitié de balayage ligne ($\frac{f_L}{2}$), et d'une sous-porteuse couleur à 3,57 Mc/s, correspondant

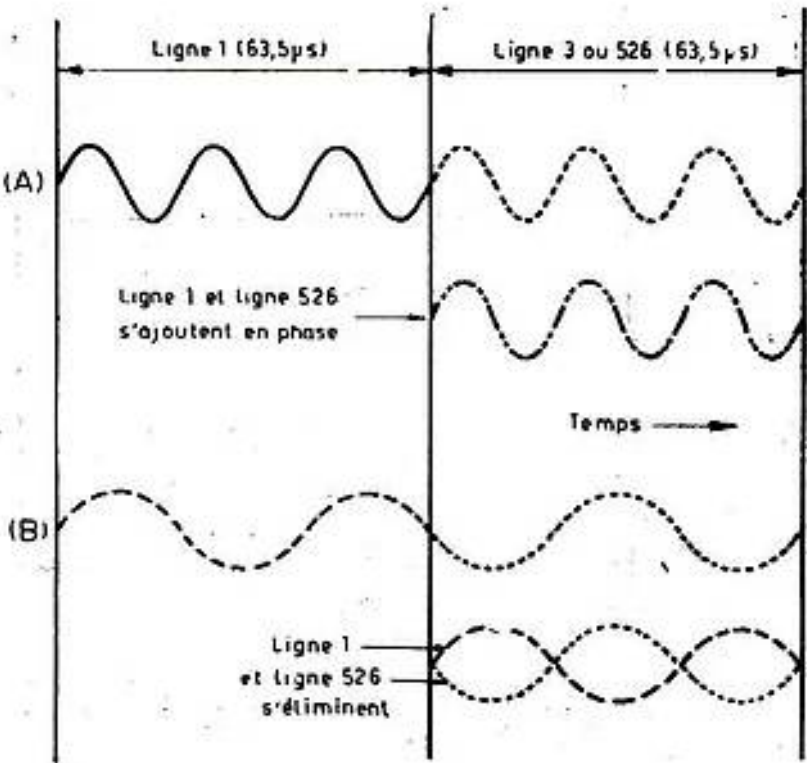


FIG. 3. — Elimination de l'information couleur : (A) les harmoniques pairs de la demi-fréquence ligne se renforcent mutuellement. (B) les harmoniques impairs s'effacent.

première ligne de l'image suivante (ligne 526) vient renforcer la ligne 1. D'un autre côté la figure 3 (B) montre un signal modulateur correspondant à l'information « couleur ».

Comme on l'a déjà indiqué, ce signal a une fréquence qui est harmonique impair de la demi-fréquence ligne.

Par définition, une période du balayage ligne contiendra un nombre entier de périodes plus une demie de ce signal.

Il en résulte une opposition de phase pour des lignes successives à l'intérieur de chaque trame (c'est-à-dire lignes 1,3,5, etc... dans la trame 1 et lignes 2,4,6, etc..., dans la trame 2).

Ces lignes vues à distance, ont ainsi tendance à s'éliminer mutuellement. De plus, la ligne 526 (première ligne de l'image suivante) éliminera l'information apportée par la ligne 1.

Cet effacement serait complet, si le système était linéaire, et si la persistance de la sensation reçue

SFME

PANTIN

TRANSFORMATEUR d'ISOLEMENT

120.000 volts



VILLAUME (S.F.E.U.-I.G.F.)

pour balisage d'antenne

62, RUE DENIS-PAPIN * Tél. NORD. 47-62

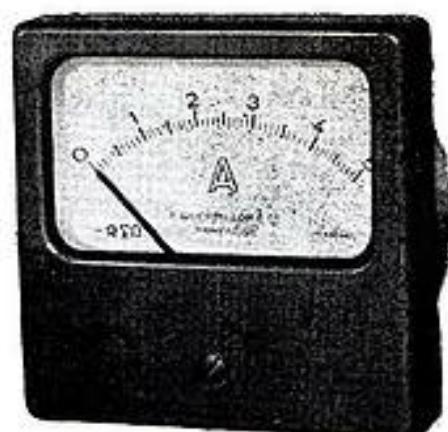
F. GUERPILLON & C^{ie}

Société à responsabilité limitée au capital de 27 millions

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

BUREAUX
ET
ATELIERS
64, Av. A. Briand
MONTROUGE
(Seine)

Tél. ALésia + 29.85
(3 lignes)



Pour la BELGIQUE :

S^{TE} BELGE GUERPILLON
11, Rue Bara, à BRUXELLES - MIDI — Tél. 21-06-01

APPAREILS
DE TABLEAUX DE CONTROLE ET DE LABORATOIRE
APPAREILS SPÉCIAUX TROPICALISÉS

Nouveau catalogue franco sur demande

PUBL. RAPPY

RELAIS SUBMINIATURES UGON

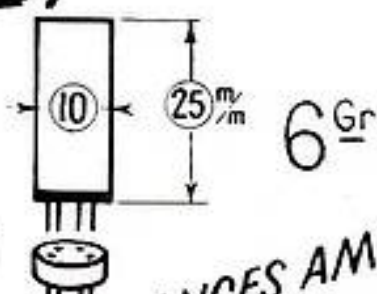
BREVETÉS S.G.D.G.

- SENSIBILITÉ 2 milliwatts
- POUVOIR DE COUPURE 24 v. 0,5A
- TROPICALISÉ (Soudures métal-verre)
- MONTAGE A VOLONTÉ sur support subminiature rond normal ou fils à souder



LE UGON 2

AUX PERFORMANCES AMÉLIORÉES



LE PROTOTYPE MÉCANIQUE - 16, bis, Rue Georges-Pitard
Paris-15^e - VAU 38-03

PUBL. RAPPY

V. JEAN-LOUIS

L'INGÉNIEUR DU SON

Radiodiffusion — Cinéma — Télévision

- Acoustique Psychotechnique
- La prise de Son.
- Les fonctions.

Un ouvrage de 300 pages — illustré

Editions CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

POTENTIOMÈTRES



- GRAPHITÉS OU BOBINÉS
- ÉTANCHES OU STANDARDS
- A PISTE MOULÉE

Variohm

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-&-O.) - Tél. MAL. 24-54

Publ. RAPPY

par l'œil était intégrale d'une image à la suivante. Pratiquement, ce n'est pas tout à fait le cas, et l'œil n'efface que la partie du signal de couleur, qu'il a retenu d'une image à l'autre. Pour cette raison, une partie seulement de l'amplitude de l'information « couleur » est éliminée.

Aussi, si le signal de couleur est transmis à niveau trop élevé, les crêtes de la sous-porteuse et des bandes latérales apparaîtront sous formes de « points » sur un récepteur monochrome.

C'est pourquoi, on a choisi une fréquence élevée (3,579545 Mc/s) comme sous-porteuse couleur. Comme cette fréquence est déjà considérablement atténuée dans les récepteurs monochromes existants on peut la transmettre sans inconvénient à niveau élevé. De cette façon, on rend pratiquement invisibles les « points » sur les récepteurs monochromes,

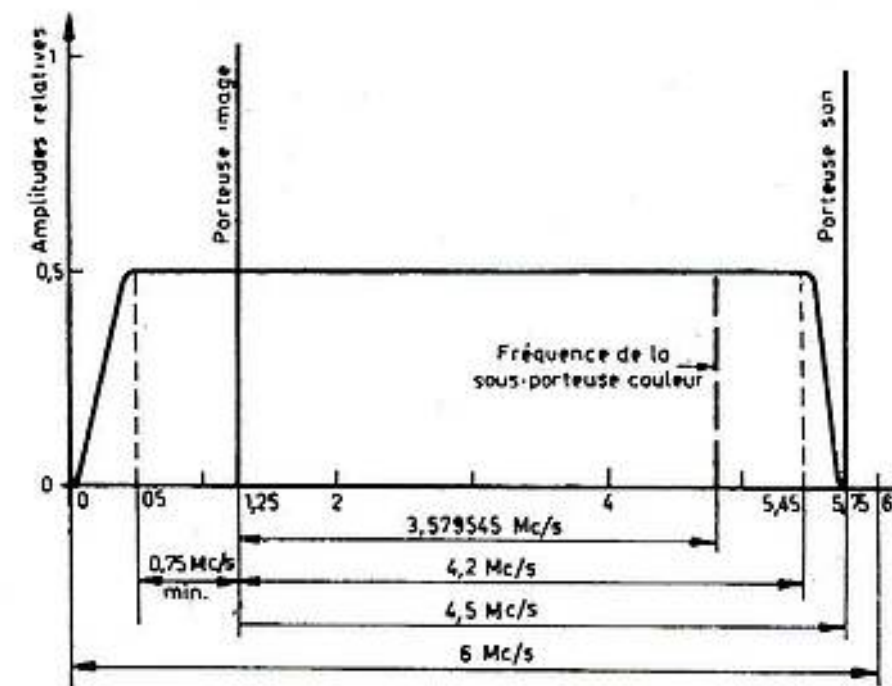


FIG. 4. — Caractéristique d'amplitude idéale de transmission d'image (Amplitude de la porteuse-image égale à 1).

tout en assurant une valeur suffisante au rapport signal/bruit dans les récepteurs de télévision en couleur. La fréquence porteuse choisie pour transmettre la couleur est égale au 455^e harmonique de la demi-fréquence ligne (voir figure 2).

La figure 4 montre la position des porteuses images, et son, et de la sous-porteuse couleur, à l'intérieur des 6 Mc/s du canal de transmission.

SIGNAL DE BRILLANCE (luminance).

La tension du signal de brillance, E_Y , peut être obtenue directement, à l'aide d'une caméra, dont la sortie est proportionnelle à la brillance. Plus généralement, ce signal est obtenu, par combinaison des tensions (E_R , E_V , et E_B relatives aux primaires rouge, vert et bleu) que délivre une caméra tricolore. Dans ce dernier cas, les trois composantes sont combinées proportionnellement à leur contribution à la brillance totale :

$$E_Y = 0,59 E_V + 0,30 E_R + 0,11 E_B \quad (1)$$

Cette expression indique, que les primaires (1) vert, rouge et bleu, contribuent respectivement,

(1) Les primaires standard sont : rouge : $x = 0,670$; $y = 0,330$; vert : $x = 0,210$; $y = 0,710$; bleu : $x = 0,140$; $y = 0,080$ (voir figure 5).

pour 59, 30 et 11 pour cent, à la brillance de la lumière blanche (définie par les coordonnées chromatiques $x = 0,310$; $y = 0,316$, de la source Standard C).

Remarquons que la somme des facteurs numériques de l'équation (1) est égale à l'unité.

Le système est d'autre part proportionné de façon que le blanc soit obtenu quand $E_R = E_V = E_B$. En substituant dans l'équation (1), on obtient donc pour la lumière blanche :

$$E_Y = E_R = E_V = E_B \quad (1a)$$

Quand il n'y a pas de couleur, il est évidemment souhaitable que l'information « couleur » disparaisse.

Aussi la transmet-on à l'aide des deux composantes ($E_R - E_Y$) et ($E_B - E_Y$) qui sont appelées signaux « différence de couleur » (color-difference signals)¹⁰.

De l'équation (1) on tire dans le cas de la lumière blanche (pas de couleur) :

$$(E_R - E_Y) = 0 = (E_B - E_Y).$$

SIGNAUX « différence de couleur ».

C'est parce que l'œil est insensible aux détails fins, en ce qui concerne la couleur, que ces signaux ont été limités en bande de fréquence.

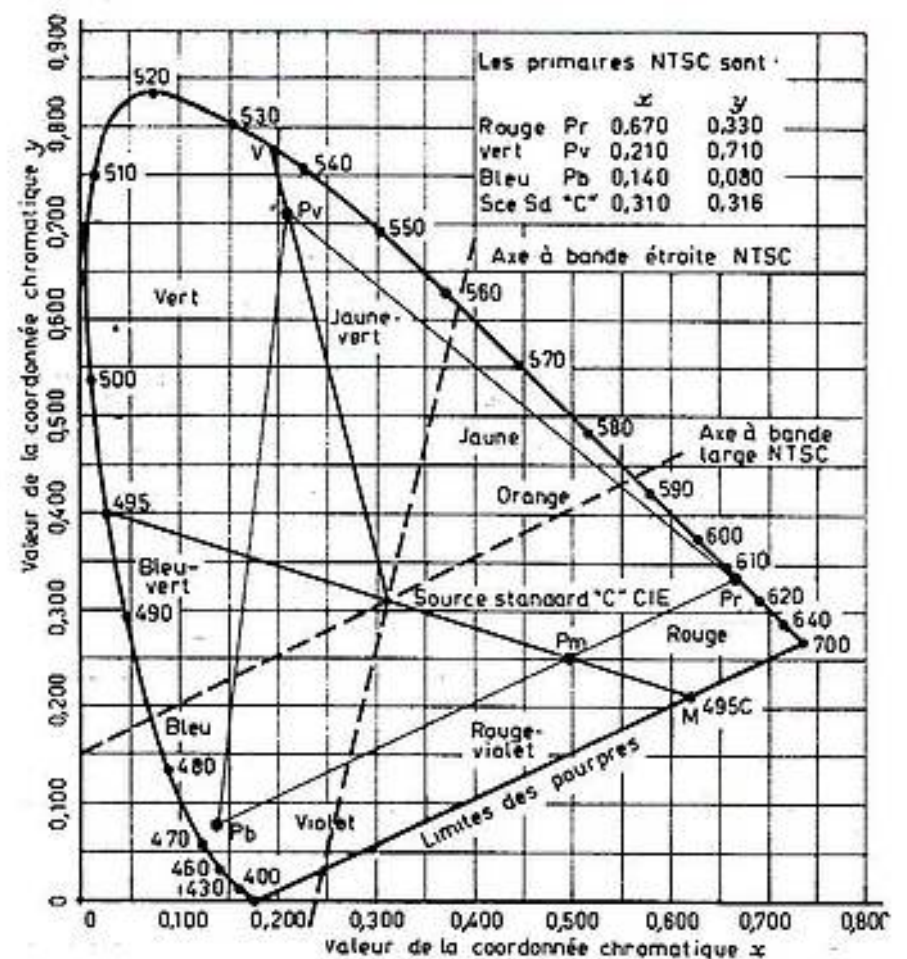


FIG. 5. — Diagramme chromatique CIE

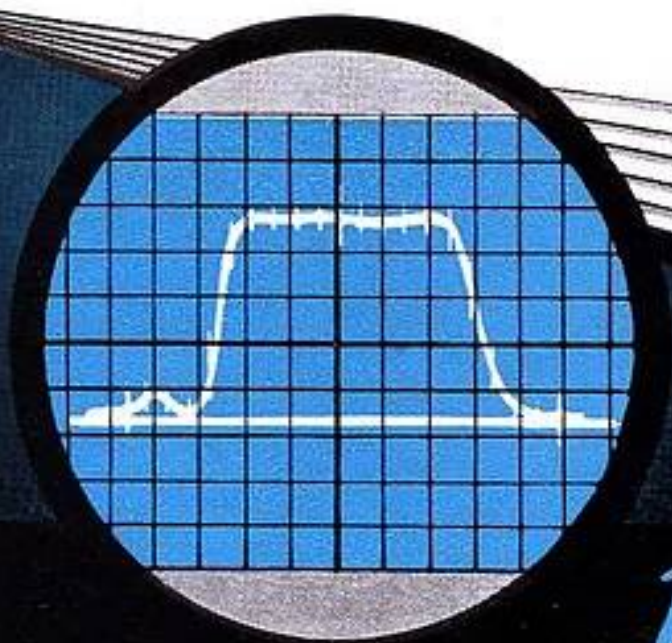
On a trouvé que l'œil était moins sensible aux détails de couleur, dans la région moyenne reliant le jaune-vert au pourpre, axe chromatique (appelé axe Q), que pour celles situées sur l'axe reliant l'orange au cyan (bleu-vert) (appelé axe I) (voir figure 5). Les signaux « différence de couleur »

APPAREILS ÉLECTRONIQUES DE MESURE ET DE CONTROLE INDUSTRIEL

Ribet Desjardins



13, RUE PÉRIER
MONTROUGE - SEINE
ALE. 24-40 (5 Lignes)



OSCILLOSCOPES
GÉNÉRATEURS
WOBULATEURS
COMMUTATEURS
CONTROLE INDUSTRIEL

*Un matériel de classe internationale
toujours adapté aux besoins des techniques modernes*

correspondant à ces axes sont respectivement appelés E_Q et E_I . Ils sont liés aux expressions $E_R - E_Y$ et $E_B - E_Y$ par les relations suivantes :

$$E_Q = 0,48 (E_R - E_Y) + 0,41 (E_B - E_Y) \quad (2a)$$

$$E_I = 0,74 (E_R - E_Y) - 0,27 (E_B - E_Y) \quad (2b)$$

Par conséquent E_Q peut être (et est) transmis avec une bande de fréquence d'environ 0,5 Mc/s, tandis que pour E_I on utilise une bande d'environ 1,3 Mc/s ou plus.

Cette façon de procéder, permet d'éliminer les défauts que l'on constaterait aux frontières séparant deux couleurs, comme on le montrera plus loin.

Puisque les dispositifs existants, ne peuvent fonctionner qu'en fonction des primaires rouge, vert et bleu, le récepteur doit reconvertir E_Q et E_I en $E_R - E_Y$, $E_B - E_Y$, et $E_V - E_Y$.

Bien qu'il n'apparaisse pas explicitement, le vert, quand il existe, est également transmis par ces signaux. Il est, selon l'équation (1), le principal composant de E_Y . Au récepteur, qui reçoit $(E_R - E_Y)$ et $(E_B - E_Y)$, on peut obtenir $(E_V - E_Y)$ par mélange de $-0,51 (E_R - E_Y)$ et $-0,19 (E_B - E_Y)$ de la façon exposée ci-dessous.

En remplaçant E_Y par sa valeur tirée de l'équation (1), nous obtenons :

$$\begin{aligned} & -0,51 (E_R - E_Y) - 0,19 (E_B - E_Y) \\ = & -0,51 (-0,59 E_V + 0,70 E_R - 0,11 E_B) \\ & -0,19 (-0,59 E_V - 0,30 E_R + 0,89 E_B) \\ = & 0,41 E_V - 0,30 E_R - 0,11 E_B \\ = & E_V - (0,59 E_V + 0,30 E_R + 0,11 E_B) \\ = & E_V - E_Y \end{aligned} \quad (3)$$

Dans le récepteur on ajoute aussi le signal de brillance à chaque signal « différence de couleur » de la façon suivante :

$$(E_R - E_Y) + E_Y = E_R \quad (4a)$$

$$(E_B - E_Y) + E_Y = E_B \quad (4b)$$

$$(E_V - E_Y) + E_Y = E_V \quad (4c)$$

Pour appliquer finalement les tensions E_R , E_B et E_V , respectivement entre les grilles de contrôle et les cathodes des trois canons à électron du tube tricolore, il suffit d'appliquer E_Y à une électrode et le signal « différence de couleur » à l'autre.

BRILLANCE CONSTANTE DU SYSTÈME 10.

Toutes les variations de brillance sont apportées par E_Y . Comme le montre le raisonnement suivant, les trois signaux « différence de couleur », agissant ensemble, ne contribuent pas aux variations de brillance.

Supposons que la variation de brillance, produite par chaque canon, soit directement proportionnelle à la tension appliquée. Dans ce cas les variations produites par les signaux « différence de couleur » sont :

$$a) \text{ pour le canon vert } Y_V = K \times 0,59 (E_V - E_Y)$$

$$b) \text{ pour le canon rouge } Y_R = K \times 0,30 (E_R - E_Y)$$

$$c) \text{ pour le canon bleu } Y_B = K \times 0,11 (E_B - E_Y),$$

où K est une constante de transfert qui a pour dimensions, des « foot-lamberts » par volt ; et les coefficients 0,59, 0,30, et 0,11 sont les mêmes que dans l'équation (1).

La variation totale de brillance, Y_{CD} , produite par les signaux « différence de couleur » est donc :

$$Y_{CD} = Y_V + Y_R + Y_B = K (0,59 E_V + 0,30 E_R + 0,11 E_B - E_Y)$$

Mais comme d'après (1) :

$$0,59 E_V + 0,30 E_R + 0,11 E_B = E_Y$$

On obtient finalement :

$$Y_{CD} = K (E_Y - E_Y) = 0$$

Cette discussion montre bien que dans le cas d'un système linéaire, les signaux « différence de couleur », lorsqu'ils agissent ensemble, ne contribuent pas aux variations de lumière. Pour cette raison, ce système est considéré comme étant à brillance constante.

CORRECTION GAMMA.

La discussion précédente est très simplifiée, parce que, la diffusion de la lumière (L) de l'image reproduite sur l'écran du tube n'est pas directement proportionnelle à la tension d'entrée (E), mais varie approximativement comme une puissance (γ) de cette entrée :

$$L = K E^\gamma \quad (5)$$

Les tensions appliquées au tube devront, en conséquence, être pré-corrigées au moyen d'un procédé appelé « Correction Gamma ».

Un moyen d'effectuer cette correction consiste à transmettre les signaux suivants :

1) Un signal monochrome constitué par les tensions primaires corrigées tel que :

$$E'_Y = 0,59 E_V^{1/\gamma} + 0,30 E_R^{1/\gamma} + 0,11 E_B^{1/\gamma} \quad (6)$$

2) Les deux signaux « différence de couleur » :

$$(E_R^{1/\gamma} - E'_Y) \text{ et } (E_B^{1/\gamma} - E'_Y).$$

Note. On utilise aussi bien les symboles prime, tel que E' , que les symboles $E^{1/\gamma}$ pour désigner la correction gamma.

UNE RÉALISATION FRANÇAISE

DE CLASSE INTERNATIONALE

MESURE DES FRÉQUENCES

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES FRÉQUENCES (F), DE
0 A 100.000 Hz
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{F}{100.000} \pm \frac{1}{T}$ (T = TEMPS
DE MESURE, COMPRIS
ENTRE 0,01 ET 10 SEC.)

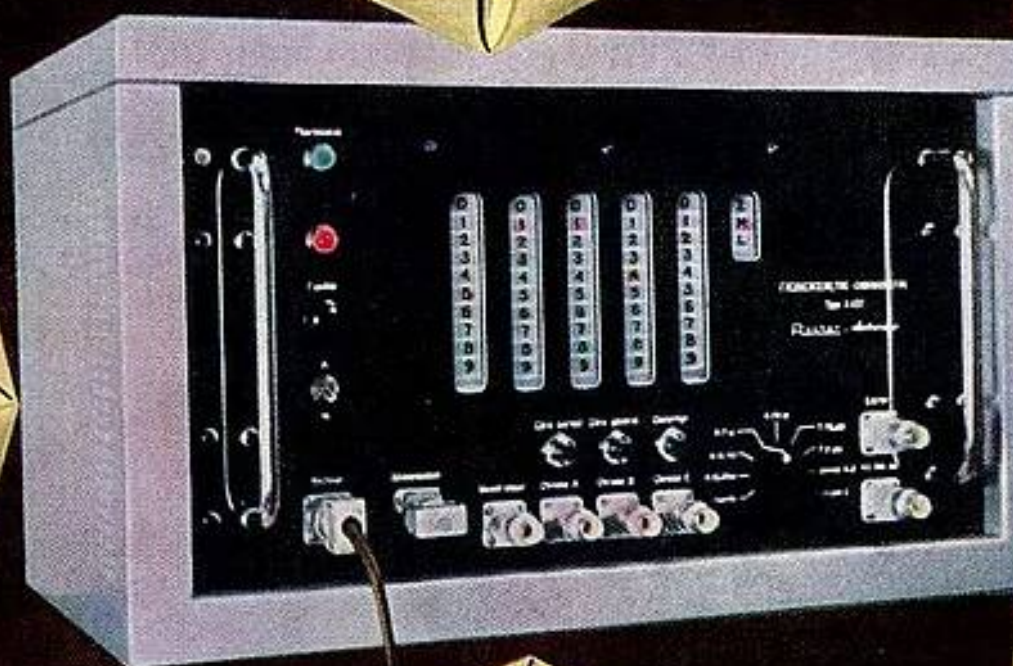
précision
 $\pm 10^{-5}$

FRÉQUENCEMÈTRE
TACHYMÈTRE
CHRONOMÈTRE
PÉRIODEMÈTRE
ÉLECTRONIQUE

MODÈLE **A-477**

MESURE DES VITESSES

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES VITESSES DE ROTATION (V)
EN TOURS/MINUTE
A L'AIDE DE GÉNÉRATRICES
D'IMPULSIONS A-064/60
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{V}{100.000} \pm \frac{1}{T}$ (T = TEMPS
DE MESURE, COMPRIS
ENTRE 0,01 ET 10 SEC.)



MESURE DES TEMPS

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES INTERVALLES DE TEMPS (T)
EN DIZAINES DE
MICROSECONDES
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{T}{100.000} \pm 10$ MICRO-
SECONDES
CAPACITÉ DE COMPTAGE
100.000 SECONDES

INDUSTRIES ET LABORATOIRES

Applications de la Basse Fréquence, Électromécanique, Aéronautique, Automobile, Industrie horlogère...
Mesure précise des B.F. et T.B.F. de 0 à 100.000 Hz.
Étude des filtres B.F.
Mesure précise des intervalles de temps.
(Balistique - Contrôle des relais, contacteurs, retardateurs, etc.)
Mesure précise des vitesses de rotation (0 à 100.000 tours/minute)
Contrôle instantané et précis de la fréquence des Réseaux.
Documentation technique et offres de fournitures sur demande à :

MESURE DES PÉRIODES

(PROCÉDÉ DE MESURE
DE HAUTE PRÉCISION
DES T.B.F.)
LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DE LA DURÉE DE PÉRIODES
EN MICROSECONDES
OU DIZAINES DE
MICROSECONDES
(SUIVANT MODÈLE)

Rochar

électronique

71, RUE RACINE - MONTROUGE - SEINE - TÉL : ALÉ. 00-07

SIGNAL DE COULEUR COMPLET.

La figure 6, montre le schéma théorique d'un dispositif complet de production de signaux de télévision en couleur, dans lequel on utilise des corrections gamma individuelles sur chaque tension primaire. Ces tensions sont ensuite combinées pour former le signal monochrome et les signaux « différence de couleur ».

Ou encore ce qui est essentiellement la même chose, en constituant cette onde de deux composantes en quadrature, dont les amplitudes sont modulées respectivement par chaque information.

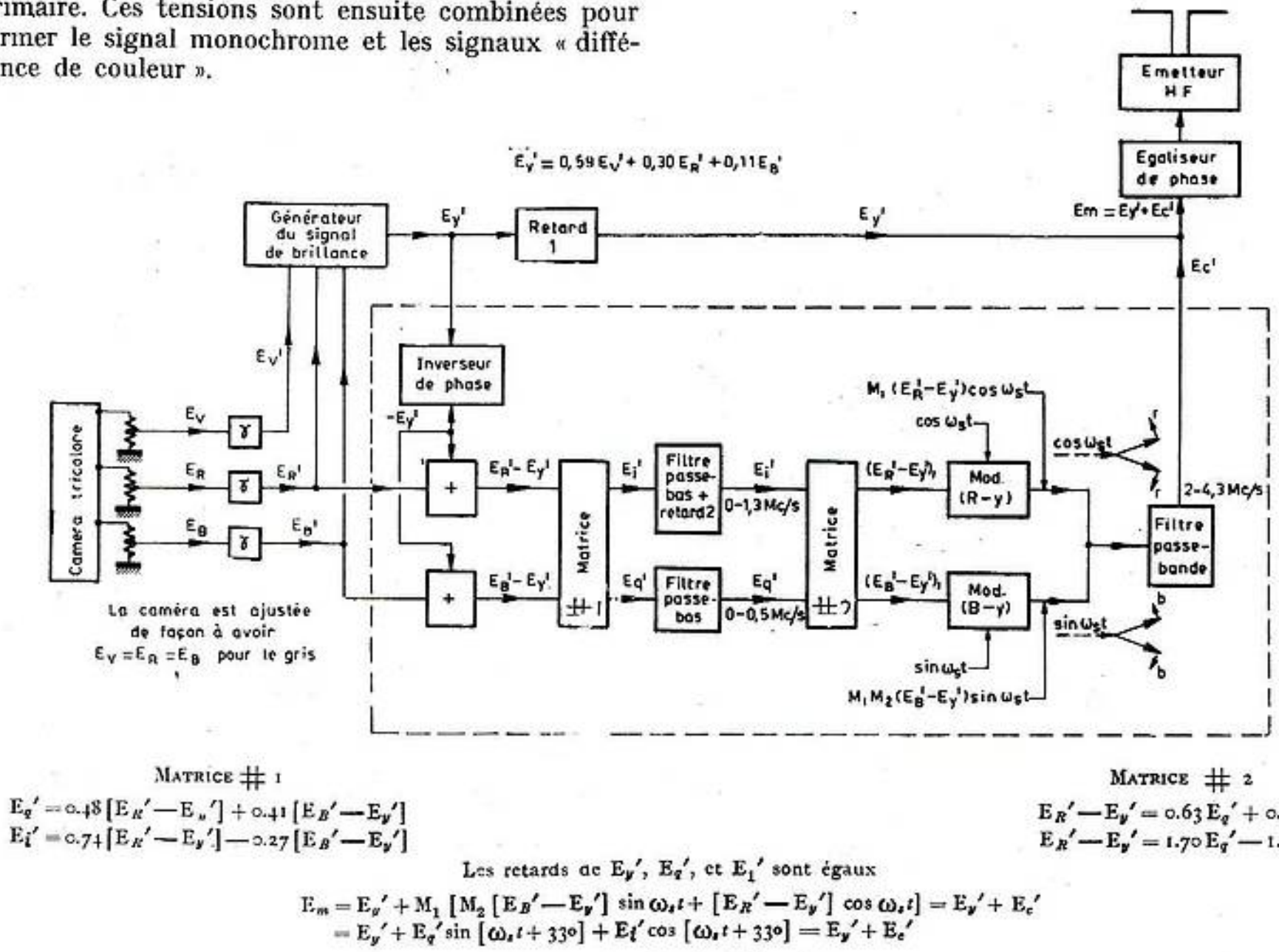


FIG. 6. — Schéma théorique d'un émetteur

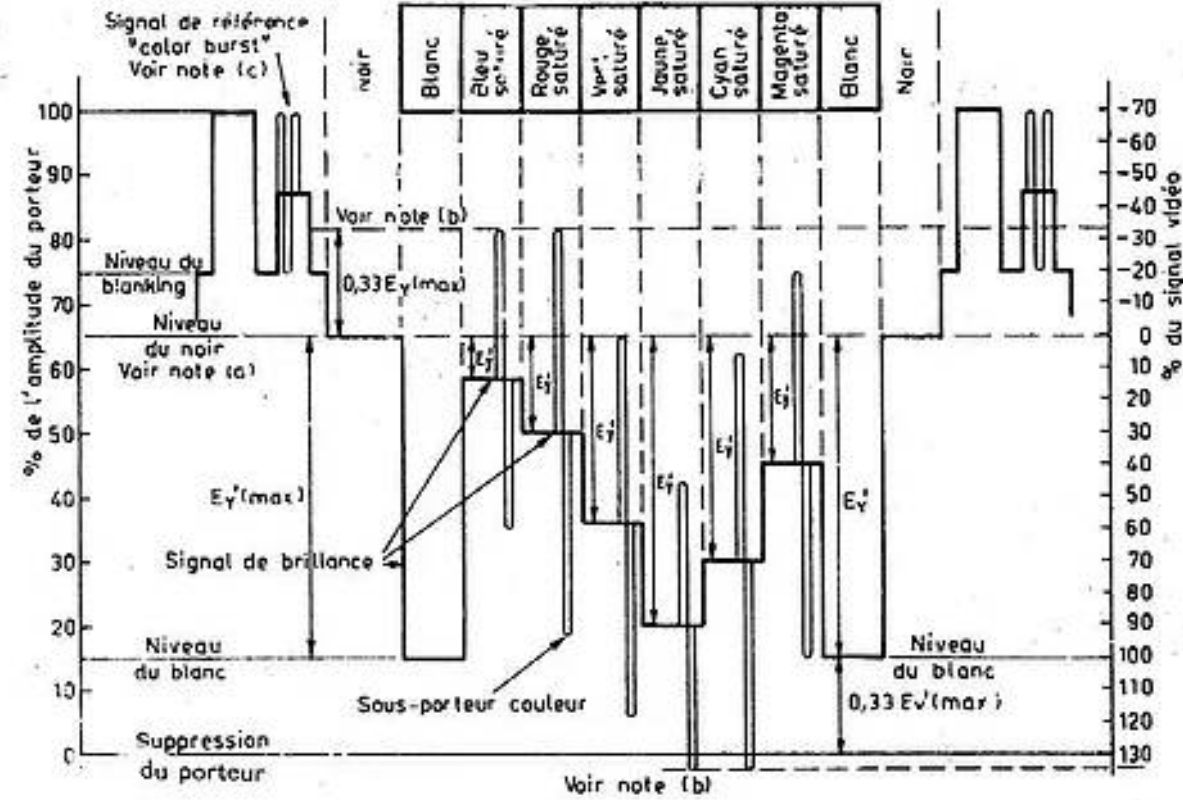
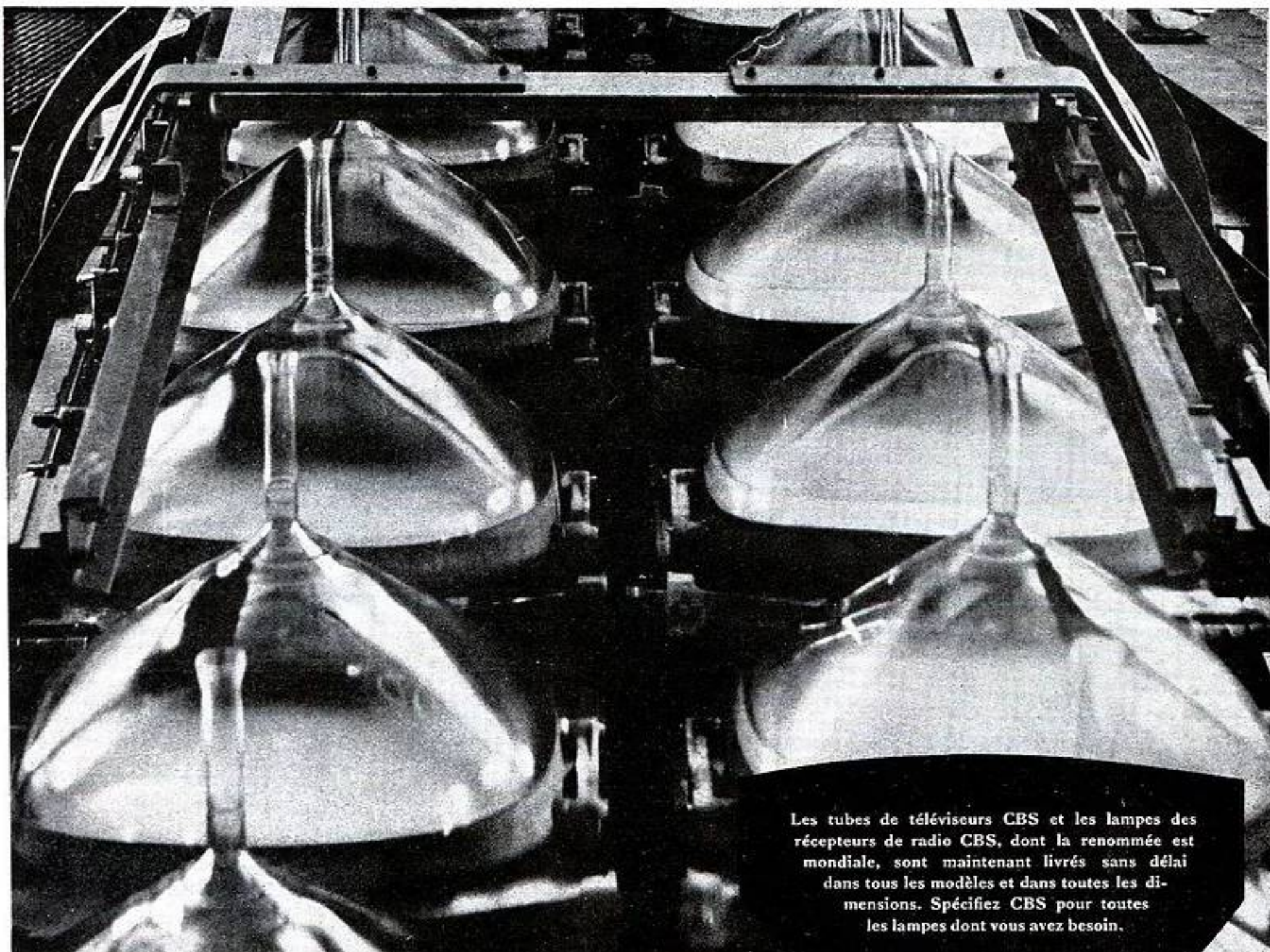


FIG. 7. — Signal de couleur N.T.S.C. complet pour une ligne dans le cas de barres de couleurs saturées de brillance maximum.

Il est possible de transmettre deux informations différentes avec une onde sinusoïdale. Par exemple, en modulant son amplitude avec l'une, et sa phase avec l'autre.

Chaque modulation, peut ensuite être reconstituée, à l'aide d'un montage hétérodyne, auquel on applique, d'une part l'onde modulée, et d'autre part une onde sinusoïdale de même fréquence en phase



Les tubes de téléviseurs CBS et les lampes des récepteurs de radio CBS, dont la renommée est mondiale, sont maintenant livrés sans délai dans tous les modèles et dans toutes les dimensions. Spécifiez CBS pour toutes les lampes dont vous avez besoin.

CBS

, la première marque du monde en appareils de radio et de télévision,

FABRIQUE ET LIVRE DES LAMPES POUR TOUTES LES APPLICATIONS

SI VOS LAMPES SONT DES CBS, sachez que rien, dans leur fabrication, n'a été laissé au hasard. Voici, par exemple, un procédé automatique et unique, conçu par les ingénieurs de CBS pour placer sur les lampes de télévision CBS des écrans uniformes à très fine texture.

VOUS AVEZ RAISON DE SPÉCIFIER LAMPES CBS. Vous connaissez leur exceptionnelle qualité et vous savez qu'elles vous seront livrées à la date prévue. Chaque lampe CBS témoigne de l'habileté technique, de l'expérience et des énormes possibilités de fabrication de la Columbia Broadcasting System, le premier réseau de radio et de télévision du monde.



INTERNATIONAL
SUBDIVISION DE LA COLUMBIA BROADCASTING SYSTEM,
488 MADISON AVENUE, NEW-YORK - 22, NEW-YORK,
ADR. TÉLÉGR. " COLUMBINE "

- Tubes de téléviseurs
- Lampes de récepteurs radio
- Lampes de transmission et pour usages spéciaux
- Transistors
- Diodes à cristal

Si vous désirez avoir une documentation technique complète sur une lampe CBS ou sur toute la gamme des lampes CBS, sur les transistors CBS et les diodes à cristal CBS, écrivez ou câblez aujourd'hui même à

CBS International
488 Madison Avenue
New-York 22, New-York
Adresse télégr. " COLUMBINE "

Centralise les activités d'Outre-Mer des disques Columbia (phonographes et disques); CBS Columbia (récepteurs de radio, télévision et postes combinés); CBS-Hytron (lampes radio et télévision, transistors et diodes).

avec le porteur correspondant à la modulation désirée. Ce procédé est quelquefois appelé « détection synchrone », et ne doit pas être confondu avec d'autres formes de détection, qui restituent l'enveloppe de modulation.

La référence de phase de l'onde modulée par les signaux de couleur est transmise à l'aide de quelques périodes de cette onde non modulée, durant le blanking qui suit les impulsions de synchronisation de ligne (voir figure 7)^{8, 15}.

Ce signal est appelé « color burst ». Sa fréquence est donc celle de la sous-porteuse couleur (3.579.545 c/s), et il est à 180° du porteur modulé par la composante « différence de couleur » ($E_B^{1/2} - E_Y$).

La figure 6 montre que ($E_R' - E_Y'$) et ($E_B' - E_Y'$) sont combinées dans la matrice $\#^1$, pour former E_Q' et E_I' , dont les bandes de fréquence, sont respectivement limitées à 0,5 et 1,3 Mc/s. E_Q' et E_I' sont ensuite mélangées de nouveau dans la matrice $\#^2$ pour reformer ($E_R' - E_Y'$) et ($E_B' - E_Y'$).

$(E_B^{1/2} - E_Y')$ module $\sin \omega t$, tandis que $(E_R^{1/2} - E_Y')$

module $\cos \omega t$. Des modulateurs équilibrés sont utilisés, de sorte que la sous-porteuse est supprimée dans le cas de la lumière blanche. Les sorties des deux modulateurs, sont d'abord combinées entre elles, pour former un seul signal « porteur de couleur », qui est ensuite lui-même combiné avec le signal monochrome, pour constituer le signal complet de l'image en couleur E_m dont l'équation est :

$$E_m = E_Y' + M_1 [M_2 (E_B^{1/2} - E_Y') \sin \omega t + (E_R^{1/2} - E_Y') \cos \omega t] \tag{7}$$

Dans cette formule, la référence de phase est $\sin \omega t$ (elle est à 180° du signal de synchronisation de couleur). M_1 détermine l'amplitude de la sous-porteuse couleur par rapport à celle du signal monochrome E_Y' ; et M_2 fixe les proportions relatives des deux composantes « différence de couleur ».

COMPOSITION DU SIGNAL DE COULEUR.

Le sous-comité 13 du N T S C, a fixé la composition du signal de couleur complet, en accordance avec le critérium suivant :

« La composition du signal de couleur doit être telle, qu'à partir des signaux « différence de couleur », rouge et bleu, les primaires définies par le sous-comité 7, puissent être reconstituées directement, par démodulation de deux porteurs en quadrature. De plus les amplitudes relatives des deux signaux « différence de couleur » seront telles, que des surcharges de l'ordre de 1/3 correspondront aux maxima d'intensité des couleurs primaires, définies par le sous-comité 7, ou à leurs complémentaires ».

Ce résultat est obtenu en faisant $M_1 = 0,88$ et $M_2 = 0,56$ dans l'équation (6), qui devient maintenant :

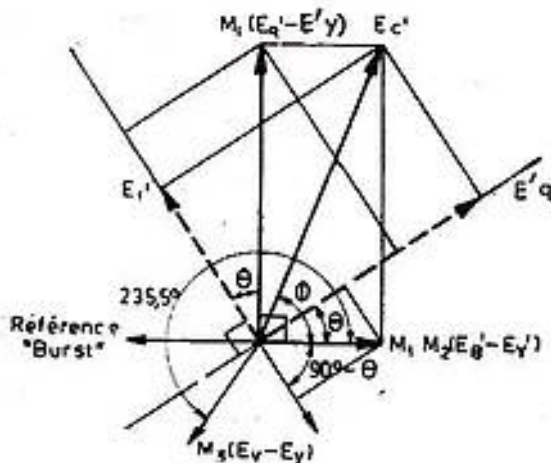
$$E_m = E_Y' + 0,88 [0,56 (E_B^{1/2} - E_Y') \sin \omega t + (E_R^{1/2} - E_Y') \cos \omega t] \tag{7a}$$

Ce signal est montré figure 7, en ce qui concerne une ligne lors de la transmission de barres verticales noires et blanches, et de barres de couleurs saturées bleu, rouge, vert, jaune, cyan et magenta. Les intensités sont mesurées à partir du noir. Sur la figure le blanc correspond à 15 % et le noir à 65 % de l'intensité maximum du porteur; c'est-à-dire une proportion de 50 % pour le signal video complet. Cette proportion n'a été prise que pour illustrer convenablement cet article. Si l'on fait l'amplitude du blanc égale à 1, les barres de couleur sont obtenues comme l'indique le tableau I.

TABLEAU I.

Couleur des barres	noir	blanc	Couleur saturée					
			bleu	rouge	vert	jaune	cyan (bleu-vert)	magenta (pourpre)
composante								
$E_B^{1/2}$	0	1	1	0	0	0	1	1
$E_R^{1/2}$	0	1	0	1	0	1	0	1
$E_V^{1/2}$	0	1	0	0	1	1	1	0
E_Y'	0	1	0,11	0,30	0,59	0,89	0,70	0,41

Sur la figure 7, les valeurs de E_Y' forment une ligne brisée, et quelques périodes de la sous-porteuse couleur modulée sont superposées à E_Y' qui sert de base.



$$E'_c = M_1 \sqrt{M_2^2 [E'_B - E'_Y]^2 + [E'_R - E'_Y]^2} |\Phi| = \sqrt{E'^2_q + E'^2_{I'}} |\Phi|$$

$$\Phi = 33^\circ \text{ ou } \Phi = \text{tg}^{-1} \frac{E'_R - E'_Y}{M_2 [E'_B - E'_Y]} = 33^\circ + \text{tg} \frac{E'_1}{E'_2}$$

$$E'_q = M_1 M_2 [E'_B - E'_Y] \cos \theta + M_1 [E'_R - E'_Y] \cos (90^\circ - \theta)$$

$$E'_1 = M_1 M_2 [E'_R - E'_Y] \cos (90^\circ - \theta) + M_1 [E'_B - E'_Y] \cos \theta$$

FIG. 8. — Diagramme vectoriel du signal de couleur.

Le signal de couleur peut être calculé, en substituant les valeurs données par le tableau I, dans l'équation 7a.

La crête du vert saturé est exactement tangente

Fiches à verrouillage **MÉLODIUM...**



★
...s'adaptant
sur tous les
microphones
MÉLODIUM

- ★ FICHES A ENCASTRER POUR INSTALLATIONS FIXES
- ★ FICHES DE PROLONGATEUR POUR CABLES MICRO

DOCUMENTATION "F" SUR DEMANDE

296, RUE LECOURBE . PARIS 15^e . TÉL. LEC. 50-80 (3 lignes)

au niveau du noir, mais elle correspond à une surmodulation dans la direction du blanc. La crête du magenta saturé est égale au niveau du blanc, mais pénètre dans la région infra-noire. Les crêtes du bleu et du rouge saturés dépassent le niveau du noir d'une quantité égale au tiers de l'amplitude du blanc, tandis que le jaune et le cyan saturés dépassent le blanc de la même quantité.

Les phases relatives des deux bandes latérales sont indiquées sur la figure 6, près des sorties des modulateurs respectifs.

Le diagramme vectoriel des composantes du signal de couleur donné par l'équation 7 est montré

assurant ainsi la coïncidence en temps, dans le second détecteur d'un récepteur type 9. En effet, par suite de la sélectivité du récepteur, les hautes fréquences de modulation où est localisé le signal de couleur, sont retardées par rapport aux basses fréquences. Le signal de couleur complet est ensuite appliqué à l'émetteur H. F. A cause de la caractéristique de fréquence des récepteurs pratiques, la transmission du signal de couleur est, en fait, du type à bande résiduelle (voir figure 2).

RÉCEPTEUR DE COULEUR.

La figure 9 montre le schéma théorique d'un récep-

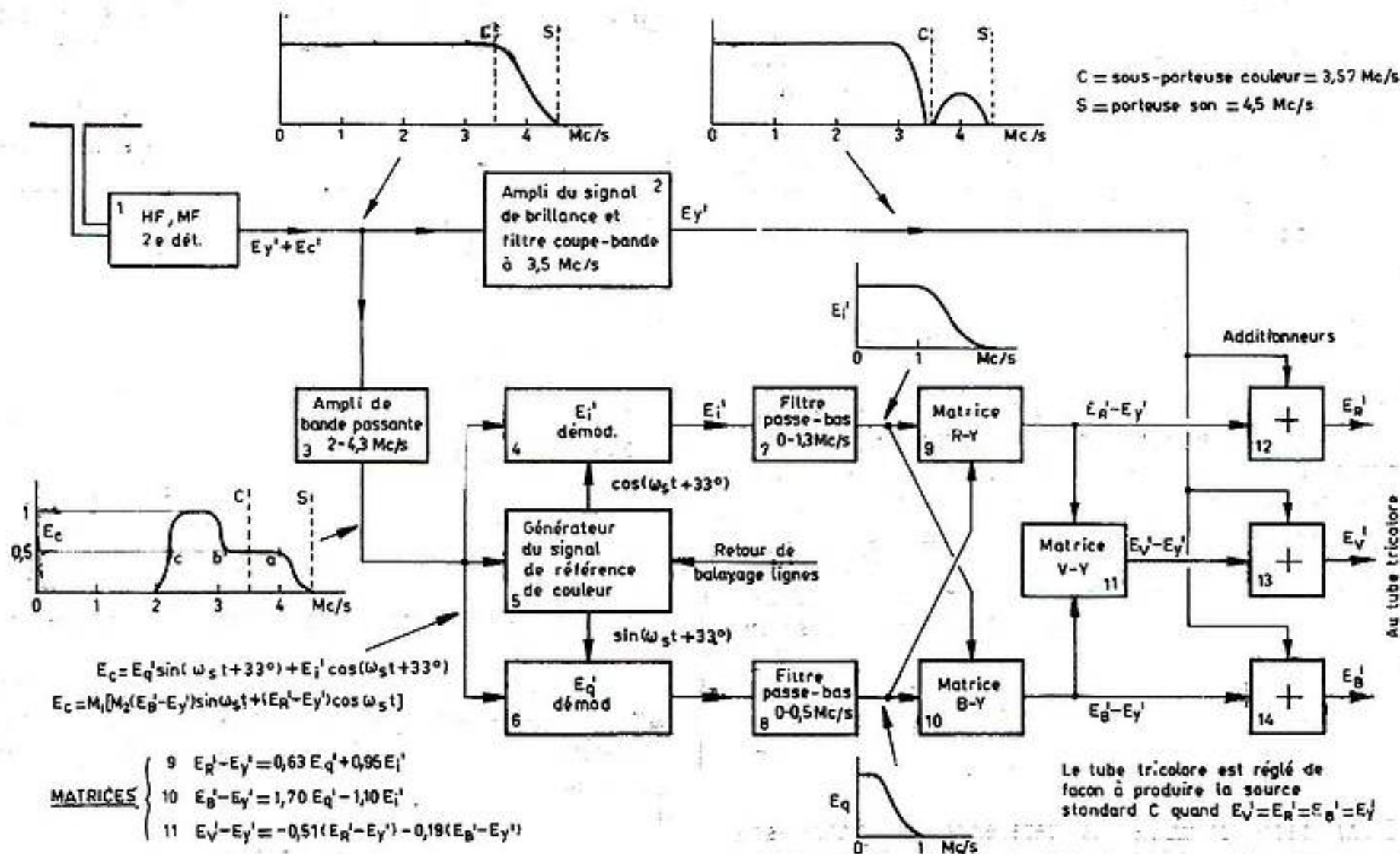


FIG. 9. — Schéma théorique d'un récepteur de couleur.

figure 8. Il est évident que l'angle de déphasage Θ , de la sous-porteuse couleur par rapport à la composante $(E_B^{1/8} - E_Y Y)$, dépend du rapport des deux composantes « différence de couleur », et par conséquent des nuances. L'amplitude du signal de couleur dépend de la saturation (pureté), puisqu'il disparaît pour le blanc, et aussi de la brillance, puisque cette dernière est liée aux valeurs absolues de E_R , E_B et E_Y .

L'examen de la figure 8 montre que l'équation du signal de couleur complet, peut également s'écrire :

$$E_M = E_Y' + [E_Q' \sin(\omega t + 33^\circ) + E_I' \cos(\omega t + 33^\circ)] \quad (7b)$$

ÉGALISEUR DE PHASE.

Le signal de couleur complet est appliqué à un égaliseur de phase, qui a pour but de retarder les basses fréquences du signal monochrome par rapport aux hautes fréquences du signal porteur de couleur,

teur type. Le signal de couleur complet, monochrome et porteur de couleur, est appliqué aux trois grilles du tube tricolore de réception d'image. Ce signal module les trois grilles de la même façon et donne lieu à une image monochrome.

Une atténuation du signal de couleur, dans le canal de réception du signal monochrome, peut être souhaitable, afin d'éviter les altérations de couleur (désaturation) dues à la non-linéarité du tube. Ce résultat peut être obtenu au moyen d'un filtre inséré dans ce canal.

Le signal est appliqué également aux démodulateurs, par l'intermédiaire d'un filtre passe-bande, qui sert à atténuer les basses fréquences de la composante monochrome du signal, et le son.

La démodulation sera d'abord décrite, comme si le signal avait les deux bandes latérales de modulation.

La correction imposée par la transmission à bandes résiduelles, actuellement utilisée, sera donnée ensuite.

TOUS LES TUBES
CATHODIQUES
POUR LA TV ET
L'INDUSTRIE



*You Can be Sure...if it's
Westinghouse*



TOUS LES TUBES
SPÉCIAUX

RADARS • KLYSTRONS
MAGNÉTRONS • PENCIL-
TUBES • TRANSISTORS
DIODES, TRIODES, ETC.

ET LES
INSTRUMENTS DE MESURE
DES GRANDES MARQUES

GRANDE RAPIDITÉ
DE LIVRAISON

TÉLÉPHONE

ANJOU 85-00



YOUNG ELECTRONIC

9 et 12, RUE ROQUÉPINE - PARIS-8^E - TÉLÉPHONE : ANJOU 85-00

Le signal porteur de couleur complet, est appliqué à chaque démodulateur. Un porteur local synchronisé est produit au récepteur. Une composante ayant pour phase $\cos(\omega t + 33^\circ)$ est appliquée au démodulateur du signal, « différence de couleur » E_I . Une autre composante, de phase $\sin(\omega t + 33^\circ)$ est appliquée au démodulateur du signal « différence de couleur » E_Q .

DÉMODULATEURS SYNCHRONES.

Le fonctionnement du démodulateur synchrone est illustré par la figure 10. Un signal d'entrée $E(t) \sin \omega t$ est appliqué à l'une des grilles d'une lampe multi-grille, par exemple du type 6 AS 6.

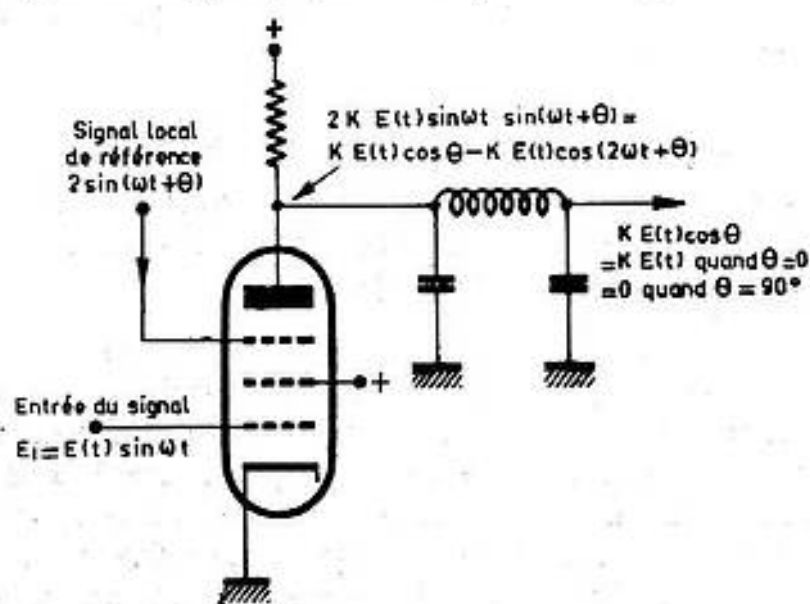


FIG. 10. — Principe de la démodulation synchrone.

Un signal de référence de phase, de même fréquence, mais dont la phase peut différer de $2 \sin(\omega t + \theta)$ est appliqué à une autre grille. Le courant plaque est proportionnel au produit des deux tensions et est égal à :

$$i_p = 2 K E(t) \sin \omega t \sin(\omega t + \theta)$$

Le produit des deux sinus donne ici :

$$i_p = 2 K E(t) [1/2 \cos \theta - 1/2 \cos(2\omega t + \theta)].$$

Le terme à fréquence double, $KE(t) \cos(2\omega t + \theta)$, est éliminé à l'aide du filtre passe-bas, inséré dans la plaque du modulateur, de sorte que l'on recueille uniquement :

$$i_p = K E(t) \cos \theta$$

En d'autres termes, la sortie du démodulateur est proportionnelle à l'amplitude de modulation, $E(t)$, du signal d'entrée, multipliée par le cosinus du déphasage θ , entre le porteur de couleur et le signal de référence. Le courant plaque est par conséquent proportionnel au déphasage de la composante du signal porteur de couleur, avec la direction de référence.

En se référant à l'équation 7b, on voit que les deux composantes du signal de couleur E_Q et E_I , modulent deux composantes en quadrature de la sous-porteuse couleur.

Les signaux « différence de couleur », E_Q et E_I , peuvent par conséquent être séparés, par hétérodyne du signal de couleur, dans un cas avec un signal ayant la phase de la composante de la sous-porteuse couleur, que module E_Q (c'est-à-dire $\sin[\omega t + 33^\circ]$); et dans l'autre cas avec un signal ayant la phase de la composante de la sous-porteuse couleur que module E_I (c'est-à-dire $\cos[\omega t + 33^\circ]$). C'est ce que montre la figure 9.

Si, néanmoins, le signal hétérodyne a un déphasage différent de 0 ou 90° par rapport aux deux composantes « différence de couleur », la sortie sera un mélange des deux.

En se référant de nouveau à la figure 9, on voit que les bandes de fréquence occupées par les signaux « différence de couleur » E_Q et E_I , à la sortie de leurs démodulateurs, sont limitées respectivement à 0,5 et 1,3 Mc/s.

E_Q et E_I sont ensuite mélangés dans les matrices $R - Y$ et $B - Y$, pour reconstituer $E'_R - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$.

Ces dernières étant elles-mêmes mélangées, pour reproduire $E'_V - E'_Y$.

Les trois signaux « différence de couleur » peuvent ensuite être appliqués aux cathodes respectives du tube tricolore de réception d'image.

Puisque le fonctionnement du tube, dépend de la tension grille-cathode, la sortie de la lumière pour le canon vert est :

$$L = K (E_V^{1/2} - E'_Y + E'_Y)^2 = K E_V$$

Il en est de même pour les deux autres canons.

Remarquons que tous les éléments d'information, nécessaires à la définition d'un élément d'image, c'est-à-dire la brillance (E_Y) et la couleur ($E_R^{1/2} - E'_Y$; $E_V^{1/2} - E'_Y$; et $E_B^{1/2} - E'_Y$), sont présents simultanément.

MÉLANGE ENTRE LES COULEURS (DIAPHOTIE), DU AU FONCTIONNEMENT A SIMPLE BANDE LATÉRALE DE MODULATION.

Nous avons vu qu'il était souhaitable d'utiliser une fréquence élevée (3.579.545 c/s) pour la sous-porteuse couleur, de façon à réduire son effet sur les récepteurs monochromes. Mais ceci impose une limitation de la bande latérale supérieure de modulation utilisée pour la composante du signal de couleur, puisque la bande totale video est limitée en pratique à moins de 4,5 Mc/s.

Par contre, la bande latérale inférieure, peut être beaucoup plus étendue (1 à 2 Mc/s), au-dessous de la sous-porteuse couleur.

De l'inégalité de ces bandes latérales, il résulte une diaphonie d'une composante sur l'autre du signal de couleur.

De la modulation à simple bande latérale, résulte le partage de la puissance, en deux parties égales,

TOUS ÉQUIPEMENTS
Electroniques
DE BORD



MYSTÈRE IV
équipé de 4 antennes
DERVEAUX
2 antennes V.H.F. (1 et 2)
un jeu d'antennes
HOMING (3) et une
antenne télémètre (4)

LABORATOIRES R. DERVEAUX

BUREAUX ET USINES
6, RUE JULES-SIMON - BOULOGNE-SUR-SEINE
TÉL. : MOLITOR 37-00

LABORATOIRES
64, RUE DU CHATEAU - BOULOGNE-SUR-SEINE
TÉL. : MOLITOR 73-91, 92 et 93



FLUCTUATIONS DE BRILLANCE ET DE COULEUR.

L'étude des papillottements, dans le cas de lumière ayant différentes couleurs, montre que l'œil est moins sensible aux fluctuations chromatiques qu'à celles de brillance.

D'où l'idée de transformer les fluctuations de brillance dues au bruit et autres perturbations, si possible en fluctuations de couleur, puisqu'il en résultera une diminution de leur visibilité.¹⁰

Pour déterminer les valeurs relatives de la gêne apportée, dans les deux cas, le montage montré

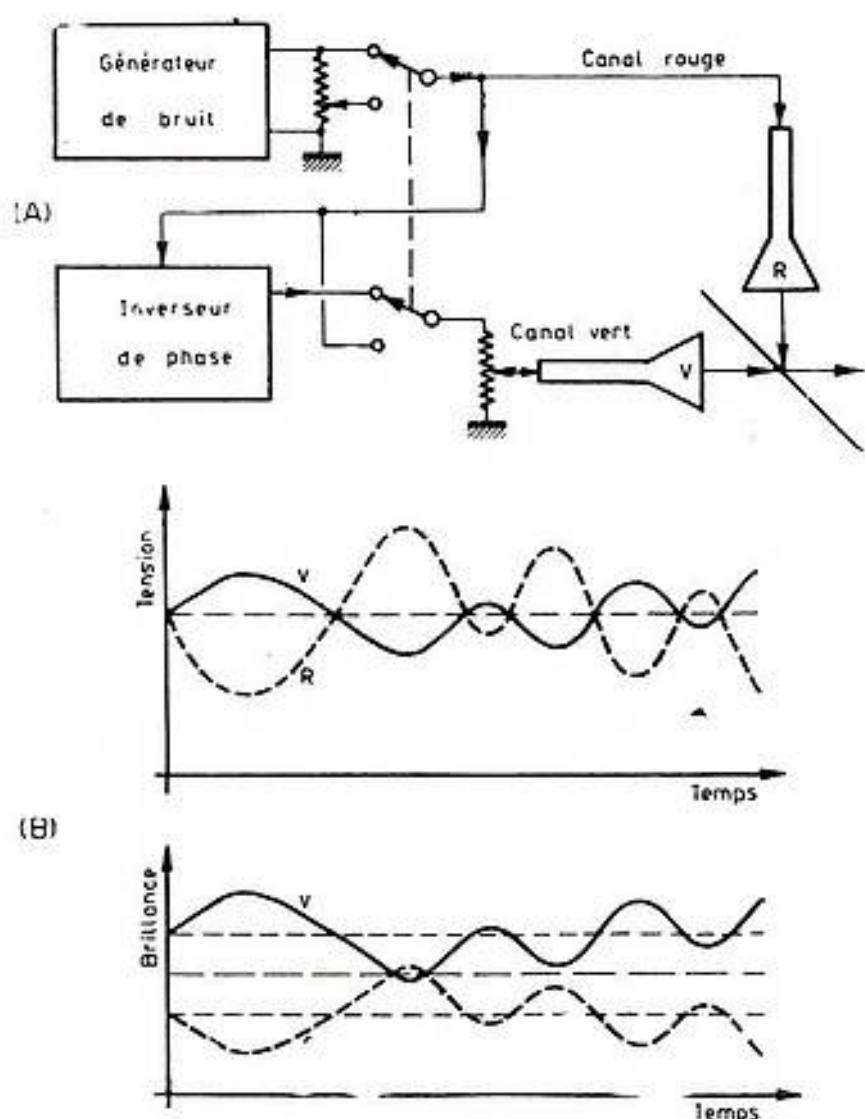


FIG. 13. — (A) Montage permettant d'évaluer les gênes relatives apportées par des fluctuations de brillance et de couleur.

(B) Fluctuations de tensions et fluctuations de brillance correspondantes dans un système de transmission à brillance constante.

figure 13 (A) a été fait. Les potentiomètres de contrôle des tubes vert et rouge sont ajustés de façon à obtenir une trame brillant d'un jaune uni. La couleur jaune est ajustée, de telle façon que par addition de bleu, on obtienne un blanc raisonnable. Puis du bruit de polarité opposée est appliqué aux deux tubes. Par ajustage de l'amplitude du bruit appliqué au canal vert, un observateur normal trouve un point critique, pour lequel la gêne apportée par le bruit est réduite. Ce point correspond aux conditions de brillance constante, comme le montre la figure 13 (B).

On applique ensuite du bruit de même polarité, mais d'amplitude réduite, aux deux tubes, en inversant l'interrupteur double. Et l'observateur ajuste le niveau, de façon à retrouver la même gêne que celle constatée dans les conditions de brillance constante.

Les résultats obtenus par un petit groupe d'observateurs indiquent que l'on peut tolérer environ 8 dB de plus de bruit, pour éprouver la même gêne, quand ce bruit ne produit que les fluctuations chromatiques.

TRANSMISSION A BRILLANCE CONSTANTE.

Le canal monochrome d'un récepteur de couleur n'est pas plus sujet aux bruits et aux interférences qu'un récepteur monochrome de même définition.

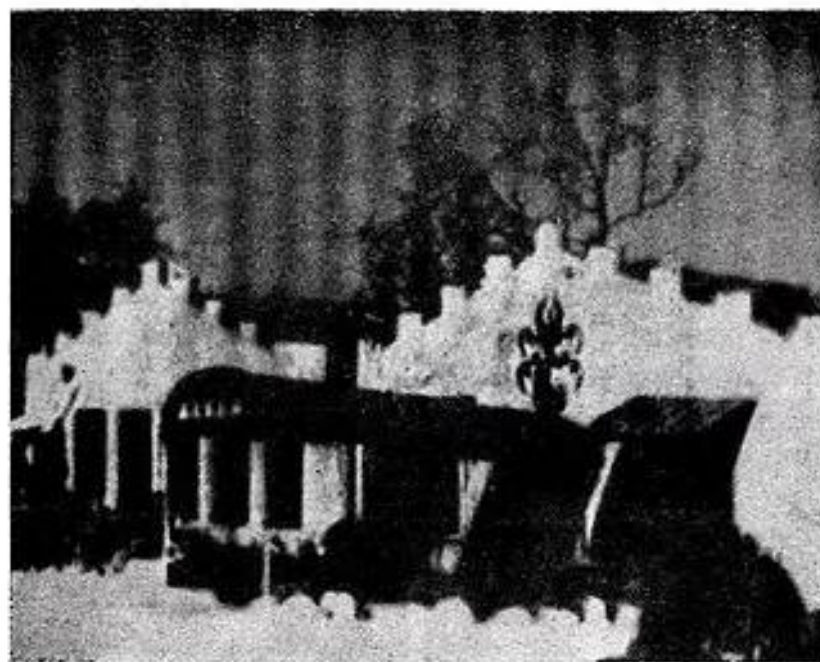


FIG. 14. — Effet visible d'interférence (C W interférence) dans le cas d'une transmission à amplitude constante.

La visibilité des barres est environ réduite de 8 db dans le cas d'une transmission à brillance constante.

Mais ces perturbations peuvent affecter le canal de couleur d'une façon appréciable, si des précautions spéciales ne sont pas prises¹¹. Les produits de démodulation, dus aux interférences, bruits, et composantes du signal de brillance, voisines de la sous-porteuse couleur, donnent naissance à des fréquences plus basses, qui deviennent plus visibles.

La figure 14 montre l'effet d'onde continue (C. W. interference) dû à l'interférence d'une fréquence inférieure de 500 kc/s à la sous-porteuse couleur, dans un récepteur correspondant à une version antérieure du signal de couleur. Dans cette version, une partie appréciable de la brillance était apportée par le canal de couleur. Ce récepteur utilise trois démodulateurs de gain égal, alimentés par trois tensions égales, décalées de 120°. Le battement à 500 kc/s est clairement visible sur la figure 14. Ce battement fait varier la brillance et la couleur.

Puisque les sorties des trois démodulateurs sont égales en amplitude, et déphasées de 120°, l'intensité lumineuse totale émise par le tube devrait s'annuler. Ce serait le cas, si l'œil était également sensible aux trois couleurs. Mais nous avons vu qu'il était en réalité plus sensible au rouge qu'au bleu, et encore plus au vert qu'au rouge. Il en résulte que des variations d'égale intensité, dans le vert, le rouge et le bleu, provoquent des sensations inégales, pour l'œil qui les combine, et par conséquent il n'y a pas annulation.

Cela est éclairé par la figure 15, qui montre comment les trois canons du tube, sont soumis au signal perturbateur, en fonction du temps. La partie inférieure de la figure montre comment cette fluctuation en fonction du temps est traduite en une fluctuation dans l'espace par le faisceau électronique.

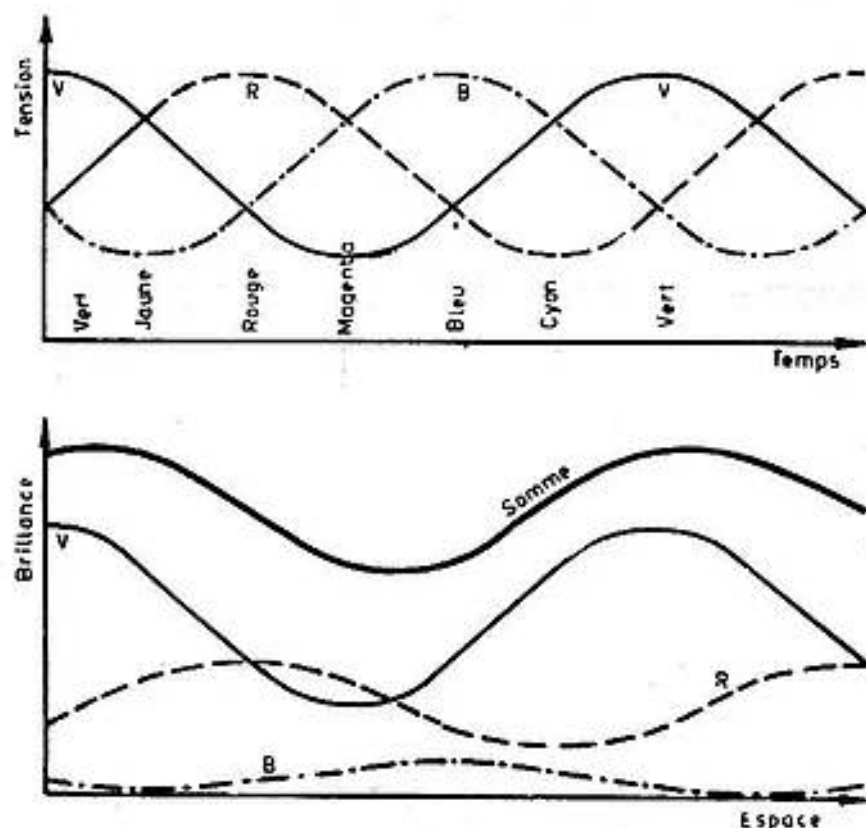


FIG. 15. — Courbes de tension et de brillance dans le cas de l'interférence montrée fig. 14. Remarquons que les variations de tension s'éliminent contrairement aux variations de brillance.

On montre aussi les sensations inégales de brillance, produites par le vert, le rouge et le bleu, quand ils sont excités de la même façon. Enfin, la figure 15 montre également la fluctuation totale de brillance résultante.

La visibilité de l'interférence peut être très réduite, en proportionnant le signal, de telle façon que la combinaison des sorties des démodulateurs n'engendre pas de fluctuations de brillance. Lorsqu'il en est ainsi, le battement affecte seulement la chromaticité, et est par suite beaucoup moins visible. C'est pour cette raison que le signal de couleur complet est transmis de manière que le signal monochrome porte toute l'information brillance, tandis que le sous-porteur de couleur porte seulement les variations de couleur.

AVANTAGES DES SPÉCIFICATIONS N T S C.

Un système utilisant ces spécifications est capable de produire des images de télévision en couleur, avec une définition aussi grande que celle qui peut être obtenue, à ce jour, avec les systèmes de télévision monochrome. Il peut, de plus, transmettre toute l'information couleur, que l'œil est capable d'apprécier, cette transmission s'effectuant à l'intérieur de la bande de fréquences allouée actuellement à la télévision en noir et blanc.

Les canaux monochromes existants, dont la bande de fréquence est de 6 Mc/s, sont par conséquent propres à transmettre la couleur. Les émetteurs peuvent être très facilement convertis, pour la transmission de la couleur.

Cette transmission peut être reçue en image monochrome par les récepteurs noir et blanc existants, sans diminution de la qualité. Inversement les transmissions monochromes peuvent être reçues par les récepteurs de couleur. Ces spécifications désignent un système, qui tient compte des propriétés de l'œil du spectateur, qui en constitue actuellement l'équipement terminal.

BIBLIOGRAPHIE

1. A. V. BEDFORD, 'Mixed Highs in Color Television, *Proc. IRE*, sept 1950.
2. A. V. LOUGHREN and C. J. HIRSCH, An Analysis of Color Television Systems, *Electronics*, Feb. 1951.
3. Report of Panel 11, NTSC Pub. 11-114.
4. Report of Panel Actions, Panel 13, NTSC Pub. 13-162, oct. 23, 1951. voir aussi Specifications for Color TV Field Tests, *Electronics*, Jan. 1952.
5. Pierre MERTZ, Television. — The Scanning Process. *Proc. IRE*, oct. 1941.
6. U. S. Patent 1,769,920, July 8, 1930, Frank Gray.
7. H. B. LAW, A Three-Gun Shadow Mask Color Kinescope, *Proc. IRE*, oct. 1951. Voir aussi *RCA Review*, Sept. 1951, Part II, pp. 443-648.
8. Report of Panel 14, NTSC Pub. 14-163.
9. R. D. KELL and G. C. FREDENDALL, Standardization of Transient Response, *RCA Review*, March 1949.
10. B. D. LOUGHLIN, Recent Improvement in Band-Shared Simultaneous Color Television, *Proc. IRE*, Oct. 1951.
11. Improvements in Dot-Sequential Color Television, *Electronics*, p. 154, Aug. 1950.
12. NYQUIST and PFLEGER, Effect of the Quadrature Component in Single Sideband Transmission, *Bell System Technical Journal*, Jan. 1940, p. 63.
13. W. F. BAILEY and C. J. HIRSCH, Quadrature Crosstalk in NTSC Color Television, *Proc. IRE*, Jan. 1954.
14. C. J. HIRSCH, W. F. BAILEY, B. D. LOUGHLIN, Principles of NTSC Compatible Color Television, *Electronics*, Feb. 1952.
15. D. RICHMAN, Color-Carrier Reference Phase Synchronization Accuracy in NTSC Color Television, *Proc. IRE*, Jan. 1954.

..

1. FCC Public Notes 53-1663 Mimeo 98948 (FCC Technical Standards Amended to Incorporate Color).
2. C. J. HIRSCH. — A Review of Recent Work in Color Television. Cet article se trouve dans un livre intitulé « *Advances in Electronics* » Vol. 5, 1953, Academic Press Inc., N. Y., N. Y. (Cet article comprend une importante bibliographie).
3. *Proc. IRE*. — Jan. 1954. Issue devoted entirely to color television.
4. *Proc. IRE*. — Oct. 1951. Issue devoted entirely to color television.
5. Report of Panel 12, Color System Analysis, NTSC P 12-369.
6. Report of Panel 13, Color Video Standards, NTSC P 13-376.
7. Some Supplementary References Cited in the National Television System Instruments Report, NTSC- P 13-422.
8. Report of Panel 14, Color Synchronizing Standard, NTSC-P 14-360.
9. Report of Panel 19, Definitions, NTSC-P 19-395.

TÉLÉVISION EN COULEURS AUX U.S.A.

PAR

C. G. MAYER

Représentant technique de RCA en Europe

L'homme a été tenté de transmettre des images en couleurs dès le début de la télévision et depuis bien longtemps, on avait une idée grossière de la manière dont il fallait s'y prendre mais les moyens d'action étaient trop faibles et trop dispendieux pour pouvoir s'appliquer à la radiodiffusion telle que nous la concevons dans notre société actuelle. L'humanité progresse, du moins au point de vue technique, en apprenant à comprendre et à utiliser les secrets de la nature. De même que le raisonnement déductif suit l'expérience et que le plein développement scientifique est un résultat des deux, de même les images en couleurs suivent les images en noir et blanc dans le développement normal de la télévision.

Le problème fondamental consistait à trouver un procédé grâce auquel on pouvait ajouter la couleur dans les réseaux d'émission monochrome existants — émission qui atteint aujourd'hui presque 30 millions de récepteurs dans les foyers américains. Dans ces circonstances, il était évidemment très désirable que le passage à la couleur se fit progressivement et sans interrompre les bonnes relations entre organismes de radiodiffusion et public. Cependant le défi lancé à notre intelligence était d'imaginer une spécification d'émission permettant de recevoir les programmes en couleurs sur un récepteur pour la couleur et les émissions en monochrome sur les récepteurs actuels en noir et blanc, sans supplément de prix pour les usagers et sans changement ni supplément dans les installations. Le récepteur en couleurs devra également capter en noir et blanc les émissions standard en noir et blanc. On appelle un tel système de télévision, un système « entièrement compatible » et c'est un tel système qu'on a finalement adopté. En agissant ainsi, cependant, il restait à résoudre un autre problème majeur.

La F. C. C. qui a la responsabilité, dans l'intérêt du public, de réglementer le domaine des ondes hertziennes aux États-Unis, a établi les normes de télévision en noir et blanc pour un canal de 6 Mc/s dont l'aménagement est indiqué figure 1. Ces normes ont permis d'établir un service satisfaisant, et, par suite, la télévision s'est rapidement développée.

Il devint bientôt évident qu'afin de satisfaire les demandes de création de nouvelles stations, beau-

coup de canaux supplémentaires seraient nécessaires. Les bandes de fréquences ont été assignées aux différents services par un accord international, et à Atlantic City en 1947, les nations du monde entier se mirent d'accord pour que certaines bandes, dites les bandes I, III, IV et V soient réservées à la télévision. Aux États-Unis, les 12 canaux disponibles, dans les bandes I et III sont déjà complètement utilisés et la seule possibilité de créer les canaux

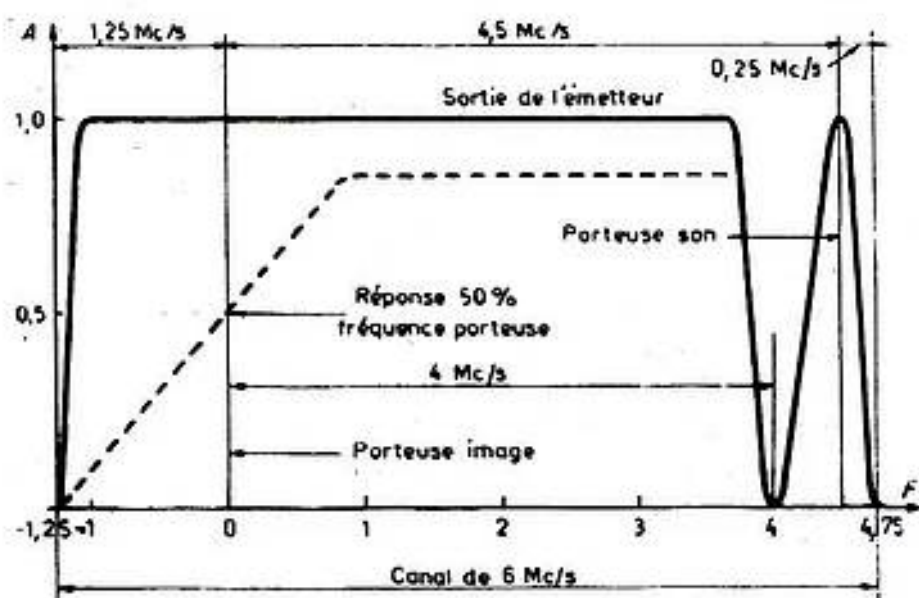


FIG. 1. — Normes de la télévision en couleurs aux États-Unis.

(525 lignes, 30 images, balayage entrelacé de 60 frames, polarisation horizontale, transmission négative; modulation d'amplitude pour la vidéo, modulation de fréquence pour le son.

désirés étaient d'extrapoler le plan de fréquences jusque dans les bandes décimétriques peu explorées au-dessus de 400 Mc/s, c'est-à-dire dans les bandes IV et V. Ceci fut fait et donna en tout 70 nouveaux canaux, avec les mêmes normes de télévision que pour les bandes I et III, de telle sorte qu'il y a maintenant 258 stations fonctionnant dans ces bandes et 130 stations supplémentaires fonctionnant dans les bandes IV et V. 220 nouvelles autorisations dans ces 2 bandes ont été accordées et 250 autres sont en instance. Beaucoup de ces stations peuvent être interconnectées pour fonctionner en réseau et la majorité des spectateurs ont le choix entre plusieurs programmes.

L'importance de la protection du spectre radio ne peut être souligné trop fortement. Déjà il y avait une congestion importante, et devant l'accroissement incessant des services-radio dont chacun

revendique ses droits, on n'entrevoit guère de place vacante dans le spectre radio. Les caractéristiques de transmission des ondes hertziennes diffèrent considérablement suivant la fréquence utilisée et nous ne pouvons certainement pas nous permettre d'aggraver la congestion par une occupation prodigieuse du spectre radio.

Dans ces conditions, la F. C. C. considéra comme impensable d'attribuer des bandes supplémentaires pour la couleur. Ainsi pour avoir la télévision en couleurs, il fallait trouver un procédé pour comprimer la plus grande partie de l'information nécessaire et la faire rentrer dans la même largeur de canal que celle de la télévision en noir en blanc.

Il serait souhaitable d'examiner la solution du problème en 2 parties. D'abord une révision brève des caractéristiques de l'œil en ce qui concerne la couleur, et ensuite les techniques électriques permettant d'ajouter l'information supplémentaire nécessaire pour donner des images de télévision en couleurs satisfaisantes et agréables.

L'imprimerie en couleurs, la peinture et la photographie en couleurs dépendent du principe fondamental suivant lequel le mélange de trois couleurs convenables (habituellement le vert, le rouge et le bleu) permet d'obtenir presque toutes les sensations colorées possibles.

Ces techniques bien connues utilisent des pigments ou colorants tandis que dans la télévision on mélange des lumières, celles-ci doivent être converties par une caméra de télévision en signaux électriques pour la transmission H. F. et être reconverties en lumière par le tube reproducteur d'image ou « kinescope » comme nous l'appelons, du récepteur afin de les rendre à nouveau visibles. Comme l'œil est plus sensible au vert, moins sensible au rouge et encore moins au bleu, on obtient une brillance correcte en mélangeant ensemble les signaux de couleurs dans des proportions déterminées avec soin.

Vision de la couleur.

La vision est un phénomène complexe impliquant les yeux et le cerveau dans un processus qui est loin d'être parfaitement connu. Nous distinguons dans la sensation de couleur trois attributs principaux : la brillance, la teinte et la saturation. La brillance est une mesure de l'intensité lumineuse ou « luminance » et est la seule qualité commune aux objets à la fois colorés et non colorés. La teinte est caractérisée par la longueur d'onde dominante de la couleur qui détermine si elle est rouge, verte ou bleue. La saturation donne la vivacité des couleurs d'une même teinte et peut être reliée à la « pureté » ou absence de dilution avec le blanc.

La théorie de la colorimétrie a été construite d'après les principes du mélange des couleurs, et on a adopté le diagramme de chromaticité de la figure 2, par un accord international, ce qui permet de représenter les couleurs comme des points de ce diagramme en fonction du mélange des primaires standards. La position d'un point détermine complètement la teinte et la saturation mais ne donne aucune indication sur la brillance. Le spectre visi-

ble est représenté par une courbe fermée en forme de fer à cheval, toutes les couleurs possibles à pleine saturation se trouvant sur le périmètre, c'est-à-dire qu'en faisant le tour de la périphérie la teinte varie mais la saturation reste constante. Si nous nous déplaçons sur une ligne quasi-radiale à partir d'une teinte située sur la périphérie vers le blanc, la teinte reste constante alors que la saturation diminue.

Par un choix convenable des primaires on peut donner une représentation trichrome tout à fait satisfaisante pour les buts envisagés. Cependant, on a trouvé que, alors que le mélange trichrome est nécessaire pour les surfaces importantes, on peut obtenir une reproduction convenable par le mélange

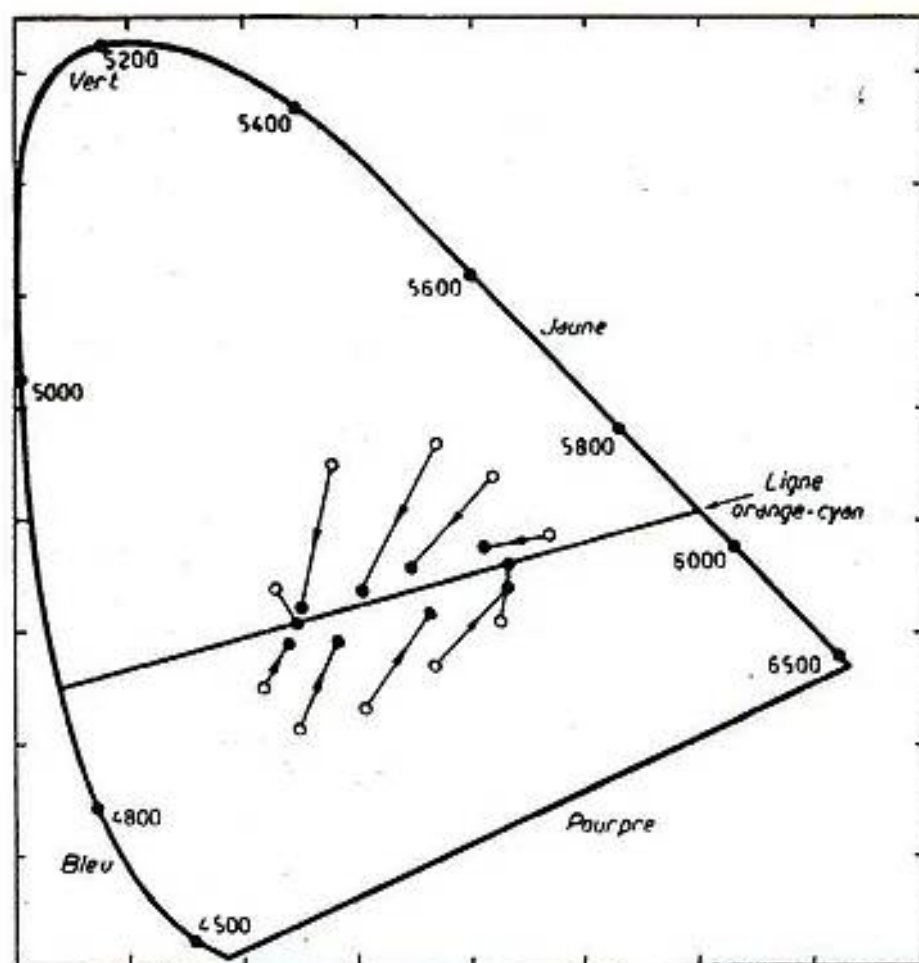


FIG. 2. — Triangle de couleur C.I.E. et équilibre des couleurs des échantillons. (Les nombres indiquent approximativement les longueurs d'onde en Angstrom).

de deux couleurs seulement pour une surface suffisamment petite, ce fait a été mis en relief par un grand nombre de données sur la vision découvertes seulement ces dernières années et dont l'importance n'est peut-être pas encore largement estimée.

En 1945, WILLMER et WRIGHT ont dit avoir trouvé que toutes les couleurs dans une bande suffisamment petite pouvait être reproduite en mélangeant seulement deux et non pas trois sources lumineuses primaires. Deux physiciens canadiens MIDDLETON et HOLMES effectuèrent l'expérience suivante : ils découpèrent des petits morceaux de feuilles colorées et demandèrent à des observateurs de comparer ces morceaux à différentes feuilles de grand format. On trouva que le meilleur équilibre était obtenu avec des morceaux de couleur différente de celle dont les pièces étaient originaires. On donne les résultats figure 2, les cercles représentent les chromaticités des morceaux d'origine et les points noirs les chromaticités des morceaux qui donnent le meilleur équilibre de couleur. Il est à remarquer

que pour les petits morceaux, le diagramme de chromaticité tend à se réduire à une seule ligne, et aussi que les deux primaires utiles pour cette ligne sont un rouge-orangé et un bleu-verdâtre (appelé « cyan »). Un autre chercheur anglais, le Dr HARTRIDGE a aussi fait un grand nombre de recherches variées sur l'acuité à la couleur pour de petits objets, lesquelles corroborent ces résultats. Une nouvelle confirmation est trouvée dans l'étude de la photographie à 2 couleurs. CLYNE note que, bien que d'autres paires de primaires soient capables de donner le noir et le gris, seule la combinaison orange-cyan peut représenter convenablement les teintes du ciel, de la chair et du feuillage si familières dans la nature. Ajoutons à ces données, les mesures d'acuité visuelle à la couleur et au contraste faites dans les laboratoires R. C. A., et il apparaîtra expérimentalement évident que pour les surfaces d'une image comportant des détails fins la représentation bichrome est largement suffisante. De plus, ces expériences mettent en évidence que l'œil semble avoir sa plus grande acuité lorsque les couleurs à différencier se trouvent au voisinage de l'axe orange-cyan. Il est intéressant de noter en passant que les gens avec une vision normale voient les petits objets colorés à peu près de la même manière que les daltoniens qui confondent le vert et le pourpre, voient tous les objets.

Maintenant qu'arrive-t-il lorsque les détails deviennent très fins ? Les essais entrepris depuis plusieurs années sur l'acuité visuelle à la couleur par A. V. BEDFORD établirent que l'œil ne voit pas du tout la couleur dans les détails très fins d'une image ; seule la perception de la brillance reste. En fait, l'acuité de l'œil pour le rouge est légèrement inférieure à celle pour le vert, et elle est encore moindre pour le bleu. L'œil est aussi plus sensible aux changements de brillance qu'il ne l'est aux variations de teinte et de saturation et à mesure que les détails de l'image deviennent plus fins, l'axe orange-cyan s'approche du point qui représente le blanc sur le diagramme de chromaticité. Il est aussi nécessaire de se rappeler que la théorie de l'information nous dit que la transmission des détails fins exige une plus grande largeur de bande qu'il ne faut pour transmettre un détail grossier (ou large surface). En général, un canal de transmission peut oublier le dernier signal transmis en un demi-cycle de la plus haute fréquence passante. Ainsi un canal de 4 Mc/s peut transmettre par seconde un maximum de 8 millions de signaux d'amplitudes entièrement indépendantes, bien qu'en pratique la vitesse à laquelle l'information peut être transmise sur un canal donné, soit déterminée par le rapport signal/bruit choisi.

A une certaine époque, on pensait que la transmission d'une image par 3 couleurs exigeait de transmettre 3 fois la somme d'information requise pour l'image monochrome donc nécessiterait une bande de fréquence trois fois plus large, mais il a été démontré depuis quelque temps que cela était inutile. En fait, on a démontré expérimentalement que la largeur de bande pour l'information de couleur seule peut être limitée à approximativement

1,5 Mc/s sans que l'œil perçoive aucune perte de couleur dans l'image transmise.

On sait par l'expérience de la télévision en noir et blanc que le pouvoir séparateur de l'œil pour les détails de brillance à la distance normale de vision est bien satisfait avec des images obtenues par le processus normal de balayage à 525 lignes. Ceci implique une largeur de bande vidéo de 4 Mc/s environ qui peut donc être regardée comme convenable pour l'information de luminance requise pour obtenir tous les détails de l'image.

En résumé, si on combine ces caractéristiques de vision avec la connaissance des transmissions électriques le signal de télévision en couleurs doit, en bref, répondre aux conditions suivantes :

— Pour des surfaces d'image relativement grandes, information par 3 couleurs (vert, rouge et bleu) exigeant une bande étroite de fréquence (0,5 Mc/s environ).

— Pour des surfaces relativement petites, information avec 2 couleurs (orange et bleu-vert) exigeant une bande de fréquence modérément large (1,5 Mc/s environ).

— Information de luminance (brillance) pour tout ce qui concerne les détails exigeant la même largeur de bande que celle des images en noir et blanc (environ 4 Mc/s).

On remarquera également que puisque on ne gagne rien en transmettant une information d'image que l'œil ne peut pas apprécier, tout système qui cherche à restituer tous les détails de tous les objets, quelles que soient leurs dimensions et leur couleur, doit être repoussé comme causant un gaspillage de spectre.

Techniques électriques.

Nous examinerons ici les techniques électriques nécessaires pour transmettre et recevoir trois signaux séparés satisfaisant aux exigences de la compatibilité et de l'encombrement prescrit.

L'envoi simultané de 2 ou plusieurs messages indépendants sur un système de transmission unique avec la possibilité de séparer ces messages à volonté, est un vieux problème de télécommunications. Cette technique est connue sous le nom de multiplexage et son emploi est très répandu. Il y a plusieurs méthodes qui toutes exigent une largeur de bande plus large que celle nécessaire pour un simple message. La méthode favorite pour multiplexer les 2 composantes de chrominance est celle de la division dans le temps, ce qui nécessite de partager l'utilisation du canal à intervalle de temps au moyen d'une commutation synchrone de l'émission et de la réception aux extrémités du circuit.

Dans l'application de cette méthode à la télévision en couleurs, on obtient un procédé de commutation intéressant en produisant deux porteuses de même fréquence et déphasées de 90°, chacune d'elles pouvant être modulée en amplitude indépendamment et simultanément pour produire une porteuse résultante unique à la même fréquence.

Le signal en phase ou signal I est destiné à porter l'information de saturation de couleur et le signal en quadrature ou signal Q donne l'information de la teinte. La méthode particulière de modulation employée a pour résultat une transmission à double bande avec suppression de la porteuse. Celle-ci constitue la sous-porteuse de chrominance qui par des moyens appropriés est directement ajoutée à la porteuse principale image.

Puisque la sous-porteuse est supprimée à l'émetteur dans le but de réduire la diaphonie, elle doit être re-introduite dans le récepteur afin de permettre de retrouver les signaux I et Q par détection synchrone. Cela entraîne l'existence dans le récepteur d'un oscillateur local de sous-porteuse qui travaille sur la même fréquence et la même phase que l'oscillateur correspondant à l'émission. Le résultat est obtenu en transmettant un échantillon de 9 cycles environ de la sous-porteuse de l'émetteur qui sert alors de signal de référence dans le récepteur pour verrouiller la sous-porteuse du récepteur avec celle de l'émetteur. On évite le brouillage avec les autres éléments constituant des signaux de télévision en introduisant l'échantillon dit «*salve de couleur*» dans la période de suppression qui suit l'impulsion normale de synchronisation horizontale.

Il est maintenant nécessaire de combiner les signaux de chrominance et de luminance pour obtenir le signal de couleur complet. La combinaison de ces signaux, par la méthode habituelle de juxtaposition, exigerait une bande passante minimum de 6 Mc/s ce qui est encore trop, vu la bande vidéo à notre disposition. On a donc recours de nouveau au multiplexage pour comprimer l'information dans

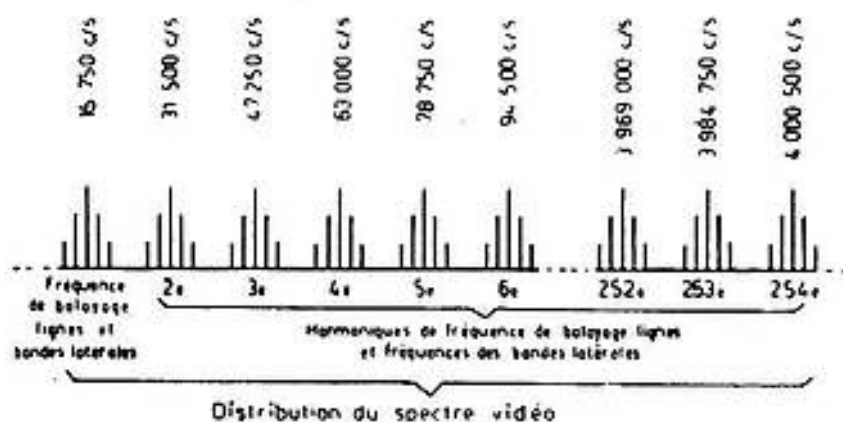


FIG. 3. — Distribution des fréquences vidéo.

4 Mc/s mais en agissant de la sorte, on se trouve en face de nouveaux problèmes de brouillage ou de diaphonie entre les signaux, ce qui rend plus difficile leur séparation correcte. Cette diaphonie a été un des problèmes majeurs de transmission dans l'évolution des systèmes de télévision en couleurs compatibles. Elle peut donner lieu à des défauts se traduisant par des moirures mouvantes sur l'image reçue.

Des perfectionnements récents apportés au système R. C. A. sont, cependant, arrivés à éliminer la plus grande partie de ce défaut.

Il y a de nombreuses années MERTZ et GREY étudièrent le problème de la transmission de 2 images de télévision à l'intérieur d'un canal donné. Ils découvrirent que la distribution d'énergie dans les

composantes du signal due au processus d'analyse de la télévision a pour effet (dans beaucoup de cas) de grouper la plus grande partie de l'énergie autour des fréquences multiples de la fréquence de balayage ligne, comme le montre la figure 3. Par contre aux fréquences voisines des multiples impairs de la moitié de la fréquence-ligne, le spectre est à peu près innoccupé. Une porteuse additionnelle, transportant une information d'image indépendante, peut remplir ces espaces de fréquence, pour peu que cette nouvelle porteuse soit décalée de la porteuse-image principale d'un multiple impair de la demi-fréquence de ligne. Ce processus est communément appelé «*entrelacement de fréquence*» et a pour résultat que la porteuse et ses bandes latérales se trouvent intercalées entre les harmoniques des fréquences-ligne et image. En pratique, on évite un émetteur supplémentaire en utilisant une sous-porteuse modulée par la nouvelle information à transmettre.

Une analogie commode pour illustrer la manière dont les lacunes du spectre sont remplies est de considérer le canal vidéo comme un peigne dont les dents représentent le signal de luminance. Le signal chrominance peut être alors considéré comme les dents d'un peigne semblable mais plus court, placé de telle sorte que les 2 peignes soient intercalés ; la position exacte du 2^e peigne étant déterminée par le choix de la fréquence de la sous-porteuse.

Un autre moyen de représentation est de considérer les phénomènes du point de vue du balayage entrelacé horizontal. C'est l'une des principales méthodes pour économiser de la bande et qui met en jeu l'entrelacement de 2 ensembles d'image le long de chaque ligne de balayage. Si, dans chaque trame, on ne transmet qu'un point sur deux de chaque ligne et qu'une ligne sur deux, il faut 4 trames de cette sorte pour obtenir une image complète. L'entrelacement par points réduit la dimension de l'élément d'image et réduit également le papillotement. La séquence d'entrelacement peut être aussi combinée de telle sorte que les balayages successifs ajoutent leurs effets ou bien on peut adopter un entrelacement de type équilibré. En principe, la compensation se produit lorsqu'on a pris la précaution d'inverser la polarité du signal entre deux balayages successifs de chaque élément de l'image. Les trames d'interférence correspondant à la diaphonie entre les signaux de chrominance et de luminance tendent alors à se compenser grâce à la persistance de la vision. L'entrelacement par points est combiné de telle sorte que les signaux d'élément d'image se répètent à une fréquence qui est un multiple impair de la moitié de la fréquence de ligne, ce qui se produit lorsque la période d'image comporte un nombre entier de périodes plus une demi-période de la sous-porteuse. Ce sont exactement les conditions pour obtenir l'entrelacement de fréquence, ainsi il est évident que l'entrelacement de fréquence donne toujours lieu à l'entrelacement de points et vice-versa, ce qui signifie que ces 2 notions sont équivalentes en pratique. Les principales considérations du système ont été traitées dans les grandes lignes et bien qu'un grand nombre de détails n'ait pas été examiné, il en a été dit assez

pour que nous puissions donner les spécifications générales du mode de transmission qui permet l'exploitation de la télévision en couleurs compatible, en utilisant le mieux possible le canal de 6 Mc/s de largeur de bande.

— (1) Signal total video de 4 Mc/s, représentant les variations de luminance du sujet, transmis par modulation d'amplitude de la porteuse-image;

— (2) Addition d'une sous-porteuse à l'intérieur de la bande video, à une fréquence choisie en fonction de l'« entrelacement de fréquence » ;

— (3) Modulation simultanée avec suppression de cette sous-porteuse par les 2 composantes de chrominance.

a) Signal I (exigeant une largeur de bande de 1,5 Mc/s) représentant la saturation qui module la sous-porteuse en amplitude.

b) Signal Q (limité à environ 0,5 Mc/s de largeur de bande) représentant la teinte qui module la sous-porteuse en phase.

— (4) Addition du signal de référence de phase consistant en une « salve » — échantillonnant la fréquence de la sous-porteuse, incorporée pour sa transmission dans le signal classique de synchronisation.

— (5) Canal son en modulation de fréquence comme pour la télévision en noir et blanc.

De nombreux détails devraient être considérés avant d'établir une spécification mais faute de place nous n'en traiterons que quelques-uns ici.

Le choix de la fréquence de la sous-porteuse est un compromis entre plusieurs facteurs. Il est souhaitable d'avoir une fréquence aussi élevée que possible de telle sorte que les moirures de points soient fines et que les effets indésirables dus à une compensation imparfaite soient réduits. D'un autre côté, une fréquence relativement plus basse augmente la bande passante disponible pour transmettre le signal de chrominance. On a trouvé qu'il est suffisant dans ce but de prévoir une bande s'étendant à une fréquence à environ 0,5 Mc/s au-dessus de la fréquence de la sous-porteuse. Ainsi disposant d'une bande video de 4 Mc/s, la fréquence de la sous-porteuse doit se trouver vers 3,5 Mc/s. La fréquence exacte est déterminée par la condition d'« entrelacement de fréquence » et la considération de brouillage possible avec la porteuse-son dans un récepteur.

Des essais ont montré que tout battement entre porteuse-son et sous-porteuse de chrominance (dû à un affaiblissement insuffisant de la porteuse-son dans quelques récepteurs existants en noir et blanc) est beaucoup moins désagréable sur l'image si la fréquence de battement est un multiple impair de la demi-fréquence de ligne. Ceci peut être aussi obtenu en séparant les porteuses son et vision d'une quantité égale à un multiple de la fréquence de ligne, c'est-à-dire un multiple pair de la fréquence de demi-ligne. Il n'est guère possible de modifier les fréquences actuellement fixées pour le son à cause du grand nombre de récepteurs existants et

par suite pour obtenir le décalage désiré, les fréquences de ligne et de trame ont été très légèrement modifiées d'environ 0,1 %, ce qui reste dans les limites de tolérance du standard actuel noir et blanc. Un fonctionnement non synchrone de l'émetteur avec le secteur est devenu indispensable, ce qui d'ailleurs s'était déjà avéré nécessaire pour la télévision noir et blanc à cause des transmissions à grande distance et des équipements de reportages.

Afin de satisfaire à ces conditions, la fréquence de la sous-porteuse de chrominance se situe à 3,579545 Mc/s (avec une fréquence de balayage ligne de 15734,264 c/s et une fréquence de trame de 59,94 c/s). La figure 4 donne le spectre du signal de couleurs transmis.

Le choix de cette fréquence pour la sous-porteuse entraîne l'inégalité des bandes latérales puisqu'il réduit la bande supérieure alors que la

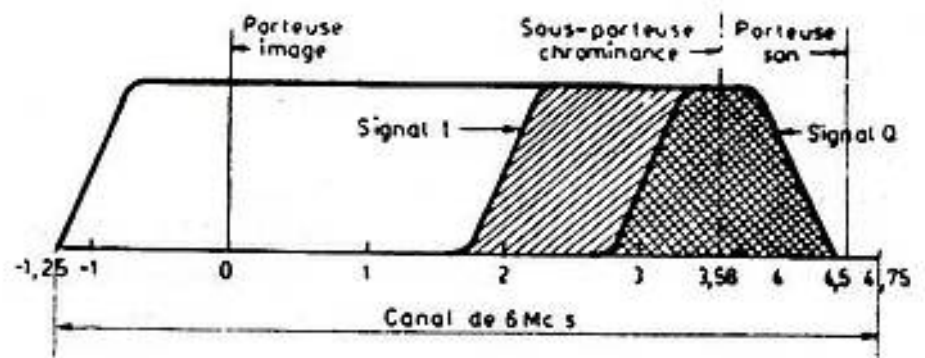


FIG. 4. — Spectre du signal de couleur transmis.

bande latérale inférieure peut s'étendre à environ 1,5 Mc/s au-dessous de la fréquence de la sous-porteuse. Comme indiqué plus haut, l'effet d'entrelacement est de faire une compensation de la diaphonie, mais un tel déséquilibre dans les bandes latérales a été une cause de diaphonie supplémentaire et il a fallu imaginer les moyens pour l'éviter.

La largeur de bande exigée pour les larges surfaces est inférieure à 1 Mc/s et par suite n'entraîne aucun problème de diaphonie. Par contre, pour les détails fins, un déséquilibre apparaît dans les bandes latérales et la diaphonie a tendance à se développer entre les composantes du signal de chrominance. Cela est évité en limitant la largeur de bande de Q à 0,5 Mc/s, de telle sorte que pour les détails fins où il y aurait diaphonie entre les 2 signaux, on transmet seulement le signal I, ce qui évidemment le libère de toute diaphonie.

Il a été déjà souligné qu'on se montrerait prodigue du spectre si on transmettait plus d'information que l'œil ne peut en voir et il est également évident que le même élément d'information ne doit pas être transmis plus d'une fois.

C'est ce qui se produirait si chaque composante de chrominance d'une scène à transmettre contenait une information relative à la brillance en même temps qu'à la couleur. On doit se souvenir que pour satisfaire aux exigences de la compatibilité, la brillance de la scène est transmise par modulation d'amplitude de la porteuse de la manière classique. Ainsi pour éviter la redondance, il est nécessaire de soustraire le signal de brillance de chaque signal de couleur, vert, bleu et rouge.

Mais le fait de transmettre 4 éléments d'information quand il n'en faut que trois entraînerait encore une redondance. Le signal représentant « vert-moins-brillance » peut être obtenu dans le récepteur en soustrayant la somme des signaux rouge et bleu du signal de brillance. On a donc fait en sorte de ne transmettre que les signaux représentant le « rouge-moins-brillance » et le « bleu-moins-brillance » en même temps que le signal de brillance. A titre de curiosité le terme de « couleur-moins-brillance » ne correspond à rien de physique, puisque l'œil a une réponse seulement à la couleur lorsqu'elle est accompagnée de brillance. En pratique les signaux « couleurs-moins-brillance » sont obtenus en soustrayant la valeur électrique du signal de brillance de la valeur électrique des signaux de couleur en utilisant un organe réalisant des combinaisons linéaires. L'information de brillance est rétablie au récepteur de couleur et on reconstitue les signaux vert, rouge et bleu nécessaires pour faire fonctionner le tube cathodique trichrome.

En utilisant ces deux signaux de différence de couleur pour moduler la sous-porteuse, on obtient une pureté plus grande en mélangeant chacun d'eux avec l'autre de telle sorte que le « bleu-moins-brillance » contient un peu de rouge et que le « rouge-moins-brillance » contient un peu de bleu. Ceci n'affecte pas les larges plages de l'image, mais pour les détails moyens on produit une couleur polluée ou mélangée allant de l'orange au bleu-vert qui donne une distorsion moins perceptible que si on transmettait une seule couleur pure. La réduction de distorsion sur les contours ainsi obtenue est due au fait que l'œil est moins sensible à la couleur sur les contours quand on évite un contraste brutal entre deux surfaces adjacentes.

Tout ceci concerne la télévision et il est intéressant de faire un parallèle avec l'art de la peinture. Dans l'art classique on crée d'abord la forme et ensuite on ajoute la couleur. Après avoir étalé la couleur de fonds, l'artiste peint habituellement la forme en monochrome généralement en noir ou brun et blanc apportant un soin particulier aux contours du dessin et il ajoute ensuite les touches de couleur. Ceci peut être observé dans les peintures du 16^e siècle environ et au-delà qu'on peut comparer avec les œuvres de quelques-uns de nos artistes impressionnistes modernes qui préfèrent laisser la forme se deviner d'elle-même et peindre directement en couleur dès le départ. Dans le système de télévision en couleurs décrit, le signal monochrome fournit le détail ou la forme et le coloriage est ajouté séparément ce qui peut être considéré comme une technique de l'art classique.

Compatibilité.

On doit considérer deux conditions : la 1^{re} concerne la réception des émissions en couleurs sur un récepteur noir et blanc usuel. Il est facile de voir que quand il n'y a pas de couleur dans l'émission, le récepteur répond entièrement au signal de luminance et le montre comme habituel avec

une qualité égale (ou supérieure) à celle fournie par le standard actuel de transmission en noir et blanc. Quand la scène originale comporte des couleurs l'information de chrominance est transmise, mais une compensation se produit d'elle-même par l'entrelacement soustractif du système de couleurs et, sauf quelques défauts résiduels dus à des effets non linéaires dans le tube cathodique, le récepteur n'est pas affecté par le signal de couleur. En choisissant convenablement la fréquence de la sous-porteuse on obtient une trame d'une texture tellement fine qu'à la distance normale de vision pour laquelle la structure du balayage des lignes habituelles disparaît, les moirures disparaissent également. Le spectateur regardant l'image est alors en principe incapable de trouver une différence à la réception entre ces images et celles transmises par l'émetteur normal en noir et blanc.

La 2^e condition est la réception des émissions en noir et blanc sur un récepteur de couleur. Ceci ne présente aucun problème puisque seul le signal de luminance demeure. Il est cependant essentiel que le tube cathodique trichrome soit construit avec soin et soit capable d'être réglé pour donner une trame blanche exempte d'une contamination de couleur due à un mauvais recouvrement ou une convergence incorrecte des faisceaux électroniques. Quand il est utilisé correctement, un tel tube donne des images en noir et blanc d'une qualité équivalente à celle des récepteurs en noir et blanc usuels.

Spécification du signal complet.

La spécification du signal complet pour les émissions de télévision en couleurs a été proposée à la F.C.C. par la RCA en Juin 1953 et peu de temps après par le Comité National de Télévision, représentant les industries radioélectriques. La spécification proposée a été vérifiée pratiquement par un nombre considérable d'expériences et le développement de la couleur exige un travail d'équipe de la part de nombreux ingénieurs électroniciens et des physiciens hautement spécialisés des Etats-Unis. Cela représenta plusieurs milliers d'heures de travail de la part des techniciens et des frais d'études et de recherches qui se montent pour RCA seule, à plus de dix millions de livres.

Témoin des démonstrations et après avoir considéré tous les facteurs mis en jeu, la F.C.C. décida d'adopter les recommandations de l'industrie et en Décembre 1953 établit les normes techniques de la télévision en couleurs compatibles, actuellement en vigueur.

Aucun système n'est parfait au commencement. Nous reconnaissons que le prix initial est élevé et qu'il y a certains défauts, mais aucun n'est cependant suffisant pour ôter le plaisir de voir des images en couleurs. Toutes les imperfections doivent être considérées comme provenant du dispositif et non pas inhérentes aux spécifications du signal. Cela a été reconnu dans les remarques suivantes qui apparaissent dans la décision finale de la F.C.C. sur la télévision en couleurs;

« Les spécifications du signal de télévision en couleurs proposées donnent une image raisonnablement satisfaisante avec une bonne qualité d'ensemble. La qualité de l'image n'est pas endommagée d'une manière appréciable par des effets tels que : mauvais recouvrement, ondulation des lignes, structure trop visible des points, sautilllement. L'image est suffisamment brillante pour fournir une gamme de contraste satisfaisante dans les conditions favorables de lumière ambiante et peut être vue chez soi sans papillotement prohibitif. Les images de télévision peuvent être transmises d'une manière satisfaisante sur les relais existants de ville à ville et des améliorations entre villes peuvent être raisonnablement prévues.

Le succès de la couleur dépend du volume des ventes de récepteurs et tous les efforts doivent être faits pour abaisser les prix au niveau des possibilités de l'acheteur moyen. Tout effort doit être entrepris également pour concevoir l'équipement

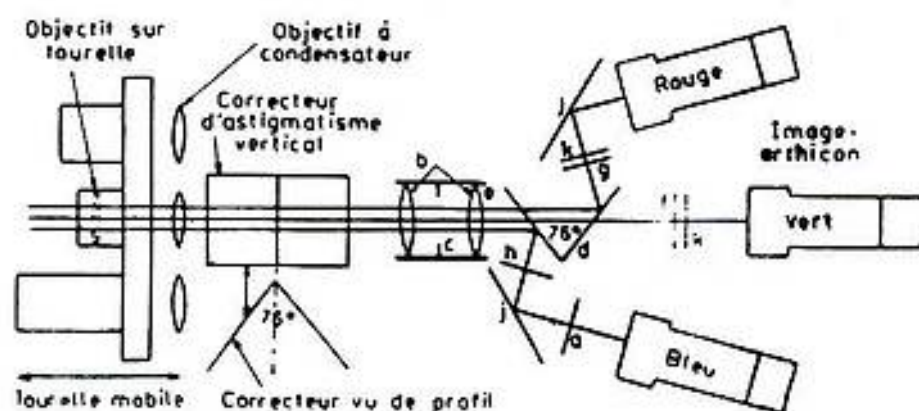


FIG. 5. — Schéma de la caméra de télévision RCA à 3 tubes.

d'une manière telle que l'on réduise le plus possible l'accroissement de vulnérabilité de l'exploitation au brouillage dans le cadre des spécifications proposées.

L'histoire a démontré que l'industrie américaine est capable de concevoir du matériel pratique et économique en vue d'une production de série. Nous avons l'assurance de l'industrie que les moyens considérables de conception et de production dont elle dispose seront concentrés sur ces problèmes qui demeurent.

Dispositifs terminaux.

Le standard F.C.C. pour la télévision en couleurs est le résultat d'une évolution s'étendant sur de nombreuses années d'études de procédés et de matériel. Nous décrivons seulement très brièvement ici les dispositifs utilisés aux extrémités du système, c'est-à-dire le tube de prises de vues de la caméra et le tube cathodique trichrome du récepteur.

Le type simple de caméra utilise trois tubes de prises de vues photosensibles connus sous le nom d'image-orthicon. Ce type de tube est, en fonctionnement normal, utilisé pour la télévision en noir et blanc et possède la haute sensibilité nécessaire pour la couleur. Le dispositif optique utilisé est montré sur la figure 5. On pourra voir qu'un sys-

tème diviseur d'image partage l'image réelle donnée par l'objectif, en trois composantes de couleurs, au moyen de miroirs dichroïques. Ils ont été spécialement préparés avec des plaques de verre qui sont sélectives à la couleur et qui permettent de transmettre une couleur et d'en réfléchir une autre. Des réglages précis sont prévus pour assurer des balayages identiques dans les trois tubes de prises de vues de telle sorte que la précision du recouvrement des balayages peut égaler celle du système optique. Une exploitation expérimentale poussée a montré que ce type de caméra donnait satisfaction. Ainsi chaque tube de prises de vues de la caméra voit l'image d'une certaine couleur et produit les signaux électriques correspondants. Ceux-ci sont transformés dans les équipements en un signal de luminance qui module l'émetteur de la manière habituelle et en signal de couleur qui module la sous-porteuse de chrominance. Certes, la caméra serait beaucoup plus simple si elle comportait un seul tube analyseur. On a recherché pendant un certain temps les méthodes pour y parvenir et des essais récents sur un tube de prises de vues trichrome développés dans les laboratoires RCA ont été très prometteurs. Bien qu'il reste beaucoup à faire, les principes de base de ce tube ont été établis, ainsi que sa possibilité de fabrication, de telle sorte que nous pouvons nous attendre à avoir une caméra avec un tube trichrome susceptible de remplacer la caméra actuelle à trois tubes. Les premiers récepteurs utilisaient trois tubes cathodiques avec filtres et miroirs optiques pour superposer les images. Une telle disposition était loin d'être idéale et des efforts spéciaux ont été faits pour développer un tube unique capable de donner une reproduction réelle de la couleur. Comme résultat, plusieurs types différents furent développés parmi lesquels le tube à masque trichrome à 3 faisceaux fut choisi pour la première fabrication.

Dans ce type de tube, l'écran luminescent de vision se compose d'un réseau régulier de très

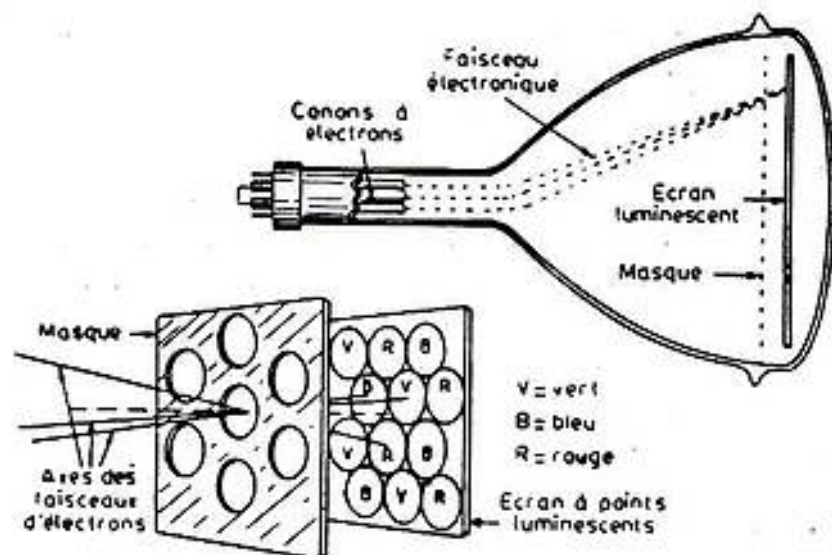


FIG. 6. — Schéma du tube cathodique trichrome RCA.

petites tâches phosphorescentes espacées légèrement et en groupes triangulaires disposées trois par trois déposées avec soin sur le verre comme l'indique la figure 6. Chaque point du trio est une tâche phosphorescente qui émet soit la lumière

rouge, soit la lumière verte, soit la lumière bleue lorsqu'elle est excitée par un faisceau électrique.

Trois canons électriques séparés fournissent les faisceaux qui provoquent leur luminescence et déterminent leur brillance. Un masque métallique contenant des ouvertures rondes en nombre égal au nombre de trios de points est interposé entre le canon électrique et la couche luminescente. La disposition géométrique des différentes parties est telle que les électrons issus du canon « rouge » atteignent seulement les taches luminescentes qui émettent de la lumière rouge et de la même manière les faisceaux des canons bleu et vert frappent seulement les substances correspondant à ces couleurs. Ainsi les signaux de couleur commandant les faisceaux électroniques produisent des images indépendantes de couleur primaire. Etant donné que les points sont très petits et très serrés, chaque trio se confond en un élément d'image unique d'où il résulte que l'œil voit l'image avec toutes les couleurs; un tube de ce type de 38 cm a presque 600 000 points, chacun ayant un diamètre de 0,35 mm approximativement et donne une image de 30 cm de large. La structure par points, à distance normale de vision est moins visible que la structure habituelle des lignes de balayage et le tube satisfait aux exigences du standard en blanc et noir.

Il y a eu une amélioration continue dans les performances du tube cathodique en couleurs portant sur une augmentation de lumière, un meilleur rendu des couleurs, un meilleur recouvrement et aussi dans les méthodes de fabrication, de telle sorte que le tube actuel donne d'excellents résultats. Il n'y a aucun doute toutefois que, vu le goût des Américains pour les récepteurs en noir et blanc à écran de grandes dimensions, il est indispensable de fabriquer des tubes plus grands pour la couleur.

On peut dire que des préparatifs sont déjà en route pour la fabrication d'un tube de 50 cm dans lequel de nouveaux perfectionnements seront apportés pour simplifier la fabrication et augmenter le rendement. Ce tube de 50 cm donne une image de près de 40 cm de large et a plus d'un million de points élémentaires.

Conclusion.

En conclusion, un bref compte rendu de l'état actuel de la télévision en couleurs en Amérique, a été donné. Les programmes en couleurs sont diffusés par la station NBC de NEW-YORK plusieurs fois par semaine, et les heures de programmes seront progressivement augmentées. On peut diffuser ces programmes sur tout le réseau. On fabrique des équipements pour la couleur et studios et émetteurs dans beaucoup d'endroits d'Amérique sont maintenant équipés pour diffuser la couleur. La RCA a offert de modifier gratuitement les émetteurs RCA existants, et sa filiale de radiodiffusion, la NBC diffuse des programmes en couleurs sans supplément de frais, de telle sorte que les annonceurs peuvent acquérir l'expérience de ce nouveau moyen.

Les récepteurs de couleurs et les tubes cathodiques trichromes sont fabriqués à la cadence de quelques milliers par mois et les récepteurs sont maintenant en vente dans le public au prix de 1 000 dollars (environ 350 livres). On estime que les demandes de récepteurs seront supérieures à la production cette année et l'année suivante et que vers 1957, l'industrie pourra vendre 3 millions de récepteurs en couleurs par an, ce chiffre montant jusqu'à 5 millions en 1958. Pour installer et dépanner ces récepteurs qui sont au moins 2 fois plus compliqués que les récepteurs en noir et blanc, un grand nombre de techniciens spécialistes sont en cours d'entraînement. Déjà plus de 30 000 d'entre eux ont suivi des cours spéciaux de « clinique » de la couleur organisés dans 65 villes importantes. Les circuits de relais hertziens transcontinentaux ont été égalisés en vue de la couleur et sont en usage régulier. De nombreux nouveaux circuits de transmission de cette sorte existeront à bref délai, de telle sorte qu'à la fin de 1954, plus de 100 stations dans le pays pourront être reliées en vue de faire un réseau d'émission d'images en couleurs, lesquelles pénétreront dans 75 % des foyers.

Après cela, nous comptons l'année prochaine, faire la démonstration d'un tube de 54 cm de forme rectangulaire dont le principe de fonctionnement est différent et qui donnera des images encore plus lumineuses. Le tube-couleur est réellement le cœur du système, car c'est son prix qui détermine essentiellement le prix du récepteur, c'est-à-dire le prix que le public doit payer pour voir des images en couleurs. Tout le reste doit être considéré comme d'importance secondaire. Beaucoup d'activité est donc déployée en beaucoup d'endroits pour faire baisser le prix du tube cathodique en couleurs et le succès plus ou moins grand de cet effort déterminera dans une large mesure le développement plus ou moins rapide de la radiodiffusion d'images en couleurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] EPSTEIN, D.W. — Colorimetric Analysis of RCA Color Television System. *R.C.A. Rev.*, 14, 227 (1953).
- [2] WILLMER, E.N., WRIGHT, W.D. — Color Sensitivity of the Fovea Centralis. *Nature* 156, 119 (1945).
- [3] MIDDLETON, W.E.K., HOLMES, M.C. — The Apparent Colors of Surfaces of Small Subtense. A Preliminary Report. *J. Opt. Soc. Amer.*, 39, 582 (1949).
- [4] HARTRIDGE H. — The Visual Perception of Fine Detail. *Phil. Trans. Roy. Soc.* 232, 519 (1947).
- [5] BEDFORD, A.V. — Mixed Highs in Color Television. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 38, 1003 (1950).
- [6] BROWN, G.H., LUCK, D.G.C. — Principles and Development of Color Television Systems. *R.C.A. Rev.*, 14, 144 (1953).
- [7] KELL R.D., SCHROEDER A.D. — Optimum Utilization of the Radio Frequency Channel for Color Television. *R.C.A. Rev.*, 14, 133 (1953).
- [8] Second Color Television Issue. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 42, (1954).

PROCÉDÉ TECHNIQUE POUR L'AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DES FAISCEAUX HERTZIENS EN TÉLÉPHONIE ⁽¹⁾

PAR

C. DUCOT

Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées

Introduction.

On sait que les deux genres de modulations pouvant être employés dans les transmissions par faisceaux hertziens sont la modulation de fréquence et la modulation par impulsions. Dans son état actuel, la technique des impulsions n'est pas propre à la transmission d'information à grande vitesse qu'exigent à la fois la téléphonie multiplex, à partir d'un nombre moyen de voies, et la télévision, dans tous les cas. La modulation de fréquence reste donc le procédé normal de transmission sur faisceaux hertziens de ces types de signaux. Elle est seule notamment à pouvoir véhiculer un groupe de 60 voies téléphoniques ou plus comme un signal unique, ce qui est particulièrement intéressant lorsque les faisceaux hertziens doivent s'intégrer au réseau des grands circuits internationaux ou nationaux à courants porteurs.

Les limitations à la qualité des transmissions hertziennes proviennent de deux effets principaux de tous les systèmes : l'apparition d'un bruit venant se superposer au signal désiré indépendamment de celui-ci, et les déformations que ce signal peut subir au cours de la transmission. En téléphonie multiplex, l'effet de ces déformations est d'ailleurs, lorsqu'elles résultent de lois de transformation non-linéaires, d'ajouter au bruit précédent un autre bruit dit d'intermodulation qui dépend du signal transmis. Dans les systèmes à modulation de fréquence, le bruit indépendant du signal s'identifie pratiquement à un bruit de fluctuation, et le bruit d'intermodulation produit entre les voies une diaphonie dont la majeure partie est inintelligible, surtout lorsque le nombre de ces voies est assez élevé.

La présente communication a pour objet quelques considérations sur un procédé permettant d'améliorer dans certains cas les performances des faisceaux hertziens à modulation de fréquence pour la téléphonie multiplex.

Plus particulièrement, après quelques observations sur les recommandations du C.C.I.F. en matière de circuits téléphoniques, on étudiera les propriétés d'un système à deux modulations de fréquence échelonnées qui peut être employé avec avantage dans la transmission d'un signal téléphonique multiplex à nombre moyen de voies, par exemple de 60 à 240, et bien entendu aussi d'un nombre plus élevé réparti entre plusieurs ondes porteuses. Des résultats expérimentaux seront indiqués.

1^o Remarques préliminaires.

Les recommandations formulées par le C.C.I.F. à FLORENCE en octobre 1951 pour les faisceaux hertziens téléphoniques internationaux stipulent (Livre Jaune, tome III bis, p. 198) que « lorsque ceci peut être effectué, l'objectif doit être d'atteindre les qualités de transmission recommandées par le C.C.I.F. pour les circuits métalliques internationaux ».

La définition de ces qualités de transmission est rapportée à un « circuit fictif de référence » qui à la vérité ne convient pas parfaitement aux systèmes à faisceaux hertziens, car il laisse évidemment dans l'ombre les conditions particulières à ceux-ci, comme par exemple le régime des évanouissements. A ce propos le compte-rendu des réunions d'octobre 1953 à GENÈVE pose le problème :

Question nouvelle (3^e Commission d'études en coopération avec les 5^e et 4^e Commissions d'études) (catégorie A2) (très urgente) (correspond à la question n° 112 du C.C.I.R.).

Quelle est la variation (en fonction du temps) de l'écart entre signal et bruit que l'on peut admettre dans une communication téléphonique internationale ?

Remarque 1. — Le C.C.I.R. a besoin de divers renseignements pour établir les clauses essentielles d'une spécification pour les faisceaux hertziens ; dans des faisceaux hertziens de

(1) Communication faite à Milan, le 15 avril 1954, à l'occasion du Symposium d'Electronique et de Télévision.

construction moderne, on constate que l'équivalent ne varie pas sensiblement avec le temps, mais que les bruits peuvent parfois varier notablement (de l'ordre de plusieurs décibels).

.....
En attendant les résultats de l'étude de cette question, le C.C.I.F. communiquera au C.C.I.R. la spécification relative au bruit tolérable sur les systèmes modernes à courants porteurs sur lignes métalliques. Cette spécification comporte en particulier la clause que la limite fixée pour la puissance psophométrique peut être dépassée pendant 1 % du temps (Livre Jaune du C.C.I.F., tome III bis, page 121) ».

Le circuit fictif de référence sur paires coaxiales a une longueur de 2 500 kilomètres et comprend neuf couples de modulations de groupe secondaire. Il comporte en outre des couples de modulations de voie et de groupe primaire, mais ces couples n'intéressent pas le système à faisceaux hertziens.

La puissance psophométrique totale, incluant les bruits de fluctuation et d'intermodulation, introduite par le système à faisceaux hertziens sur ce circuit fictif, et ramenée en un point de niveau relatif zéro sur une voie, peut être assimilée à la puissance psophométrique due à la « ligne haute fréquence » coaxiale (avec ses répéteurs intermédiaires) ; elle ne doit donc pas dépasser pendant plus de 1 % du temps la valeur de 7 500 picowatts, si l'on veut se conformer à la recommandation initiale. Mais il est certain que ce pourcentage de temps a été établi pour tenir compte du caractère statistique du volume des conversations, et nullement pour prévoir des évanouissements éventuels dans la propagation hertzienne. Autrement dit, le calcul des bruits d'intermodulation devra pour nous se fonder sur ce pourcentage ; au contraire le calcul des bruits de fluctuation peut être affecté d'un coefficient encore indéterminé, qui d'ailleurs influencerait de la même façon sur la qualité des deux systèmes que nous voulons comparer, à savoir la simple et la double modulation de fréquence.

On peut admettre en gros que les puissances psophométriques sur une voie peuvent être calculées et mesurées comme des puissances moyennes sur une bande de 4 000 c/s, et qu'il suffit d'abaisser ces dernières d'environ 3 dB pour obtenir les puissances psophométriques avec une approximation suffisante.

D'autres conditions, par exemple de diaphonie intelligible, sont formulées, mais pour les caractéristiques des faisceaux hertziens à nombre de voies moyen ou élevé, c'est d'ordinaire la condition de bruit total qui demeure la plus déterminante.

Dans un système de transmission hertzienne à modulation de fréquence simple du type classique, il est bien connu que la grandeur caractéristique définissant le niveau du signal multiplex le long du faisceau est la déviation de fréquence correspondant à un signal dont la puissance est de 1 milliwatt en un point de niveau relatif zéro. On dit souvent que ce signal est au niveau 0 dBmo, signifiant par là qu'il se trouve au niveau de puissance 0 décibel par rapport à 1 milliwatt au point de niveau relatif zéro de la liaison.

La puissance du signal multiplex étant à chaque instant représentée sur le faisceau hertzien par le carré d'une déviation de fréquence, il est naturel d'exprimer celle-ci en valeur efficace. La déviation efficace de fréquence produite par un signal sinusoïdal est évidemment $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fois la déviation de crête.

La grandeur caractéristique en question sera donc la déviation efficace d de fréquence sur la porteuse correspondant à un signal à 0 dBmo.

Il est évident que la valeur de d peut être déterminée librement de façon à rendre optimum la qualité de la transmission : moyennant l'adjonction ou le déplacement d'amplificateurs ou d'atténuateurs, on peut toujours, sans rien changer à l'essentiel du système à modulation de fréquence, faire varier d en maintenant constant l'équivalent de transmission.

Or, toutes choses égales d'ailleurs, l'augmentation de d entraîne, pour le faisceau hertzien et en un point de niveau relatif zéro, à la fois une diminution de la puissance de bruit de fluctuation et un accroissement de la puissance de bruit d'intermodulation. Un abaissement de d a des effets contraires. Il y a donc lieu de choisir d de façon à rendre minimum la somme de ces deux puissances de bruit.

Autrement dit il n'est pas logique de caractériser la qualité d'un système en donnant indépendamment le niveau de bruit de fluctuation et le niveau de bruit d'intermodulation en dBmo. Si ces deux chiffres étaient très différents, cela signifierait sans doute que d a été mal choisi.

On ne devra pas non plus comparer deux systèmes au point de vue du bruit de fluctuation seul ou du bruit d'intermodulation seul : c'est la puissance psophométrique de bruit total obtenue à la déviation optimum qui exprime adéquatement la qualité de chaque système.

Comme les intermodulations les plus importantes sont en général celles qui sont dues aux distorsions de non-linéarité du second ordre, sauf dans le cas assez exceptionnel où l'on peut situer le signal multiplex téléphonique à l'intérieur d'une octave en fréquence, on constate — c'est ce qu'ont fait STARR et WALKER dans leur magistrale communication « *Microwave Radio Links* » publiée dans les P.I.E.E. en septembre 1952 — que la puissance psophométrique totale sur une voie téléphonique, ramenée en un point de niveau relatif zéro, peut s'écrire en milliwatts sous la forme :

$$\frac{A}{d^2} + B d^2 \quad (1)$$

D'une part en effet le bruit de fluctuation physiquement présent à la sortie du dernier discriminateur et correspondant à la bande allouée à une certaine voie, en principe choisie la plus défavorisée, peut être représenté par un nombre A de (c/s)² efficaces de déviation de fréquence indépendant de la valeur de d qui sera adoptée. Dans la détermination de A interviennent la puissance émise, le gain

des aériens, la longueur et le nombre des tronçons, les conditions de propagation, le facteur de bruit des récepteurs et la fréquence moyenne de la bande allouée à la voie considérée.

D'autre part le bruit d'intermodulation du second ordre présent au même point et correspondant à la même bande peut être représenté par une grandeur Bd^2 , exprimée aussi en $(c/s)^2$ efficaces de déviation de fréquence, et dans laquelle le coefficient B est indépendant de d . Dans la détermination de B interviennent les diverses causes de distorsion, la puissance des signaux de conversation pour le nombre de voies fixé et en un point de niveau relatif zéro, et, comme pour A , la fréquence moyenne de la bande allouée à la voie considérée.

Pour avoir la puissance de bruit total en milliwatts au point de niveau relatif zéro, il suffit évidemment de diviser par d^2 la somme $A + Bd^2$, ce qui donne bien la quantité (1).

La déviation d optimum sera celle qui rend minimum cette quantité, c'est-à-dire :

$$d = \sqrt{\frac{A}{B}}$$

La puissance de bruit total est alors :

$$2 \sqrt{AB}$$

et c'est cette grandeur qui caractérise la qualité intrinsèque de la liaison, étant d'autant plus petite que celle-ci est meilleure.

2° Le système à double modulation de fréquence.

Dans l'étude et la réalisation d'un système de faisceau hertzien à ondes décimétriques ou centimétriques et à simple modulation de fréquence, une des difficultés principales provient des conditions de linéarité à satisfaire pour que, compte tenu du bruit de fluctuation inévitable, la performance globale reste satisfaisante.

On peut évidemment réaliser la modulation dans des circuits à tubes classiques, triodes ou pentodes, qui offrent de nombreuses possibilités et une grande souplesse dans la constitution des circuits ; mais ces genres de circuits sont limités au domaine des fréquences inférieures, disons, à 150 Mc/s. On ne peut donc moduler, avec une bonne linéarité, il est vrai, qu'une porteuse auxiliaire qui devra être mélangée avec une onde à fréquence élevée pour donner la porteuse définitive. Le tube d'émission est alors nécessairement un tube amplificateur, et l'on sait que la puissance des tubes amplificateurs actuellement courants en hyperfréquences est assez limitée, de l'ordre du watt, ce qui limite la protection contre les bruits de fluctuation.

On peut au contraire préférer utiliser un tube d'émission oscillateur parce que ce genre de tubes atteint

en hyperfréquences, d'une façon générale et à niveau égal de la technologie, une puissance notablement supérieure, de l'ordre de 10 watts par exemple. Mais alors il faut pouvoir moduler directement le tube en fréquence avec une linéarité suffisante ; les caractéristiques de modulation des tubes oscillateurs de ce type permettent rarement de remplir cette condition. Comme la discrimination se fait toujours à des fréquences plus classiques, on pourrait bien réaliser un système à forte contre-réaction de fréquence, mais la mise au point d'une chaîne stable dans ce cas est souvent une opération délicate. De toute façon il faut répéter les démodulations et modulations à toutes les stations relais, ce qui est un inconvénient.

Un procédé permet de concilier l'emploi d'un oscillateur de puissance élevée et la modulation dans des circuits classiques dont la souplesse facilite le parachèvement d'une bonne linéarité. C'est le procédé de la double modulation de fréquence, proposé pour la première fois, à notre connaissance, par L.E. THOMPSON (cf. *P.I.R.E.*, 1946, 34, p. 936 : « *A Microwave Relay System* »), installé par la R.C.A. en 1945 sur une liaison expérimentale NEW-YORK-PHILADELPHIE (cf. *R.C.A. Review*, décembre 1946, « *Microwave Relay Communication System* », par GERLACH), puis employé par la WESTERN UNION TELEGRAPH CO sur une liaison NEW-YORK-WASHINGTON-PITTSBURGH (cf. *W.U.T.R.*, juillet 1952, « *A Radio Relay System employing a 4 000 Mc/s 3-cavity Klystron* », par J.J. LENEHAN). Ce procédé consiste à moduler en fréquence par le signal téléphonique multiplex une sous-porteuse, qui à son tour module en fréquence la porteuse engendrée par un oscillateur d'émission.

Incontestablement ce système présente une importante détérioration du quotient signal/bruit de fluctuation par rapport à une modulation simple qui utiliserait la même déviation de fréquence sur la porteuse, parce que le spectre de la sous-porteuse modulée ne peut être rapproché impunément de la fréquence zéro, ce qui rendrait impossible sa transmission correcte.

Cependant, comme il a été dit au paragraphe précédent, on ne peut comparer les systèmes du seul point de vue des bruits de fluctuation, et le système à double modulation présente notamment certains avantages :

1° La haute linéarité n'est imposée qu'à la première modulation et à la dernière démodulation qui s'opèrent à des fréquences relativement basses ; cet avantage est partagé par les systèmes à hétérodynes et amplificateurs, mais non par les systèmes à oscillateur d'émission directement modulé par le signal multiplex.

2° La déviation de fréquence sur la porteuse n'est plus limitée par des conditions de linéarité strictes, car la sous-porteuse traversera toujours un limiteur d'amplitude avant la seconde discrimination ; cela permet de pousser assez haut, par exemple à ± 5 Mc/s ou plus, cette déviation, ce qui vient en

compensation de la détérioration du quotient signal/bruit de fluctuation mentionnée précédemment.

3° Les distorsions non-linéaires de phase sur la porteuse ou la fréquence intermédiaire ne causent que des distorsions non-linéaires de phase considérablement plus faibles sur la sous-porteuse et n'agissent donc pratiquement pas sur l'intermodulation, ce qui est très favorable lors de la multiplication des étages à fréquence intermédiaire dans une liaison globale à un ou plusieurs tronçons, lorsqu'il y a désadaptation des guides d'antennes ou lorsqu'il y a propagation par trajets multiples : cet avantage n'est partagé par aucun des deux systèmes à simple modulation.

4° Il n'y a de seconde démodulation et de première remodulation qu'aux stations où le service l'exige ; les distorsions correspondantes ne sont donc multipliées que par le nombre de telles stations, et non par le nombre total de relais (environ 5 fois plus grand dans le circuit fictif) ; cet avantage concernant les distorsions est partagé naturellement par le système à hétérodynes et amplificateurs, mais seulement au moyen d'artifices onéreux et délicats (comme une très forte contre-réaction de fréquence) par le système à oscillateur d'émission directement modulé.

5° La surpuissance à l'émission, par rapport au système à hétérodynes et amplificateurs, donne, même à égalité de performance globale, une protection plus efficace contre les évanouissements, car il faudra un évanouissement plus profond pour que le quotient porteuse/bruit tombe au-dessous du seuil nécessaire au fonctionnement normal de la démodulation de fréquence ; autrement dit certaines valeurs d'évanouissement qui pourraient causer de véritables interruptions sur le système sans surpuissance ne donneront qu'une détérioration de qualité sur le système avec surpuissance à l'émission.

6° Le système à double modulation offre en outre la possibilité d'introduire en simple modulation et en parallèle avec la sous-porteuse, normalement à fréquence plus basse qu'elle, une voie de service indépendante de la bande des signaux transmis avec une haute qualité ; cette voie de service peut être notamment utilisée, totalement ou partiellement, pour la transmission, même permanente, de signaux d'essai et de contrôle facilitant la localisation des défauts lorsqu'il y a de nombreuses stations relais ne possédant pas de personnel fixe d'entretien.

Il faut dire également que le système à double modulation de fréquence se prêtait particulièrement au cas présent grâce à la possibilité d'utiliser un tube oscillateur d'émission exceptionnellement simple et robuste, le tube à réflexions multiples inventé par le Dr. F. COETERIER, des Laboratoires PHILIPS d'EINDHOVEN (v. p. ex. F. COETERIER, « *The Multi-reflection Tube — A new oscillator for very short waves* », Philips Technical Review, septembre 1946).

3° Comparaison quantitative entre les systèmes à double et à simple modulation de fréquence.

Quoi qu'il en soit, étant donné ce faisceau de caractéristiques du système à double modulation de fréquence, il semble maintenant indiqué de tenter une comparaison quantitative de principe entre sa performance et celle d'un système à simple modulation du type le plus moderne, c'est-à-dire à hétérodynes et amplificateurs.

Nous allons effectuer cette comparaison sur la base d'une application de chacun des deux systèmes au circuit fictif de référence de longueur 2 500 km comportant neuf couples de modulation et démodulation.

Nous supposerons égaux tous les paramètres qui ne dépendent pas du choix de l'un ou de l'autre des deux systèmes, c'est-à-dire notamment le nombre et la longueur des tronçons, la longueur d'onde, le gain des aériens, les conditions de propagation et le facteur de bruit des récepteurs dans le spectre de la porteuse et de la fréquence intermédiaire.

Par contre nous supposerons différentes les valeurs des paramètres liés au choix du système, c'est-à-dire notamment la puissance en watts du tube d'émission, P pour l'amplificateur du système classique, P' , ordinairement plus élevée, pour l'oscillateur du système à double modulation, et la déviation de fréquence en c/s efficaces μ sur la porteuse (en simple modulation) ou μ' sur la sous-porteuse (en double modulation) correspondant pour un signal modulateur sinusoïdal à un taux de 2° harmonique fixé à l'avance, par exemple de 10^{-6} en puissance ou — 60 décibels.

Nous introduirons en outre dans le système à double modulation la déviation de fréquence de crête Δ c/s sur la porteuse, qui peut être choisie aussi grande que le permet une modulation saine du tube sans tenir compte de la stricte linéarité, et la fréquence moyenne F c/s de la sous-porteuse.

On peut montrer (les calculs sont donnés en appendice) que le coefficient d'amélioration de la performance par le système à double modulation peut alors s'écrire :

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mu'}{\mu} \frac{\Delta}{F} \sqrt{\frac{P'}{P}}$$

Le coefficient η représente le rapport entre les puissances de bruit total ramenées au point de niveau relatif zéro respectivement par le système à simple et par le système à double modulation de fréquence, la déviation efficace de fréquence pour 0 dBmo étant supposée ajustée à sa valeur optimum tant sur la porteuse du système à simple modulation que sur la sous-porteuse du second système.

Dès que η est supérieur à 1, c'est le système à double modulation qui donne la meilleure qualité téléphonique. Si l'on trouve dans un cas particulier par cette formule une valeur η égale ou un peu inférieure à 1, on peut encore préférer le système à double modulation, du fait de sa protection beaucoup plus efficace contre un certain nombre de perturbations que nous avons négligées dans les calculs pour des raisons à la fois de simplicité et de concession à l'autre système, mais qui souvent ne seront pas négligeables dans le cas de la simple modulation, à savoir :

— les distorsions de phase des amplificateurs à fréquence intermédiaire ;

— les distorsions de phase dues à la désadaptation des guides d'antennes : sur ce point, dans le système à double modulation, il suffit au bon fonctionnement que la condition de non-discontinuité de l'oscillation à l'émission en présence des effets d'entraînement soit satisfaite, condition évidemment bien moins sévère que les conditions de distorsion ;

— les distorsions dues au centrage imparfait de la fréquence intermédiaire dans la bande des amplificateurs ;

— les bruits de fluctuation dus à la limitation imparfaite (on voit tout de suite, par exemple sur la formule (3) de l'étude citée de STARR et WALKER, que les termes de bruit venant s'ajouter au bruit triangulaire sont d'un ordre de grandeur très inférieur en double modulation).

Il est raisonnable pour un système à 60 voies de prendre par exemple $\Delta = 5$ Mc/s et $F = 1,5$ Mc/s. Si le rapport $\frac{P'}{P}$ est alors d'environ 10, ce qui est dans l'ordre des réalisations actuelles, on voit que :

$$\eta = 7,5 \frac{\mu'}{\mu}$$

η sera supérieur à 1 dès que $\frac{\mu'}{\mu}$ dépassera 0,133.

Or une bonne valeur de μ correspondant à la technique actuelle des discriminateurs centrés vers 100 Mc/s est 0,35 Mc/s, ce qui revient à une déviation crête-à-crête de 1 Mc/s.

Si μ' est supérieure à 46,5 kc/s, c'est-à-dire si la déviation crête-à-crête sur la sous-porteuse correspondant à un taux de 2^e harmonique de — 60 dB est supérieure à 132 kc/s, ce qui peut être réalisé facilement pour des discriminateurs centrés autour de 1,5 Mc/s, on aura une valeur de η favorable. On peut aussi relever, par changement de fréquence à la réception, la fréquence moyenne de la sous-porteuse, par exemple jusqu'à 13 Mc/s, comme le faisait L. E. THOMPSON en 1945, mais cela devient inutile avec certains types de discriminateurs.

Il y a toujours intérêt, quand c'est possible, à augmenter la déviation Δ et à diminuer la fréquence sous-porteuse F .

4^e Description d'un équipement expérimental à double modulation de fréquence.

Un équipement expérimental de faisceau hertzien téléphonique à double modulation de fréquence a été réalisé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées.

Cet équipement se compose d'un poste émetteur et d'un poste récepteur, comprenant chacun une baie et une tête.

La figure 1 est une photographie de la baie et de la tête d'émission, la figure 2 une photographie de



FIG. 1. — Emetteur expérimental pour faisceau hertzien à double modulation de fréquence.

la baie et de la tête de réception ; la figure 3 représente le schéma d'ensemble de la liaison expérimentale (les circuits purement séparateurs ne sont pas représentés).

Le poste émetteur comprend :

— un oscillateur à 9 Mc/s environ modulé en fréquence par le signal multiplex téléphonique à travers un tube à réactance ;

— un oscillateur fixe à 11 Mc/s ;

— un mélangeur fournissant la sous-porteuse à 2 Mc/s ;

— un filtre de sous-porteuse ;

— un stabilisateur de la fréquence sous-porteuse moyenne réagissant sur l'oscillateur modulé ;

— un amplificateur de sous-porteuse ;

— un émetteur à 3 500 Mc/s environ muni d'un tube C Z à réflexions multiples de puissance 10 watts ;

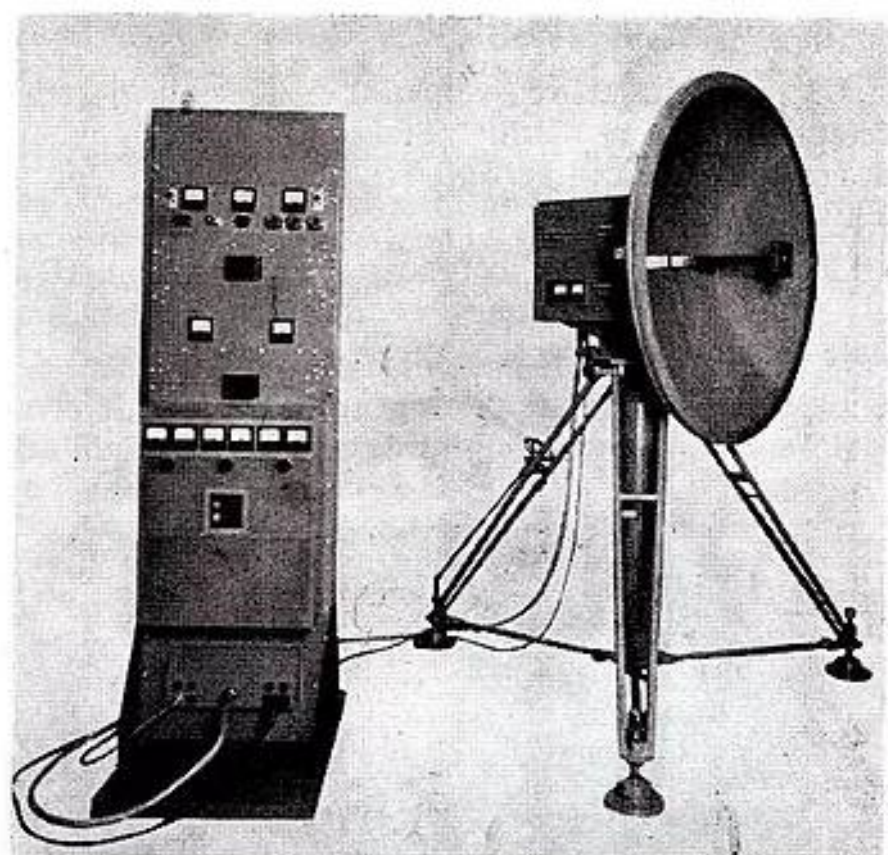


FIG. 2. — Récepteur expérimental pour faisceau hertzien à double modulation de fréquence.

— un stabilisateur de fréquence porteuse moyenne réagissant sur une électrode du tube C Z ; ce stabilisateur utilise deux cavités de référence dont les signaux de sortie sont commutés dans le temps sur un même cristal détecteur par un commutateur fondé sur l'absorption de pièces de ferroxcube que l'on peut commander par un champ magnétique ;

— un aérien paraboloidal et son excitateur, du type à rayonnement arrière inventé par CUTLER.

Le poste récepteur comprend :

— un aérien et son collecteur, identiques à l'aérien et à l'excitateur d'émission ;

— un oscillateur local à tube triode et cavité extérieure ;

— un mélangeur produisant un signal à fréquence intermédiaire centrée autour de 58 Mc/s ;

— un amplificateur à fréquence intermédiaire muni d'un préamplificateur à faible bruit ; la bande globale est de $58 \text{ Mc/s} \pm 7 \text{ Mc/s}$ aux points situés à 3 dB du maximum ; l'amplificateur est du type à circuits décalés en fréquence ;

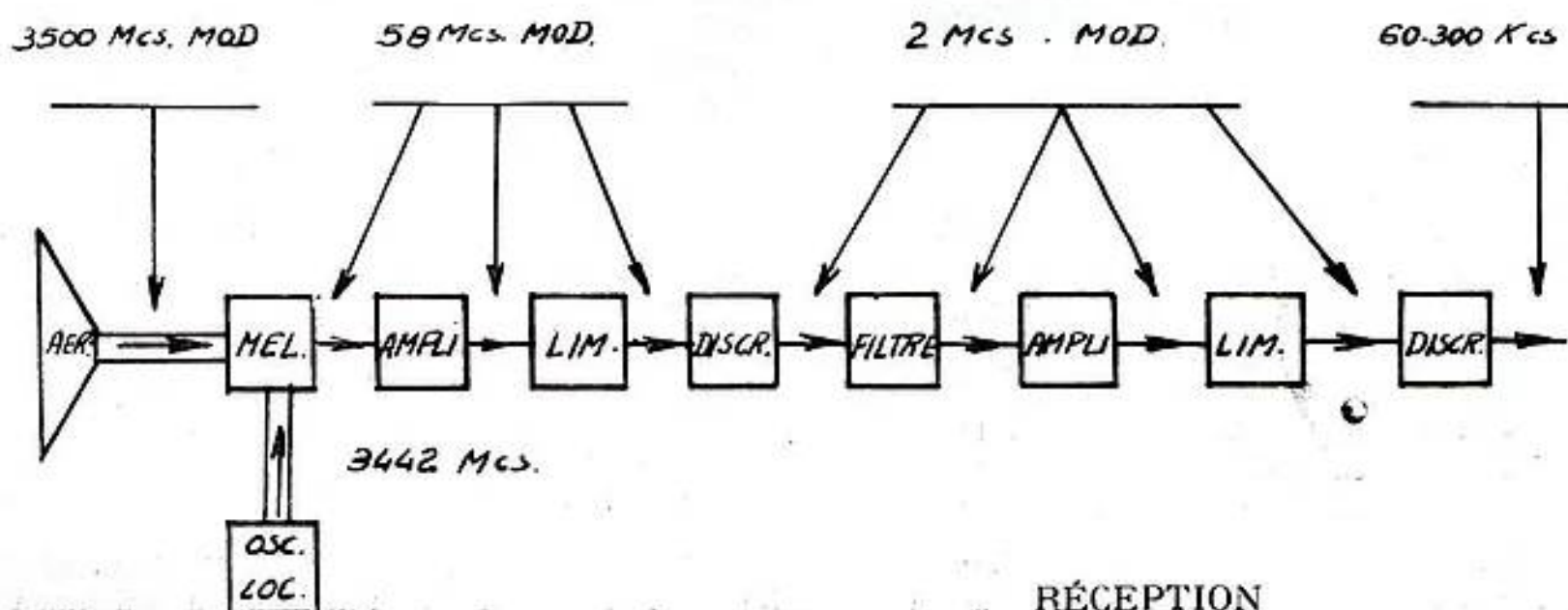
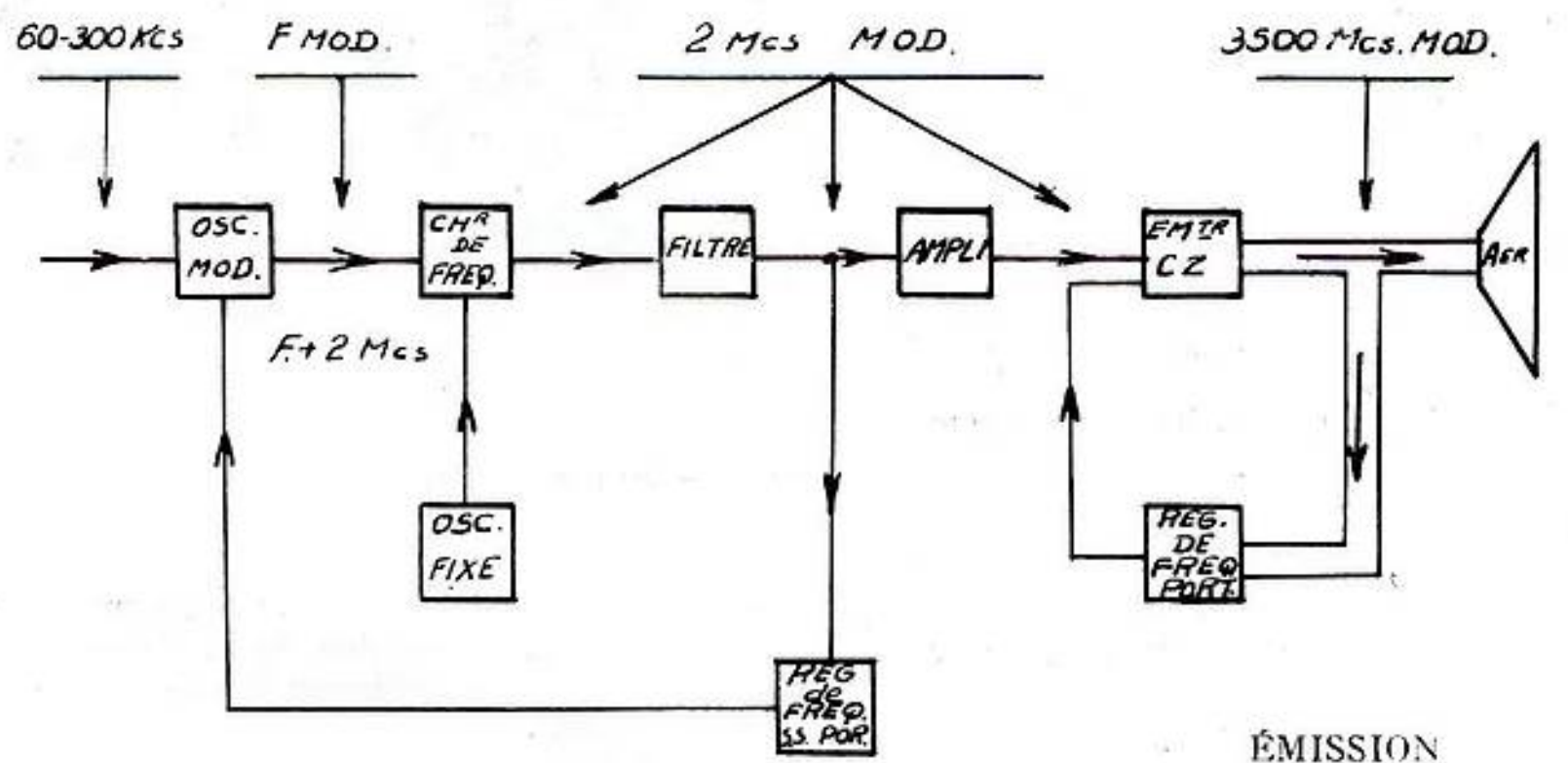


FIG. 3. — Schéma d'ensemble d'un équipement de faisceau hertzien téléphonique à double modulation de fréquence.

- un limiteur d'amplitude à 58 Mc/s ;
- un discriminateur restituant la sous-porteuse à 2 Mc/s ;
- un filtre de sous-porteuse ;
- un amplificateur de sous-porteuse ;
- un limiteur de sous-porteuse (terminé par un circuit sélectif pour atténuer les harmoniques du spectre de sous-porteuse) ;
- un discriminateur restituant le signal téléphonique multiplex initial.

5° Mesure des performances de l'équipement expérimental.

L'équipement a été essayé sur un tronçon dans les conditions suivantes :

- nombre de voies : 48 ;
- distance : 12,5 km ;
- aériens de diamètre 1 mètre ;
- puissance à l'émission réduite à 4 watts ;
- déviation de ± 5 Mc/s sur la porteuse ;
- affaiblissement systématique de 5 dB sur le signal à fréquence intermédiaire avant l'entrée du préamplificateur à faible bruit ;
- atténuation évaluée par recoupements à 10 dB environ sur le parcours du faisceau par suite d'un bâtiment faisant obstacle.

Autrement dit le bruit de fluctuation est le même que sur un tronçon de 50 km affecté d'un évanouissement de :

19 dB (les aériens de diamètre 1 m sont remplacés sur un tronçon de 50 km par des aériens semblables de diamètre 3 m).

- 12 dB (la distance étant quadruplée).
 - + 4 dB (l'affaiblissement à fréquence intermédiaire étant supprimé).
 - + 10 dB (l'obstacle étant supprimé).
- soit 21 dB d'évanouissement.

L'équipement était relié à un système à courants porteurs constitué comme suit : les voies sont transmises en bande latérale unique et situées dans des intervalles successifs de 4 kc/s. Le groupe I (12-60 kc/s) comprend 12 voies ; à l'intérieur de chacune les fréquences sont, quoique transposées bien entendu, rangées dans leur ordre naturel ; les voies sont numérotées de 1 (12-16 kc/s) à 12 (56-60 kc/s). Le groupe II (60-108 kc/s) comprend 12 voies où l'ordre des fréquences est inverse de l'ordre naturel ; elles sont numérotées de 1 (108-104 kc/s) à 12 (64-60 kc/s). Le groupe III (108-156 kc/s) comprend 12 voies inversées numérotées

de 1 (156-152 kc/s) à 12 (112-108 kc/s). De même le groupe IV (156-204 kc/s) comprend 12 voies inversées numérotées dans l'ordre des fréquences descendantes.

Le principe des mesures consistait à charger à l'émission 40 voies sur les 48 voies avec des signaux incohérents de puissances égales représentant les signaux de conversation et fournis par un générateur de bruit, puis à effectuer les mesures permettant de tracer la courbe donnant la puissance de perturbation totale à la réception dans l'une des 8 dernières voies, exprimée en dBmo en fonction de la puissance totale des signaux incohérents introduits à l'entrée exprimée elle aussi en dBmo.

En réalité le générateur de bruit était un amplificateur de groupe primaire transposé (bande 48 Kc/s), dont la démodulation sur quatre canaux en parallèle permettait d'alimenter en bruit simultanément les voies des groupes I, II, III et IV.

Théoriquement, il y a donc entre les voies d'un groupe l'incohérence mutuelle parfaite qui correspond probablement au service réel. En ce qui concerne les distorsions dues à la transmission H. F., l'incohérence est également assurée entre les voies, même homologues, de deux groupes déployés en sens inverses (groupe I et II) mais non de deux groupes de même sens (groupes II et III). Pratiquement la similitude des résultats dans ces deux cas laisse présumer qu'une incohérence de fait se trouve réintroduite, peut-être par le jeu de certains décalages en phase.

Avant de tracer la courbe du bruit total en fonction de la puissance de charge fictive, il convient de déterminer rapidement la valeur optimum de d , déviation efficace de fréquence sous-porteuse correspondant au niveau 0 dBmo, afin de centrer correctement la plage des niveaux parcourus.

Pour déterminer rapidement la valeur optimum de d , on introduit le signal global de charge fictive à l'entrée d'un atténuateur calibré A, dont la sortie est reliée au châssis de première modulation du faisceau hertzien. La sortie du châssis de seconde démodulation du faisceau hertzien est reliée, à travers un atténuateur calibré B, à l'entrée à bas niveau relatif du récepteur à courants porteurs.

En faisant varier d'un nombre de dB chaque fois égal et opposé les atténuations de A et B, on maintient constant l'équivalent (quel qu'il soit) de l'ensemble A + faisceau hertzien + B, tout en faisant varier la déviation produite par la charge fictive.

On constate alors que pour une certaine position des atténuateurs la perturbation totale sur une des voies non chargées est minimum ; le minimum est d'ailleurs peu aigu, et il faut souvent 2 ou 3 dB de variation sur la déviation pour que la perturbation varie sensiblement.

Ce minimum de perturbation totale correspond à une déviation efficace δ où devra s'établir le niveau + 1,2 dBmo, charge globale de conversation qui n'est pas dépassée plus de 1 % du temps dans un système à 48 voies non contrôlées en volume, selon le chiffre de HOLBROOK et DIXON (*« Load Rating*

Theory for Multi-Channel Amplifiers, B. S. T. J. octobre 1939) diminué de 5 dB conformément aux expériences récentes.

La déviation efficace d optimum correspondante est évidemment de 1,2 dB plus basse, soit 0,87 δ . On a trouvé comme moyenne des d optima (peu aigus) pour les voies I-1 et IV-1 la valeur 40 kc/s.

Les mesures de bruit total à charge fictive variable ont alors été effectuées. Les résultats sont indiqués pour la voie I-1 sur la figure 4, pour la voie II-1 sur la figure 5 et pour la voie IV-1 sur la figure 6. La mesure était faite en bande de voie uniforme, sans filtre psophométrique.

Le bruit total à la charge + 1,2 dBmo était à environ :

- 60 dBmo en voie I-1
- 59,5 dBmo en voie II-1
- 59 dBmo en voie IV-1

Le bruit à vide était à :

- 65 dBmo en voie I-1
- 64 dBmo en voie II-1
- 62 dBmo en voie IV-1

6° Conclusions des mesures précédentes.

A partir de l'une des courbes, en principe de la plus défavorable, c'est-à-dire de celle qui concerne

la voie IV-1, on peut tenter une extrapolation au « circuit fictif de référence » dont il a été question (50 tronçons de 50 km, 9 modulations et démodulations complètes).

En admettant la condition d'évanouissement mentionnée dans l'appendice (évanouissements de 20 dB sur 2 tronçons simultanément, propagation nominale sur les 48 autres tronçons) on doit prévoir un bruit de fluctuation 248 fois plus fort pour la liaison globale que pour le tronçon unique sans évanouissement, soit une augmentation de 24 dB, et donc de 3 dB par rapport aux conditions de l'expérience définies plus haut. On peut d'ailleurs penser que cette condition est sévère, car il semble par exemple que dans le système TD 2 les évanouissements supérieurs à 20 dB ne soient atteints pendant 1 % du temps que sur le moins favorisé des 107 tronçons.

Quant aux puissances d'intermodulation, elles doivent être multipliées par 9, c'est-à-dire relevées de 9,5 db. Le résultat est la seconde courbe de la figure 6.

Le nouveau niveau + 1,2 dBmo optimum se trouverait à l'ancien niveau — 2 dBmo; donc la déviation efficace d optimum devrait être diminuée de 3,2 dB, et la performance en bruit total à la (nouvelle) charge + 1,2 dBmo s'établirait (voir la figure) à — 55,7 dBmo + 3,2 dB = — 52,5 dBmo.

Ce chiffre doit être comparé à la valeur recommandée par le C.C.I.F. qui en mesure non psophométrique

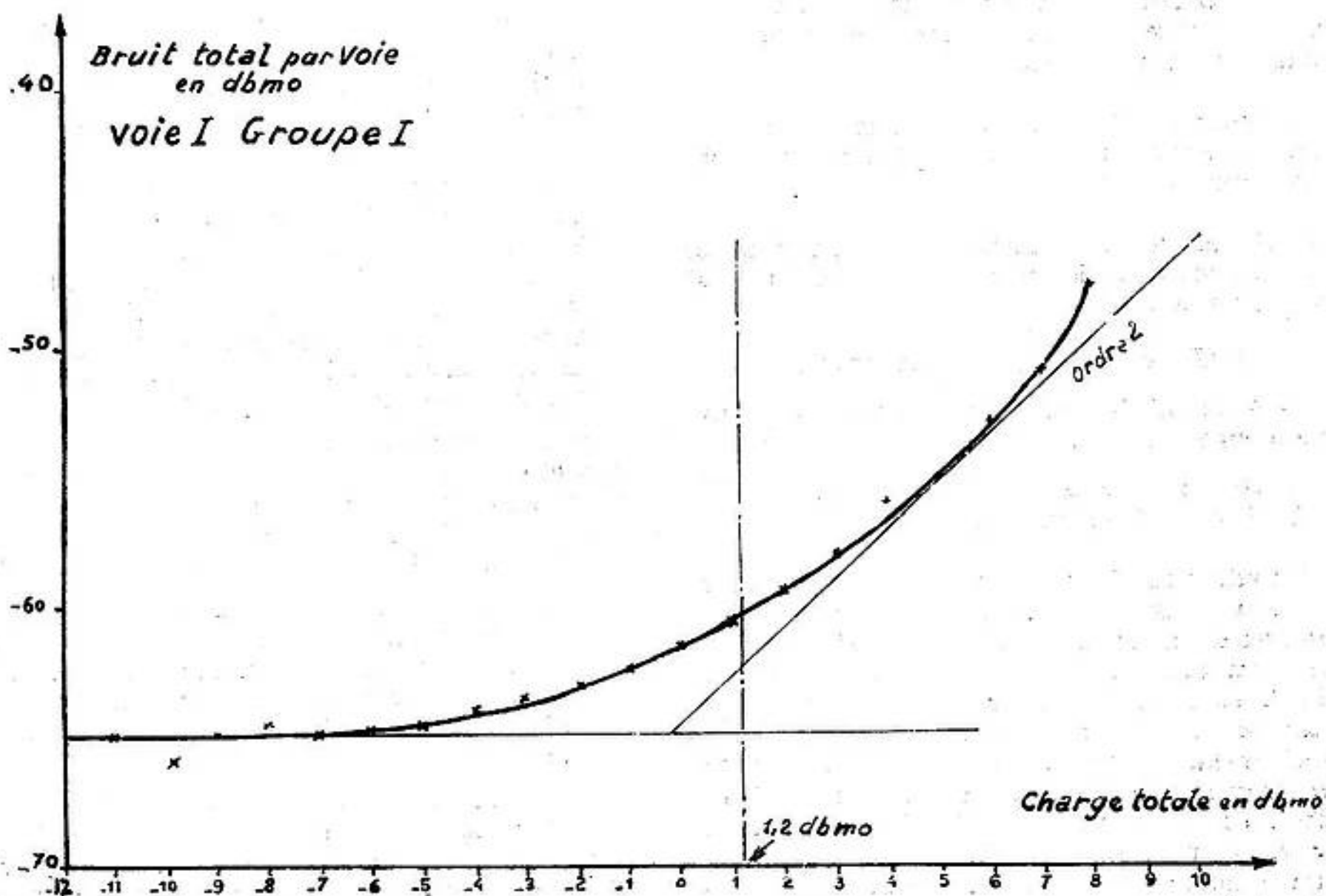


FIG. 4. — Puissance de bruit total en voie I du groupe I, en fonction de la charge en groupes I, II, III, IV (12-204 kc/s).

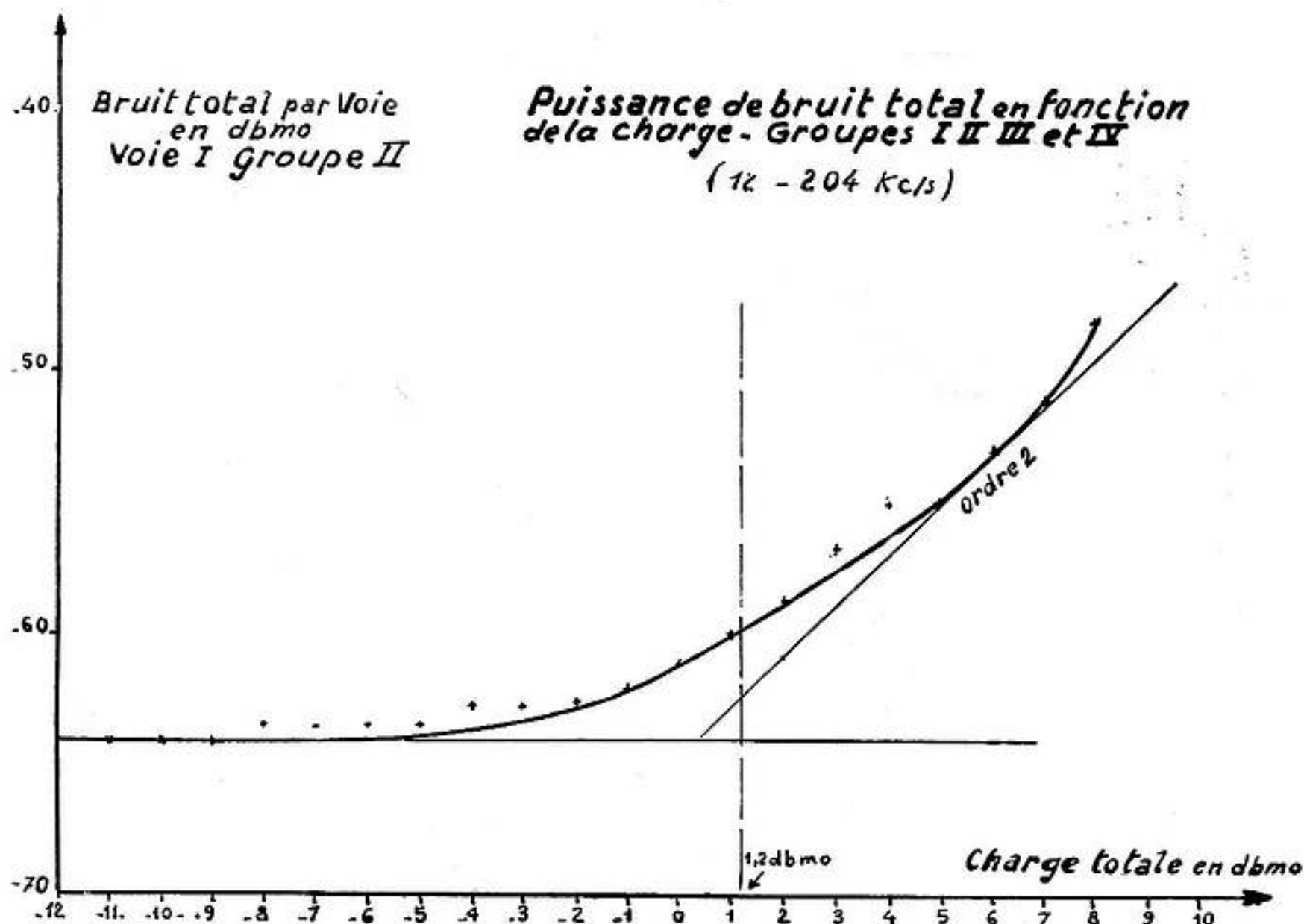


FIG. 5. — Puissance de bruit total en voie 1 du groupe II, en fonction de la charge en groupes I, II, III, IV (12-204 kc/s)

correspond à 15 000 picowatts au point de niveau relatif zéro, soit $-48,25$ dBmo. Ainsi, dans des conditions de propagation assez sévères, les recommandations du C.C.I.F. seraient satisfaites sur 48 voies avec une marge de 4 dB.

On peut raisonnablement présumer que des essais sur 60 voies donneraient encore un résultat conforme aux recommandations du C.C.I.F. En effet, le système est très loin de son point de surcharge ; la voie supérieure passerait de 204 à 300 kc/s, d'où une détérioration de 3,4 dB en bruit de fluctuation ; la charge selon HOLBROOK et DIXON s'élèverait de 0,3 dB et par suite, même dans l'hypothèse pessimiste où toutes les distorsions se comporteraient comme des distorsions de phase, le bruit d'intermodulation s'élèverait de $3,4 + 0,6 = 4$ dB, soit une détérioration moyenne de performance totale de 3,7 dB seulement.

Un dernier résultat intéressant des essais effectués sur la liaison expérimentale est la grande stabilité des performances en présence de dérives artificiellement provoquées sur certains paramètres de l'équipement hertzien. Ces essais ont été effectués lorsque cet équipement n'était encore associé qu'à un système à courants porteurs à 24 voies.

A titre indicatif il fallait faire varier la fréquence de l'oscillateur local de réception de 5 Mc/s au moins dans un sens ou dans l'autre pour obtenir une aug-

mentation de 3 dB. sur la puissance de bruit global dans la voie avantagée (la voie désavantagée étant moins sensible). La stabilité naturelle de l'oscillateur est de l'ordre du mégacycle/seconde.

Pour la même détérioration, il fallait faire dériver la fréquence moyenne sous-porteuse de 50 kc/s au moins dans un sens ou dans l'autre. Le circuit de stabilisation maintient cette fréquence dans des limites environ 5 fois plus étroites.

D'une façon générale on peut dire que le fonctionnement du système à double modulation de fréquence, malgré une complication apparente, se caractérise par une *stabilité de performance et un « confort » remarquables*.

On peut d'ailleurs ajouter que dans le système à hétérodynes et amplificateurs la complication fonctionnelle est en réalité aussi grande, car à l'échelonnement des deux modulations de fréquence correspond celui d'une modulation de fréquence et d'un changement de fréquence qui revient à une modulation d'amplitude.

Dans ces conditions une extension jusqu'à 240 voies sur une seule porteuse peut être envisagée moyennant l'emploi d'un tube d'émission de facteur de mérite environ 14 fois plus élevé, et dans le cas présent le facteur de mérite peut être représenté par le produit de la puissance P par le carré Δ^2 de la

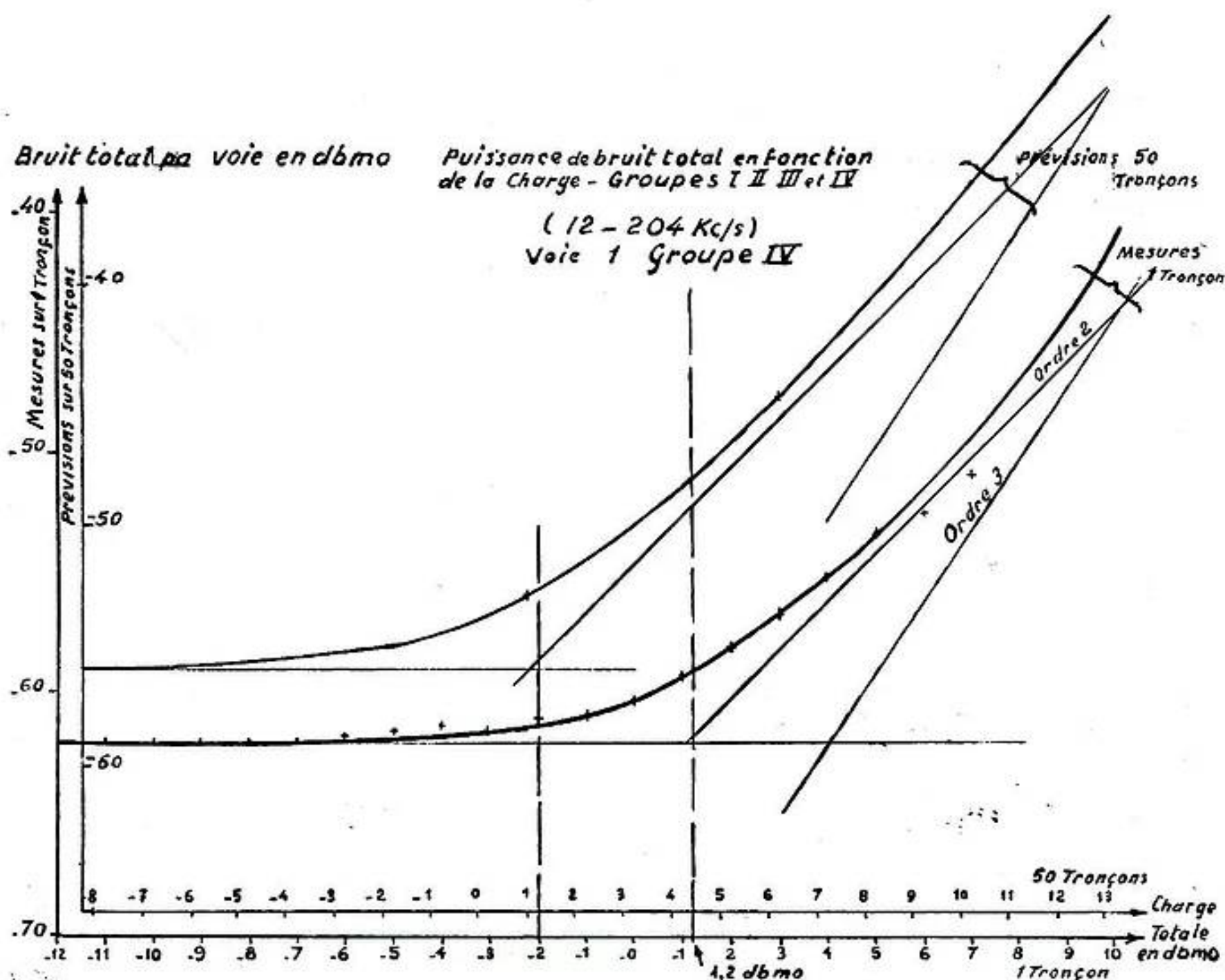


FIG. 6. — Puissance de bruit total en voie 1 du groupe IV, en fonction de la charge en groupes I, II, III, IV, (12-204 kc/s) et prévision pour tronçons.

déviations de crête utilisables, car aucune condition de distorsion n'est imposée pour cette modulation. Le facteur 14 provient de ce que pour transmettre 240 voies il faut en principe dans les bandes C.C.I.F. une bande 3,5 fois plus grande que pour en transmettre 60, et que si l'on admet une certaine loi d'homothétie à distorsion égale pour le second discriminateur (qui détermine la distorsion) le passage à une sous-porteuse de fréquence 3,5 fois plus élevée et modulée avec une déviation 3,5 fois plus élevée également donnerait, P et Δ restant inchangés, les changements suivants :

bruit de fluctuation : + 10,9 dB (F étant multiplié par 3,5),

— 10,9 dB (la déviation de sous-porteuse étant multipliée par 3,5),

+ 10,9 dB (la fréquence défavorisée du signal téléphonique multiplex étant multipliée par 3,5) ;

puissance de distorsion :

+ 7 dB (augmentation de la charge totale de 3,5 dB selon HOLBROOK et DIXON) ;

— 6 dB (répartition dans 4 fois plus de voies).

soit une détérioration de 10,9 dB en bruit de fluctuation et de 1 dB en bruit d'intermodulation, ensemble équivalent (par suite de l'interdépendance des deux bruits) à une détérioration de 11,5 dB du bruit de fluctuation seul, que l'on peut compenser par une multiplication par 14 du produit $P\Delta^2$.

Si l'on passait de la puissance 4 watts employée lors des mesures à une puissance de 20 watts par exemple, il suffirait que Δ soit multiplié par

$\sqrt{\frac{14}{5}} = 1,7$, c'est-à-dire que le tube soit modulable de $\pm 8,5$ Mc/s au lieu de ± 5 Mc/s.

L'auteur tient à remercier M. le Professeur G.A. BOUTRY, Directeur des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées, d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent article, ainsi que MM. G. ANDRIEUX, J. CAYZAC, R. ROY et leurs

collaborateurs, qui ont réalisé l'équipement expérimental ici décrit, pour leur participation importante à ce travail.

APPENDICE

A) Evaluation de la performance d'un système à simple modulation de fréquence.

Il nous faut supposer le système appliqué au circuit fictif de référence de longueur 2 500 km comportant neuf couples de modulation et démodulation.

On sait que pour les faisceaux hertziens la longueur moyenne des tronçons est limitée par la visibilité optique, condition nécessaire à la propagation correcte des ondes décimétriques ou centimétriques employées, à environ 50 kilomètres.

N'oublions d'ailleurs pas que le raccourcissement des tronçons et par suite l'augmentation de leur nombre sur une distance déterminée ont un effet favorable sur les bruits de fluctuation, puisque, toutes choses égales d'ailleurs, la puissance de bruit due à un tronçon est proportionnelle au carré de sa longueur tandis que le facteur par lequel elle se trouve multipliée sur la liaison totale n'est inversement proportionnel qu'à la longueur du tronçon moyen, au moins quand les divers tronçons sont à peu près égaux. Cependant cet effet favorable est très onéreux, et c'est pourquoi nous admettrons comme raisonnable la valeur de 50 km, qui conduit à 50 tronçons pour une liaison de 2 500 km.

Nous calculerons d'abord la puissance de bruit total correspondant à un seul tronçon de la liaison hertzienne et la mettrons sous la forme (1).

Plaçons-nous pour fixer les idées dans le cas d'un système destiné à transmettre 60 voies téléphoniques étagées de 4 en 4 kc/s entre 60 et 300 kc/s et commençons par le bruit de fluctuation.

Soient P la puissance rayonnée en watts, λ la longueur d'onde en centimètres, N le facteur de bruit du récepteur.

Supposons que les aériens sont du type paraboloïde et que par souci de stabilité on ne veuille pas rendre l'ouverture des faisceaux à 3 dB du maximum inférieure à 2°. Avec l'illumination habituelle le diamètre $\varnothing$ de l'ouverture du paraboloïde devra être tel que :

$$70^\circ \frac{\lambda}{\varnothing} = 2^\circ \quad \text{ou} \quad \varnothing = 35 \lambda$$

La surface de l'ouverture est alors :

$$\frac{\pi \varnothing^2}{4} = 306 \pi \lambda^2$$

Avec une efficacité ordinaire de 0,55 on a donc une surface effective de $528 \lambda^2$, et par suite la puissance reçue à 50 km est en watts :

$$p = P \frac{528^2 \lambda^4}{\lambda^2 (5 \cdot 10^5)^2} = 1,11 \cdot 10^{-8} P \lambda^2$$

D'autre part la puissance de bruit par c/s de bande dans le spectre de la porteuse à la réception est en watts, une fois majorée par le facteur de bruit :

$$b = 1,375 \cdot 10^{-23} \cdot 293 N = 4,03 \cdot 10^{-21} N$$

Le bruit par c/s de bande après discrimination, exprimé en $(c/s)^2$ efficaces de déviation sur la porteuse, et au voisinage de la fréquence f c/s dans le spectre du signal démodulé, peut s'écrire alors, les bruits dus à l'imperfection des limiteurs étant négligés ainsi que l'éventuelle préaccentuation (voir par exemple STARR et WALKER, loc. cit., p. 247) :

$$\beta = \frac{b}{p} f^2 = \frac{4,03 \cdot 10^{-21} N f^2}{1,11 \cdot 10^{-8} P \lambda^2} = 3,63 \cdot 10^{-13} \frac{N f^2}{P \lambda^2}$$

Dans une bande de 4 kc/s autour de 300 kc/s (extrémité désavantagée du spectre) on aurait donc en $(c/s)^2$ efficaces de déviation un bruit égal à :

$$3,63 \cdot 10^{-13} \frac{N}{P \lambda^2} 9 \cdot 10^{10} \cdot 4 \cdot 10^3 = 130 \frac{N}{P \lambda^2}$$

Pour tenir compte de la mesure psophométrique on peut diviser ce chiffre par 2.

Par ailleurs si l'on veut calculer la performance non pas dans les conditions de propagation nominales ou en espace libre, mais dans la condition d'évanouissement qui n'est pas dépassée pendant plus d'un certain pourcentage du temps (encore à définir, comme nous l'avons dit précédemment), il faudra multiplier ce bruit par un coefficient α_1 correspondant : α_1 est évidemment égal à $10^{\theta/10}$ si θ est l'affaiblissement correspondant de la porteuse en décibels.

On exprimera alors la grandeur A_1 représentant en $(c/s)^2$ efficaces de déviation de fréquence le bruit de fluctuation sur la voie la plus élevée comme suit :

$$A_1 = 65 \frac{N \alpha_1}{P \lambda^2}$$

Si d est la déviation efficace de fréquence correspondant à 0 dBmo, le bruit de fluctuation dans la voie désavantagée est, en milliwatts et ramené au point de niveau relatif zéro :

$$\frac{A_1}{d^2} = 65 \frac{N \alpha_1}{P \lambda^2 d^2}$$

La grandeur A_1 correspond à la grandeur A de l'expression (1), l'indice 1 signifiant seulement qu'un tronçon unique est considéré.

Calculons maintenant la puissance d'intermodulation du second ordre.

Nous admettrons que les intermodulations d'ordres supérieurs sont négligeables ; il suffit qu'elles le soient au niveau optimum auquel on sera amené à situer la déviation de fréquence, ce qui est le plus souvent réalisé.

Nous admettrons en outre que les distorsions dues à la non-linéarité en phase des amplificateurs à fréquence intermédiaire ont été suffisamment réduites, par élargissement de la bande, par choix du circuit convenable ou par compensation, pour qu'on puisse les négliger — même, dans la suite, lorsqu'elles sont répétées sur 5 tronçons — devant les distorsions de non-linéarité du modulateur et du discriminateur. Cette hypothèse est peut-être un peu optimiste (sur un exemple, STARR et WALKER trouvent pour les nombres de tronçons supérieurs à 5 ou 6 une distorsion due aux répéteurs plus élevée que la distorsion de modulation et démodulation), mais comme notre propos est de souligner les avantages apportés dans certains cas par le système à double modulation de fréquence, qui n'est pas perturbé par les distorsions de phase des amplificateurs à fréquence intermédiaire, nous devons présenter le système plus classique sous son jour le plus favorable.

Pour évaluer la puissance d'intermodulation, il nous faut connaître d'abord en dBm le niveau global des signaux de conversation sur 60 voies pour lequel il convient de calculer cette puissance, puis le taux de 2^e harmonique correspondant à une certaine déviation de fréquence ou, ce qui revient au même, la déviation efficace de fréquence μ pour laquelle la chaîne modulateur-démodulateur donne un taux de 2^e harmonique fixé à l'avance à une valeur arbitraire que nous choisirons égale à 10^{-6} en puissance ou — 60 dB ; enfin il nous faut connaître la loi reliant la puissance d'intermodulation du 2^e ordre dans une voie au taux de 2^e harmonique donné par un signal sinusoïdal.

La première indication (niveau de conversation sur 60 voies pour lequel il convient de chiffrer l'intermodulation) peut être tirée de la célèbre étude statistique publiée par HOLBROOK et DIXON dans le B.S. T.J. d'octobre 1939 sous le titre « *Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers* ». Sans entrer dans le détail des multiples discussions que la question suscite encore, nous admettrons avec la tendance actuelle que les résultats statistiques de cette étude restent valables aujourd'hui, mais que les puissances de conversation doivent toutes être, selon les récentes expériences, abaissées de 5 dB. par rapport aux chiffres qu'elle indique.

La mesure de la puissance de bruit devant être faite au psophomètre, appareil intégrateur, il nous suffira de considérer la puissance de conversation correspondant au volume qui n'est pas dépassé pendant plus de 1 % du temps, afin de nous conformer à la recommandation du C.C.I.F. pour les circuits métalliques.

Ce volume est donné par la fig. 6 de l'étude de HOLBROOK et DIXON, qui pour 60 voies, dont nous supposons encore les volumes individuels non contrôlés, indique environ + 4,3 dB Vol. Le volume de référence correspondant à 1,66 mW au point de niveau relatif zéro, soit à + 2,2 dBm, le volume indiqué pour 60 voies correspond à + 6,5 dBm, et puisque nous admettons un abaissement de 5 dB par rapport à ces données, nous fixerons à + 1,5 dBm le niveau global de conversation pour lequel nous

devons évaluer l'intermodulation, ce qui correspond à une déviation efficace de fréquence de 1,19 d .

La valeur de μ , déviation efficace de fréquence donnant un taux de 2^e harmonique de — 60 dB par rapport au fondamental, est une propriété du système.

Quant à la loi donnant la puissance d'intermodulation du second ordre dans la voie supérieure en fonction du taux de 2^e harmonique produit par un signal sinusoïdal, elle nous est fournie par exemple par l'étude de BROCKBANK et WASS intitulée « *Non-linear distortion in transmitter systems* » et publiée dans le J.I.E.E., 1945, 92, partie III, p. 45. Cette loi indique que la puissance d'intermodulation ne dépend que de la puissance totale des signaux de conversation et non de la distribution de cette puissance entre les diverses composantes présentes, pourvu que celles-ci soient en assez grand nombre.

La puissance d'intermodulation totale du second ordre, exprimée en cycles carrés efficaces de déviation sur la porteuse, sera d'après BROCKBANK et WASS :

$$4 \cdot 10^{-8} \frac{(1,19 d)^4}{\mu^2} = 8 \cdot 10^{-8} \frac{d^4}{\mu^2}$$

Dans la voie supérieure on aura sur la bande uniforme de 4 kc/s une puissance d'intermodulation égale à la précédente divisée par le nombre de voies, soit 60, et multipliée par le coefficient de distribution 0,5 indiqué par la figure 1 de l'étude de BROCKBANK et WASS, soit :

$$8 \cdot 10^{-8} \frac{d^4}{\mu^2} \cdot \frac{0,5}{60} = 6,66 \cdot 10^{-8} \frac{d^4}{\mu^2}$$

Pour tenir compte de la mesure psophométrique on peut diviser encore ce chiffre par 2, en sorte qu'en (c/s)² efficaces de déviation le bruit d'intermodulation sur la voie la plus élevée pourra être exprimé par :

$$B_1 d^4 = 3,33 \cdot 10^{-8} \frac{d^4}{\mu^2}$$

Ce bruit d'intermodulation, exprimé en milliwatts et ramené au point de niveau relatif zéro, sera donc :

$$B_1 d^2 = 3,33 \cdot 10^{-8} \frac{d^2}{\mu^2}$$

La puissance psophométrique totale de bruit de fluctuation et d'intermodulation produite dans la voie supérieure par le tronçon de faisceau hertzien est alors en milliwatts au point de niveau relatif zéro :

$$\frac{A_1}{d^2} + B_1 d^2 = 65 \frac{N \alpha_1}{P \lambda^2 d^2} + 3,33 \cdot 10^{-8} \frac{d^2}{\mu^2}$$

Il est correct d'avoir choisi la voie supérieure comme la plus désavantagée (alors que du point de vue

de l'intermodulation elle est au contraire une des plus avantageées), parce que, lorsqu'on abaisse la fréquence f de la voie choisie, on voit décroître le bruit de fluctuation plus vite (en f^2) que ne croît le bruit d'intermodulation (presque proportionnellement à $600 \text{ kc/s} - f$).

Pour obtenir la puissance psophométrique de bruit total sur le circuit fictif de référence, qui comporte 50 tronçons de 50 km, on devra d'abord multiplier par 50 le terme de bruit de fluctuation, en remplaçant toutefois le coefficient α_1 par un autre plus petit α , car s'il y a sur un tronçon un évanouissement de $10 \log \alpha_1$ décibels pendant seulement un certain pourcentage du temps, il n'y aura pas pendant le même pourcentage du temps simultanément sur tous les tronçons des évanouissements tels que (les indices correspondant aux tronçons successifs) :

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_{50} = 50 \alpha_1$$

La détermination de ce nouveau coefficient α est difficile car il dépend des lois statistiques de la propagation sur les divers tronçons. On admet quelquefois que sur 50 tronçons on peut considérer comme la condition la plus sévère dans laquelle les exigences doivent rester satisfaites la présence d'un évanouissement de 20 dB simultanément sur 2 tronçons. Dans ce cas, au lieu d'écrire pour le bruit de fluctuation du circuit fictif :

$$\frac{A}{d^2} = 3250 \frac{N \alpha}{P \lambda^2 d^2}$$

on peut écrire :

$$\frac{A}{d^2} = 248 \times 65 \frac{N}{P \lambda^2 d^2} = 16 \ 120 \frac{N}{P \lambda^2 d^2}$$

ce qui correspond à : $\alpha = 4,96$

Dans la suite nous conserverons pourtant la forme en α indéterminé, car cela ne change rien à la comparaison des systèmes.

Il faut ensuite multiplier par 9 la puissance d'intermodulation sur un tronçon pour obtenir celle qui apparaît dans le circuit fictif de référence ; encore admet-on là, comme nous l'avons vu, que la transmission peut se faire sans démodulation de fréquence dans les relais où celle-ci n'est pas exigée par le service et que les distorsions dues aux amplificateurs à fréquence intermédiaire ou aux trajets multiples de la propagation sont négligeables, multipliées par 50, devant des distorsions de modulation et de démodulation multipliées seulement par 9.

On aura donc sur le circuit fictif total une puissance d'intermodulation :

$$B d^2 = 9 \times 3,33 \cdot 10^{-8} \frac{d^2}{\mu^2} = 3 \cdot 10^{-7} \frac{d^2}{\mu^2}$$

et une puissance totale de perturbation :

$$\frac{A}{d^2} + B d^2 = 3,25 \cdot 10^3 \frac{N \alpha}{P \lambda^2 d^2} + 3 \cdot 10^{-7} \frac{d^2}{\mu^2}$$

La déviation efficace d optimum pour le niveau de signal 0 dBmo est :

$$d = \sqrt[4]{\frac{A}{B}} = \sqrt[4]{\frac{3,25 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^{-7}} \frac{N \alpha \mu^2}{P \lambda^2}} = \sqrt[4]{1,08 \cdot 10^{10} \frac{N \alpha \mu^2}{P \lambda^2}}$$

et la puissance de perturbation en milliwatts au point de niveau relatif zéro est alors pour la voie désavantagée :

$$2 \sqrt{AB} = 2 \sqrt{3,25 \cdot 10^3 \frac{N \alpha}{P \lambda^2} 3 \cdot 10^{-7} \frac{1}{\mu^2}}$$

ou :

$$2 \sqrt{AB} = \frac{0,0624}{\lambda \mu} \sqrt{\frac{N \alpha}{P}}$$

B. — Evaluation de la performance d'un système à double modulation de fréquence et comparaison.

Commençons, comme pour le système précédent, par l'évaluation de la perturbation apportée par un tronçon.

Le début des calculs étant identique, on peut exprimer comme suit le bruit de fluctuation β' par c/s de bande après discrimination, mesuré en $(\text{c/s})^2$ efficaces de déviation sur la porteuse, et au voisinage de la fréquence sous-porteuse F :

$$\beta' = 3,63 \cdot 10^{-13} \frac{N' F^2}{P' \lambda'^2}$$

Les lettres avec indice prime désignent les grandeurs du système à double modulation homologues des grandeurs désignées par les mêmes lettres sans indice dans le système à simple modulation. On peut dès maintenant considérer la longueur d'onde et le facteur de bruit de réception comme n'ayant aucune raison de différer dans les deux systèmes, et écrire :

$$\beta' = 3,63 \cdot 10^{-13} \frac{N F^2}{P \lambda^2}$$

Par une seconde application de la même formule, nous obtiendrons le bruit par c/s de bande après seconde discrimination, exprimé en $(\text{c/s})^2$ efficaces de déviation sur la sous-porteuse, et au voisinage de la fréquence f c/s dans le spectre du signal démodulé :

$$\begin{aligned} \beta'' &= \frac{3,63 \cdot 10^{-13}}{\Delta^2/2} \frac{N F^2}{P' \lambda'^2} f^2 \\ &= 3,63 \cdot 10^{-13} \frac{N f^2}{P' \lambda'^2} \frac{2 F^2}{\Delta^2} \end{aligned}$$

Δ étant la déviation de fréquence de crête sur la porteuse.

On voit que tous les résultats concernant les bruits de fluctuation vont être similaires à ceux du paragraphe précédent, les seules différences étant le remplacement de P par P' et la multiplication par le facteur $\frac{2 F^2}{\Delta^2}$.

De même tous les résultats concernant les intermodulations du second ordre seront similaires à ceux du paragraphe précédent, à condition d'appeler d' la déviation efficace de fréquence sur la sous-porteuse correspondant à un signal à 0 dBmo. et μ' la déviation efficace de fréquence sur la sous-porteuse donnant un taux de 2^e harmonique de -60 dB par rapport au fondamental.

On pourra donc écrire la puissance de bruit total due au circuit fictif global :

$$\frac{A'}{d'^2} + B' d'^2 = 6,5 \cdot 10^3 \frac{N \alpha F^2}{P' \lambda^2 \Delta^2 d'^2} + 3 \cdot 10^{-7} \frac{d'^2}{\mu'^2}$$

(α n'a pas de raison d'être différent pour le second système).

La déviation efficace d' optimum pour le niveau de signal 0 dBmo est :

$$d' = \sqrt[4]{2,16 \cdot 10^{10} \frac{N \alpha F^2 \mu'^2}{P' \lambda^2 \Delta^2}}$$

et la puissance psophométrique de bruit total en milliwatts au point de niveau relatif zéro pour la voie désavantagée sera :

$$2 \sqrt{A'B'} = 2 \sqrt{6,5 \cdot 10^3 \frac{N \alpha F^2}{P' \lambda^2 \Delta^2} 3 \cdot 10^{-7} \frac{1}{\mu'^2}}$$

ou :

$$2 \sqrt{A'B'} = \frac{0,088}{\lambda \mu'} \sqrt{\frac{N \alpha F}{P' \Delta}}$$

On voit que le rapport $\eta = \frac{2 \sqrt{AB}}{2 \sqrt{A'B'}}$ des puis-

sances de bruit total en simple et en double modulation, qui est le coefficient d'amélioration par le second système, s'écrit :

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mu'}{\mu} \frac{\Delta}{F} \sqrt{\frac{P'}{P}}$$

Si $\eta > 1$, le système à double modulation est le meilleur ; si $\eta < 1$ c'est le système à simple modulation.

Si la performance de l'un et de l'autre systèmes dépend bien évidemment de la constitution du circuit fictif de référence et du coefficient indéterminé α , le résultat de la comparaison, qui est la valeur de η , n'en dépend pas, au moins dans le cadre des hypothèses faites, notamment sur la petitesse de l'effet des distorsions de phase.

BIBLIOGRAPHIE

- BROCKBANK et WASS. — « Non-Linear Distortion in Transmitter Systems », *J.I.E.E.*, 1945, 92, partie III, p. 45.
- F. COETERIER. — « The Multireflection Tube. A New Oscillator for very short Waves », *Philips Technical Review*, septembre 1946.
- GERLACH. — « Microwave Relay Communication System », *R.C.A. Review*, décembre 1946.
- HOLBROOK et DIXON. — « Load Rating Theory for Multi-channel Amplifiers », *B.S.T.J.*, octobre 1939.
- J. J. LENEHAN. — « A Radio Relay System employing a 4 000 Mc/s 3-cavity Klystron », *W. U. T. R.*, juillet 1925.
- STARR et WALKER. — « Microwave Radio Links », *P.I.E.E.*, septembre 1952.
- L. E. THOMPSON. — « A Microwave Relay System », *P.I.R.E.*, 1946, 34, p. 936.

EFFET D'UN SIGNAL RADIOÉLECTRIQUE ISOLÉ SUR DES CIRCUITS RÉSONNANTS

PAR

Jean MARIQUE

Ingénieur A. I. Br. et Radio-ESE

Secrétaire Général du Centre de Contrôle des Radiocommunications des Services Mobiles (C. C. R. M.), Uccle-Bruxelles

Dans un article récent [1], P. POINCELOT rappelle les difficultés qu'il y a à raccorder les notions de temps d'établissement d'un signal à celles de constante de temps et de largeur de bande d'un système. La lecture de cet article nous a incité à rassembler les résultats de calculs (dont certains remontent à plusieurs années) relatifs à l'effet d'un signal radioélectrique isolé sur des circuits résonnants, et à les présenter dans la note ci-dessous.

Nos calculs résultent de préoccupations un peu particulières qui concernent spécialement le fonctionnement des analyseurs de spectres radioélectriques et accessoirement l'étude des brouillages par des émissions manipulées. Ils n'ont donc pas un caractère aussi général que ce que l'on trouve dans des exposés classiques tels que ceux de POINCELOT lui-même [2] ou de BORG [3]. Mais par le fait même qu'ils concernent des cas spéciaux, ils complètent les résultats habituels, et nous croyons qu'ils méritent d'être mentionnés.

Le but spécial pour lequel nos calculs ont été entrepris nous a fait rechercher principalement les valeurs maxima de l'amplitude du courant dans le système : l'exposé ci-dessous se ressent évidemment de cette préoccupation.

I. — EFFET D'UN SIGNAL RADIOÉLECTRIQUE SUR UN CIRCUIT RÉSONNANT.

A. — Etablissement du courant.

1. — Considérons un circuit résonnant $R L C$ série (figure 1) dont les caractéristiques sont :

pulsation propre : $\omega_1 = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}$

largeur de bande (à -3 db) : $B \text{ c/s}$

amortissement : $\delta = R/2L = \pi B$

On admet que $\delta \ll \omega_1$.

Ce circuit étant au repos, appliquons-lui un signal radioélectrique

$$e(t) = E \exp(j\omega_0 t)$$

Appelons $\Delta = \omega_0 - \omega_1$ l'écart entre la pulsation ω_0 du signal et la pulsation propre du circuit ω_1 .

Posons enfin

$$z = \delta + j\Delta$$

On sait que l'on a très sensiblement :

$$2 L i(t) = (E/z) (e^{j\omega_0 t} - e^{-\delta t + j\omega_1 t})$$

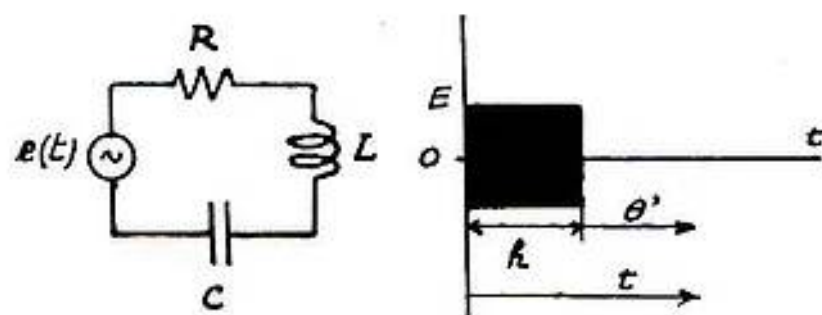


FIG. 1. — A gauche, circuit résonnant $R L C$. A droite, signal $e(t) = E \exp(j\omega_0 t)$ de durée h . Le temps θ' est compté à partir de la fin du signal et on a $t = b + \theta'$.

qu'on peut écrire :

$$2 L i(t) = (E/z) e^{j\omega_0 t} (1 - e^{-\delta t - j\Delta t}) \quad (1)$$

L'amplitude instantanée $I(t)$ est donnée par le module de (1)

$$2 L I(t) = (E/|z|) [1 + e^{-\delta t} (e^{-\delta t} - 2 \cos \Delta t)]^{1/2} \quad (2)$$

L'amplitude de régime I_r est donnée par :

$$2 L_r = E/|z|$$

2. — Dans le cas particulier où $\Delta = \omega_0 - \omega_1 = 0$ l'équation (2) donne :

$$2 L I(t) = (E/\delta) (1 - e^{-\delta t}) \quad (4)$$

La valeur de régime n'est théoriquement jamais atteinte, et le temps nécessaire pour atteindre une amplitude donnée dépend uniquement de δ , donc de la largeur de bande du circuit. Le temps d'établissement du courant au sens du c. c. i. r. a une signification précise (1).

3. — Par contre quand $\Delta \neq 0$ il n'en est plus ainsi.

Pour toutes les valeurs de $\Delta t = (2k + 1) \pi$, l'équation (2) devient

$$2 LI(t) = (E/|z|) (1 + e^{-\delta t}) \tag{5}$$

et on vérifie que la plus grande amplitude I_m est obtenue pour $\Delta t_m = \pi$, c'est-à-dire pour $t_m = \pi/\Delta$.

Ce temps est indépendant de δ : il ne dépend que de Δ .

Ceci s'explique aisément si l'on se reporte à l'équation (1) dans laquelle le terme $\exp(-j\Delta t)$ révèle l'existence d'oscillations de battement entre les oscillations forcées et les oscillations libres (fig. 2).

Le temps nécessaire pour atteindre une fraction α de la valeur de régime (3) est donné par l'équation intrinsèque

$$1 + e^{-\delta t} (e^{-j\Delta t} - 2 \cos \Delta t) = \alpha^2$$

qui montre que ce temps dépend non seulement de δ et de α , mais aussi de l'écart $\Delta = \omega_0 - \omega_1$. Le temps d'établissement du courant au sens du

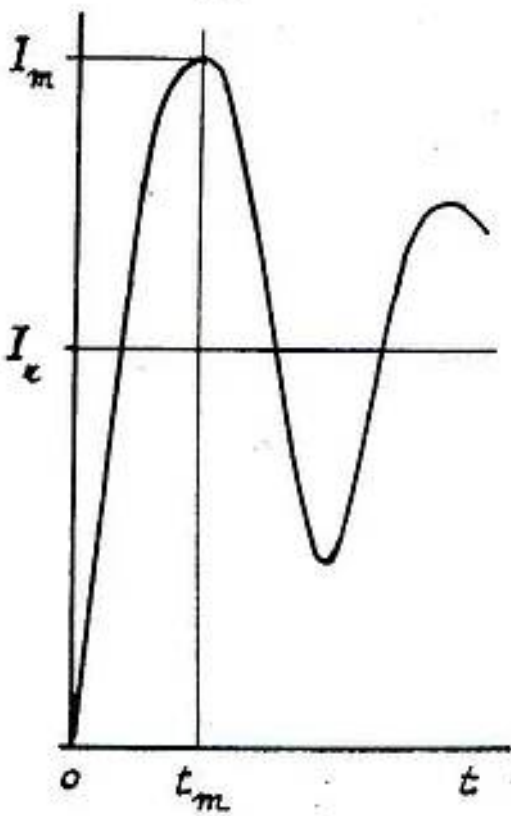


FIG. 2. — Variation de l'amplitude dans le circuit de la fig. 1 en fonction du temps pour $\Delta \neq 0$. Le premier maximum I_m est atteint au bout du temps $t_m = \pi/\Delta$.

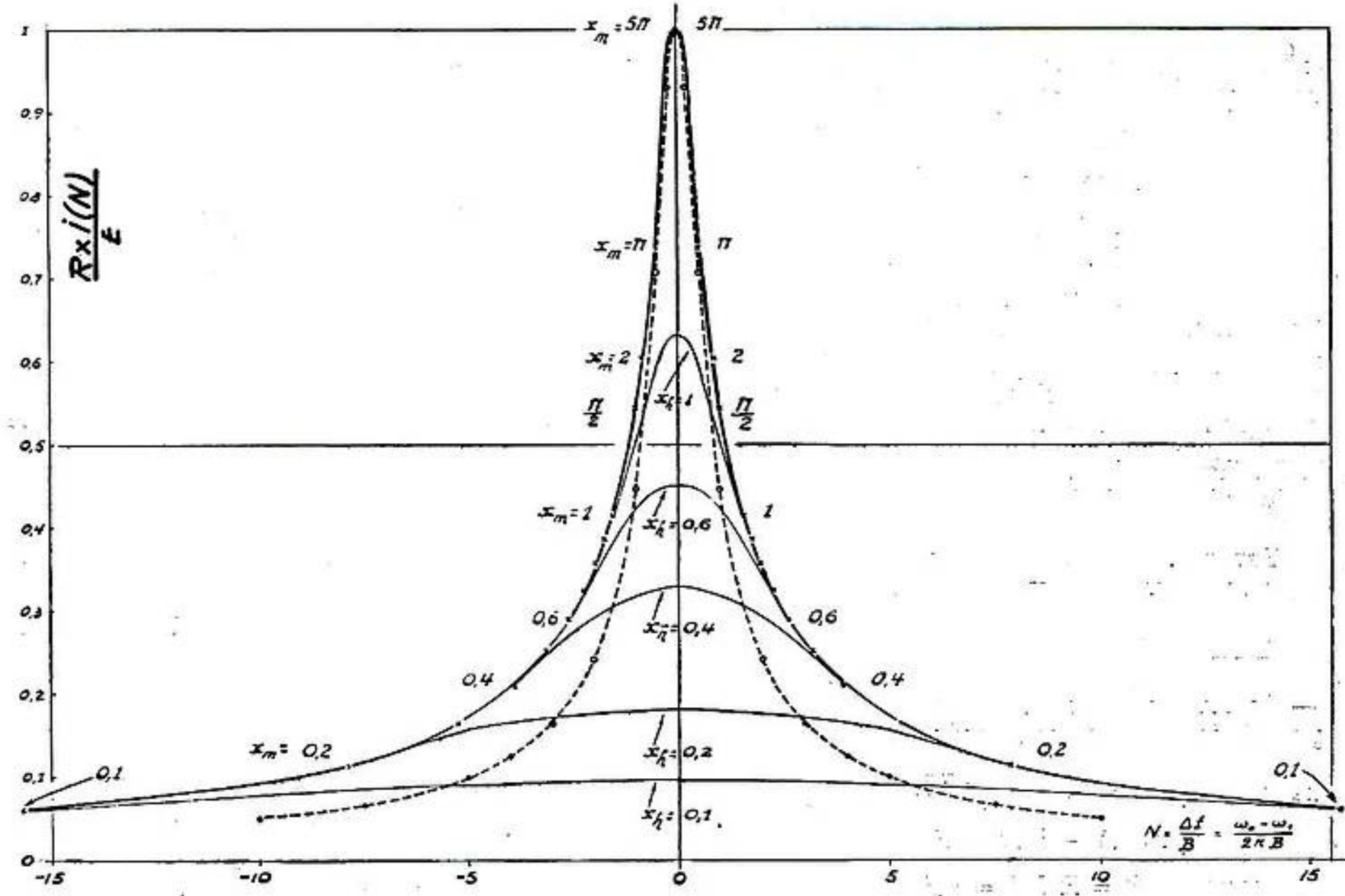


FIG. 3. — Variation de l'amplitude la plus élevée observée dans le circuit de la figure 1 en fonction de Δ en prenant $x_b = \delta b$ comme paramètre. On a $x_m = \delta t_m$. La courbe de sélectivité statique est représentée en trait interrompu.

c. c. i. r. ne dépend donc plus uniquement de la constante de temps du circuit.

B. — Cessation du courant.

4. — Supposons maintenant que le signal $E \exp(j\omega_0 t)$ cesse au temps $t = h$.

On a alors pour $t \geq h$

$$2Li(t) = (E/z) (-e^{-\delta t + j\omega_1 t} + e^{-\delta(t-h) + j[\omega_1(t-h) + \omega_0 h]}) \\ = (E/z) e^{j\omega_1 t} e^{-\delta t} (e^{\delta h + j\Delta h} - 1) \quad (5)$$

Il n'y a plus que des oscillations libres de pulsation ω_1 et la loi de décroissance dépend exclusivement de δ quel que soit l'écart Δ .

5. — Considérons ce qui se passe, lorsque la durée h du signal étant courte, on modifie l'écart Δ . Supposons que pour un certain écart Δ_m la durée h soit telle que le signal soit coupé au moment où l'amplitude atteint la valeur du premier maximum. On a alors, d'après le paragraphe 3

$$h = \pi / \Delta_m$$

Quand on fait varier l'écart Δ pour toutes les valeurs $\Delta \leq \Delta_m$ le premier maximum n'est jamais atteint, et c'est la durée h qui détermine entièrement le temps de croissance de l'amplitude.

Par contre, pour les écarts $\Delta \geq \Delta_m$, le premier maximum est toujours atteint. Ceci montre que, quand un signal est assez court, l'amplitude la plus grande qu'il provoque dans le circuit suit des lois différentes suivant que l'écart Δ est grand ou petit.

La figure 3 résume ces constatations. Pour établir les courbes, on a utilisé les paramètres réduits (sans dimension) suivants :

temps : $x = \delta t$

temps nécessaire pour atteindre le 1^{er} max. :

$$x_m = \delta t_m$$

durée : $x_h = \delta h$

écart Δ : $N = \Delta / 2\pi B = (f_0 - f_1) / B$

La courbe en trait interrompu représente la courbe de sélectivité du circuit et correspond à l'état de régime. Les courbes en trait fin donnent, pour différentes valeurs de la durée réduite x_h du signal, la valeur de l'amplitude maximum du courant en fonction de l'écart réduit $N = \Delta / 2\pi B$. Enfin, la courbe en trait gras est l'enveloppe de toutes les courbes. On a indiqué, le long de cette enveloppe, les valeurs x_m du temps réduit nécessaire pour atteindre le premier maximum.

Comme l'enveloppe en trait gras est toute entière au-dessus de la courbe de sélectivité (trait interrompu), on en conclut que la sélectivité apparente du circuit en régime transitoire est moins bonne que la sélectivité en régime statique, ce qui est bien connu.

On remarque en passant qu'aucune des courbes x_h n'a l'allure en $\sin \alpha / \alpha$ qui serait celle du spectre d'un signal isolé.

II. — EFFET D'UN SIGNAL RADIOÉLECTRIQUE SUR UN SYSTÈME DE TROIS CIRCUITS RÉSONNANTS IDENTIQUES.

A. — Etablissement du courant.

6. — Pour différentes raisons, nous nous sommes intéressé depuis longtemps à un système sélectif comportant trois circuits résonnants identiques comme celui représenté à la figure 4. Chacun des trois circuits a les caractéristiques mentionnées au paragraphe 1.

Nous avons montré ([4] annexe 1) que, moyennant certaines simplifications permises en haute fréquence, et en particulier, quand les signaux ont la forme $E \exp(j\omega_0 t)$, on peut prendre pour l'admit-

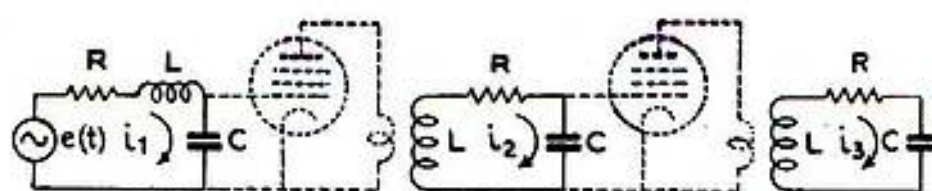


FIG. 4. — Schéma du système à trois circuits résonnants identiques.

tance impulsionnelle de ce système la valeur approchée

$$(1/16 L_3) t^2 \exp(-\delta t + j\omega_1 t)$$

pour l'établissement de laquelle on a posé égal à l'unité le facteur constant qui tient compte de l'effet des tubes et des couplages (1).

Quand on applique à un tel système supposé au repos un signal $e(t) = E \exp(j\omega_0 t)$ au temps $t = 0$, le courant dans le 3^e circuit est donné par

$$16 L^3 i(t) = E \int_0^t e^{j\omega_0 T} (t - T)^2 e^{(-\delta + j\omega_1)(t - T)} dT \quad (7)$$

et on peut écrire

$$16 L^3 i(t) = (E/z) [2e^{j\Delta t}/z^2 - e^{-\delta t} (t^2 + 2t/z + 2/z^2)] \quad (8)$$

On voit encore ici qu'il y a des oscillations de battement (terme $\exp(j\Delta t)$).

Lorsque l'état de régime est atteint, il vient

$$16 L^3 i(t) = 2 E e^{j\omega_1 t} / z^2 \quad (9)$$

expression qui ne contient que des oscillations forcées.

7. — Dans le cas particulier où $\omega_0 = \omega_1$, l'amplitude I du courant est donnée

$$16 L^3 I(t) = (E/\delta) [2/\delta^2 - e^{-\delta t} (t^2 + 2t/\delta + 2/\delta^2)]$$

et en remarquant que $\delta = R/2L$ il vient

$$R^3 I(t) = E [1 - e^{-\delta t} (\delta^2 t^2 / 2 + \delta t + 1)]$$

(1) REMARQUE IMPORTANTE. — Ce facteur, posé ici égal à l'unité pour simplifier les écritures, a en réalité les dimensions du carré d'une résistance pour le système considéré. Par conséquent, malgré les apparences, les deux membres des équations sont bien homogènes.

La courbe représentant I en fonction de t est tangente à l'axe des t à l'origine et croît vers la valeur de régime

$$R^3 I_r = E$$

qu'elle n'atteint théoriquement jamais.

Le temps nécessaire pour atteindre une amplitude donnée dépend uniquement de δ , comme dans le cas d'un seul circuit, et le temps d'établissement au sens du c. c. i. r. a une signification précise.

8. — Quand l'écart $\Delta = \omega_0 - \omega_1$ est suffisamment grand, les termes en $1/z$ et $1/z^2$ dans (8) peuvent être négligés devant le terme $t^2 \exp(-\delta t)$, tout au moins au voisinage de son maximum : les oscillations de battement, en particulier, y ont un effet négligeable, et on peut écrire pour l'amplitude $I(t)$

$$16 L^3 I(t) \approx (E/|z|) t^2 e^{-\delta t}$$

expression qu'on peut transformer en

$$R^3 I(t) = \frac{1}{2} E (\delta/|z|) \delta^2 t^2 e^{-\delta t} \quad (10)$$

Le maximum I_M de I a lieu pour $\delta t = 2$ et est donné par

$$R^3 I_M = 0,27 E (\delta/|z|) = 0,27 E / (1 + \Delta^2/\delta^2)^{1/2} \quad (11)$$

L'amplitude de régime tirée de (9) est donnée par

$$R^3 I_r = E (\delta/|z|)^2 = E / (1 + \Delta^2/\delta^2)^{3/2} \quad (12)$$

En rapprochant cette valeur de l'amplitude maximum tirée de (11) on a

$$I_M/I_r = 0,27 (1 + \Delta^2/\delta^2) \quad (13)$$

On voit que le rapport I_M/I_r pour le système considéré, est d'autant plus grand que Δ est plus grand. L'amplitude maximum peut donc être beaucoup plus grande que l'amplitude de régime quand l'écart Δ est grand, ce qui représente une diminution considérable de la sélectivité.

B. — Cessation du courant.

9. — Considérons maintenant que le signal $E \exp(j\omega_0 t)$ cesse au temps $t = h$.

D'après ce qui précède, quand $\Delta = 0$ et si $\delta h \geq 2$, l'amplitude passe par un maximum au cours de la durée h du signal. Par contre si $\delta h \leq 2$ le signal est coupé avant que le courant ait atteint sa valeur maximum. Voyons donc ce qui se passe après la fin du signal.

Nous avons montré ([5] équation (27)) que l'amplitude du courant dans le 3^e circuit à partir de la fin du signal (1) est donnée par l'équation

$$\frac{16 L^3 I'}{h^3} = \left| \frac{E e^{-\delta \theta'}}{zh} \left\{ \mathcal{C} + 2\mathfrak{B}/zh + 2\alpha/z^2 h^2 + \alpha(\theta'/h)^2 + 2\mathfrak{B}(\theta'/h) + 2\alpha(\theta'/h)/zh \right\} \right| \quad (14)$$

où θ' représente le temps compté à partir du moment où le signal cesse, c'est-à-dire que $t = h + \theta'$ (fig. 1).

Dans le cas d'un signal unique de durée h , on a

$$\alpha = 1 - e^{-zh}; \quad \mathfrak{B} = \mathcal{C} = -e^{-zh}$$

Les termes $\alpha\mathfrak{B}\mathcal{C}$ sont réels quand Δh est un multiple entier de π , et on a

$$e^{-zh} = e^{-\delta h} \text{ quand } \Delta h = 2\pi m$$

$$e^{-zh} = -e^{-\delta h} \text{ quand } \Delta h = (2k+1)\pi$$

Considérons, comme nous l'avons fait au paragraphe 8, des écarts $\Delta = \omega_0 - \omega_1$ suffisamment grands pour que les termes en $1/z$ et $1/z^2$ soient négligeables tout au moins au voisinage du maximum des termes restants. Une valeur approchée de l'amplitude pour Δh multiple entier de π est alors donnée par

$$16 L^3 I'/h^3 = (E/|zh|) e^{-\delta \theta'} \left\{ \mathcal{C} + 2\mathfrak{B}(\theta'/h) + \alpha(\theta'/h)^2 \right\} \quad (15)$$

Pour simplifier les écritures, nous posons $x = \delta h$ (pas nécessairement entier) et nous écrivons z au lieu de $|z|$, aucune confusion n'étant possible puisqu'il s'agit de modules.

10. — 1^{er} CAS : $\Delta h = 2\pi m$ (Δ grand)

On vérifie que le terme entre accolades dans (15) s'annule pour

$$\theta'/h = 1/(e^{x/2} - 1) \quad (16)$$

L'amplitude maximum I'_M après le signal est atteinte pour

$$\theta'_M/h = \frac{1 + (x-1)e^{-x} + [(1-e^{-x})^2 + x^2 e^{-x}]^{1/2}}{x(1-e^{-x})} \quad (17)$$

Comme θ' doit nécessairement être positif, seules les valeurs de $x = \delta h$ qui donnent des valeurs positives de θ'_M/h doivent être retenues.

Quand $x = \delta h > 2$, il n'y a qu'un maximum après la fin du signal, tandis que si $x = \delta h < 2$, il y en a deux.

Quand le signal est long (δh grand), on vérifie que

$$I'_M < I_M$$

$$\text{et } \theta'_M > 2/\delta$$

mais au fur et à mesure que δh croît

$$I'_M \rightarrow I_M$$

$$\theta'_M \rightarrow 2/\delta$$

(1) Nous utilisons le signe (') pour indiquer qu'il s'agit de valeurs rencontrées après la fin du signal.

Les valeurs limites sont déjà pratiquement atteintes pour $\delta h \geq 6$ (voir fig. 5).

Les variations de l'amplitude dans le cas où $\Delta h = 2\pi m$ (Δ grand) sont représentées à la figure 6 (c) et (d) pour $\delta h = 2$ et $\delta h = 6$. On rappelle que

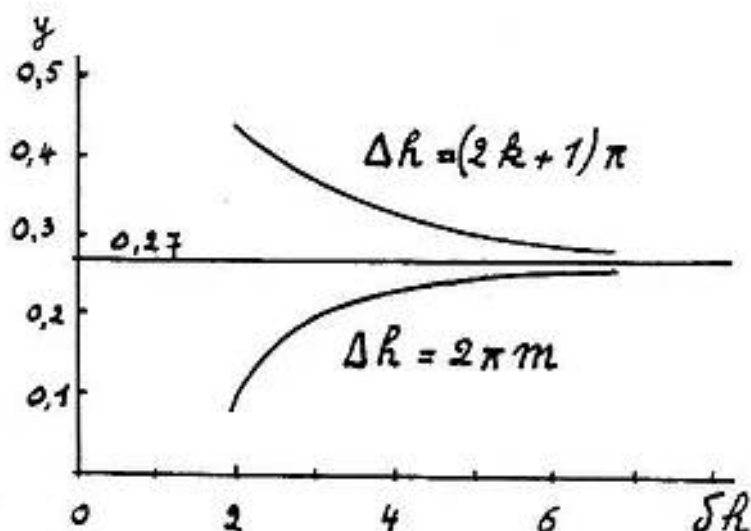


FIG. 5. — Valeur de l'amplitude maximum I'_M du courant dans le 3^e circuit de la figure 4 observée après la fin du signal, en fonction de δh , quand Δ est grand et Δh multiple entier de π . On a $R^3 I'_M = y E \delta / |z|$. L'ordonnée $y = 0,27$ correspond au maximum observé au temps $t = 2/\delta$.

ces amplitudes sont obtenues à partir des équations (10) et (15) et ne tiennent donc pas compte des termes en $1/z$ et $1/z^2$.

11. — 2^e CAS : $\Delta h = (2k + 1)\pi$ (Δ grand).

Le terme entre accolades de (15) ne s'annule plus pour aucune valeur finie de θ' , mais la dérivée de l'amplitude en fonction de x s'annule pour

$$\theta'_M/h = \frac{1 - (x-1)e^{-x} \pm [(1+e^{-x})^2 - x^2 e^{-x}]^{1/2}}{x(1+e^{-x})} \quad (18)$$

Quand $x = \delta h > 2$ la plus petite des valeurs de θ'_M correspond à un minimum d'amplitude, la plus grande à un maximum. Quand $x = \delta h < 2$ il n'y a plus qu'un maximum correspondant au signe + dans (18).

Quand le signal est long (δh grand) on vérifie que

$$I'_M > I_M$$

et
$$\theta'_M < 2/\delta$$

mais au fur et à mesure que δh croît

$$I'_M \rightarrow I_M$$

$$\theta'_M \rightarrow 2/\delta$$

Les valeurs limites sont pratiquement atteintes quand $\delta h \geq 6$ (voir fig. 5).

Les variations de l'amplitude dans le cas où $\Delta h = (2k + 1)\pi$ (Δ grand) sont représentées à la figure 6 (a) et (b) pour $\delta h = 2$ et $\delta h = 6$.

12. — On voit que quand δh est suffisamment grand, les variations de l'amplitude de courant après la fin du signal sont pratiquement identiques, que Δh soit un multiple entier pair ou impair de π .

On peut conclure des paragraphes 8, 10 et 11

que quand un signal assez long est appliqué à l'entrée d'un système tel que celui de la figure 4 et quand l'écart Δ est assez grand, un maximum d'amplitude I_M a lieu $2/\delta$ seconde après le début du signal et un second maximum I'_M égal au premier a lieu $2/\delta$ seconde après la fin du signal. Comme d'après (13), l'amplitude de régime pendant le signal peut être beaucoup plus petite que I_M , il est évident que le temps d'établissement au sens du c. c. i. r. n'a pas d'intérêt pratique.

Donnons un exemple numérique. Supposons que le système comporte trois circuits de largeur de bande $B = 200$ c/s ce qui donne $\delta = 200\pi$. On note en passant que la largeur de bande résultante du système est d'environ 100 c/s. Supposons que le système soit accordé à 1 kc/s de la fréquence du signal, ce qui donne $\Delta = 2000\pi$. On a alors $\Delta/\delta = 10$ et $\delta/z = 1/10$.

Prenons comme durée h du signal, la durée d'un point télégraphique transmis à la vitesse de 25 bauds. On a $h = 1/25$ et $\delta h = 200\pi/25 = 25$.

Dans ces conditions, l'amplitude de régime est donnée par

$$R^3 I_r = E (\delta/z)^3 = 0,001 E$$

tandis que l'amplitude des deux maxima est donnée par

$$R^3 I_M = R^3 I'_M = 0,27 E (\delta/z) = 0,027 E$$

L'amplitude de régime est donc 27 fois plus petite que l'amplitude maximum. Cet exemple fait clairement apparaître l'importante réduction de sélectivité qu'entraîne le régime transitoire.

13. — Comparons l'amplitude maximum I_M à l'amplitude maximum obtenue en réponse à une impulsion de tension $E_0 \delta(t)$. Pour la calculer, il faut prendre comme admittance impulsionnelle la valeur approchée :

$$(1/16 L^3) t^2 (e^{-\delta t + j\omega_1 t} + e^{-\delta t - j\omega_1 t})$$

qui diffère de celle employée au paragraphe 6 par l'adjonction d'une seconde exponentielle qui, quand les signaux ont la forme $E \exp. j\omega_0 t$ donne lieu à une réponse négligeable ([4]-annexe 1), mais qui ne peut pas être supprimée cette fois.

On obtient pour le courant $i''(t)$ dû à l'impulsion $E_0 \delta(t)$

$$16 L^3 i''(t) = 2 E_0 t^2 e^{-\delta t} \cos \omega_1 t$$

L'amplitude $I''(t)$ du courant est alors donnée par

$$R^3 I''(t) = \delta^2 t^2 e^{-\delta t} (\delta E_0) \quad (19)$$

L'amplitude maximum I''_M est obtenue pour $\delta t = 2$ et vaut

$$R^3 I''_M = 0,54 \delta E_0 \quad (20)$$

On rappelle que le second membre doit être multiplié par un facteur posé égal à l'unité (voir paragraphe 6), mais dont les dimensions sont celles du carré d'une résistance. Les dimensions du produit δE_0 sont

celles d'une tension, les dimensions de E_0 étant celles d'une tension multipliée par un temps.

En rapprochant (19) de (10) et (20) de (11) on voit que si $E_0 = E/2z$, les expressions sont identiques. On peut donc dire que, pour le système considéré, quand le signal est assez long (δh grand) et pour de grandes valeurs de l'écart Δ , les variations d'amplitude du courant sont les mêmes que

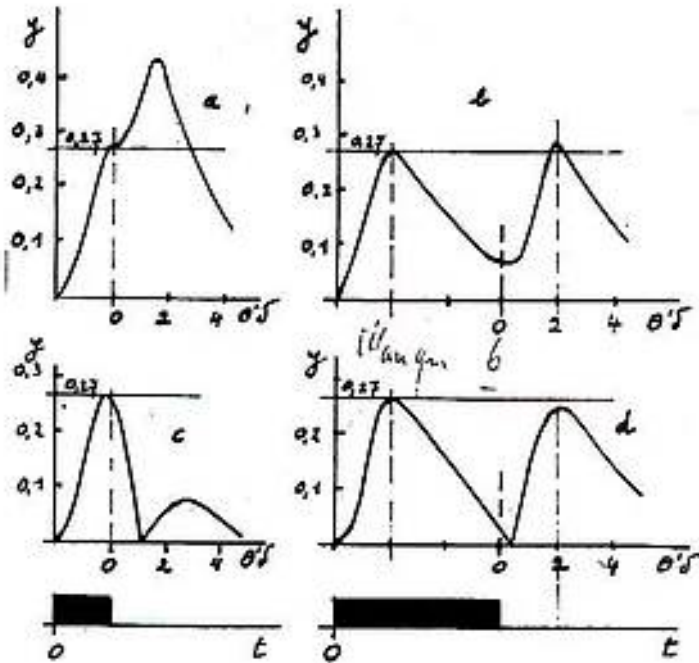


FIG. 6. — Variation de l'amplitude du courant dans le 3^e circuit en fonction du temps pour des signaux longs ($\delta b \geq 2$), quand Δ est grand, avec les conditions suivantes :
(a) $\delta b = 2$ et $\Delta b = (2k + 1)\pi$; (b) $\delta b = 6$ et $\Delta b = (2k + 1)\pi$;
(c) $\delta b = 2$ et $\Delta b = 2\pi m$; (d) $\delta b = 6$ et $\Delta b = 2\pi m$.
On a $R^3 I = y E \delta / |z|$.

si le début du signal et la fin du signal étaient remplacés par des impulsions de tension $(E/2z)\delta(t)$ ayant lieu aux temps $t = 0$ et $t = h$.

14. — CAS D'UN SIGNAL COURT ($\delta h < 2$).

Dans ce cas, le signal est supprimé avant que l'amplitude ait atteint la valeur I_M , de sorte que le maximum est toujours observé après la fin du signal.

Les conditions (16) (17) (18) sont toujours d'application.

Pour de grandes valeurs de Δ , si $\Delta h = (2k + 1)\pi$ l'expression (15) ne donne qu'un maximum, tandis que pour $\Delta h = 2\pi m$ il y en a deux, dont le plus rapproché de la fin du signal est le plus élevé.

L'amplitude du courant varie comme l'indiquent les courbes de la figure 7 calculées pour $\delta h = 1$ et $\delta h = \pi/10$.

La figure 8 représente en fonction du désaccord réduit $\Delta h = (\omega_0 - \omega_1)h$ les amplitudes maxima de courant correspondantes qui accompagnent un signal $(E \exp(j\omega_0 t))$ de durée telle que $\delta h = 1$ ou $\delta h = \pi/10$. Les calculs ont été faits à partir de l'équation complète (14).

On n'a représenté que les courbes relatives à $\Delta > 0$. Celles relatives à $\Delta < 0$ sont évidemment symétriques.

On a également représenté en trait interrompu le contour du spectre d'un tel signal (courbe en $\sin \alpha / \alpha$) et on voit que plus le signal est court, plus le lieu des maxima d'amplitude ressemble au contour du spectre. La figure 8 est à rapprocher de la figure 3 établie pour un seul circuit : en particulier la courbe

$x_h = 1$ de la figure 3 correspond à la courbe $\delta h = 1$ de la figure 8. Pour ces deux courbes, les abscisses

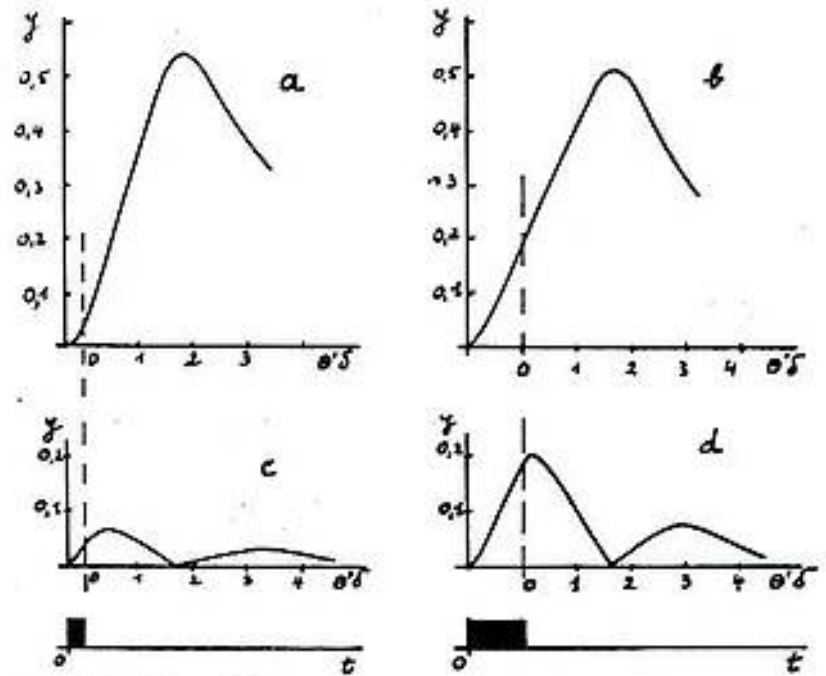


FIG. 7. — Variation de l'amplitude du courant de 3^e circuit en fonction du temps pour des signaux courts ($\delta b < 2$), quand Δ est grand, avec les conditions suivantes :
(a) $\delta b = \pi/10$ et $\Delta b = (2k + 1)\pi$; (b) $\delta b = 1$ et $\Delta b = (2k + 1)\pi$;
(c) $\delta b = \pi/10$ et $\Delta b = 2\pi m$; (d) $\delta b = 1$ et $\Delta b = 2\pi m$. On a $R^3 I = y E \delta / |z|$.

sont liées entre elles par la relation $N = 1/2 \Delta h$, c'est-à-dire que $N = 15,7$ correspond à $\Delta h = 10\pi$.

15. — CONCLUSIONS.

Le temps d'établissement (au sens du c. c. i. r.) du courant produit par un signal $E \exp(j\omega_0 t)$ dans un système composé de circuits résonnants ne se

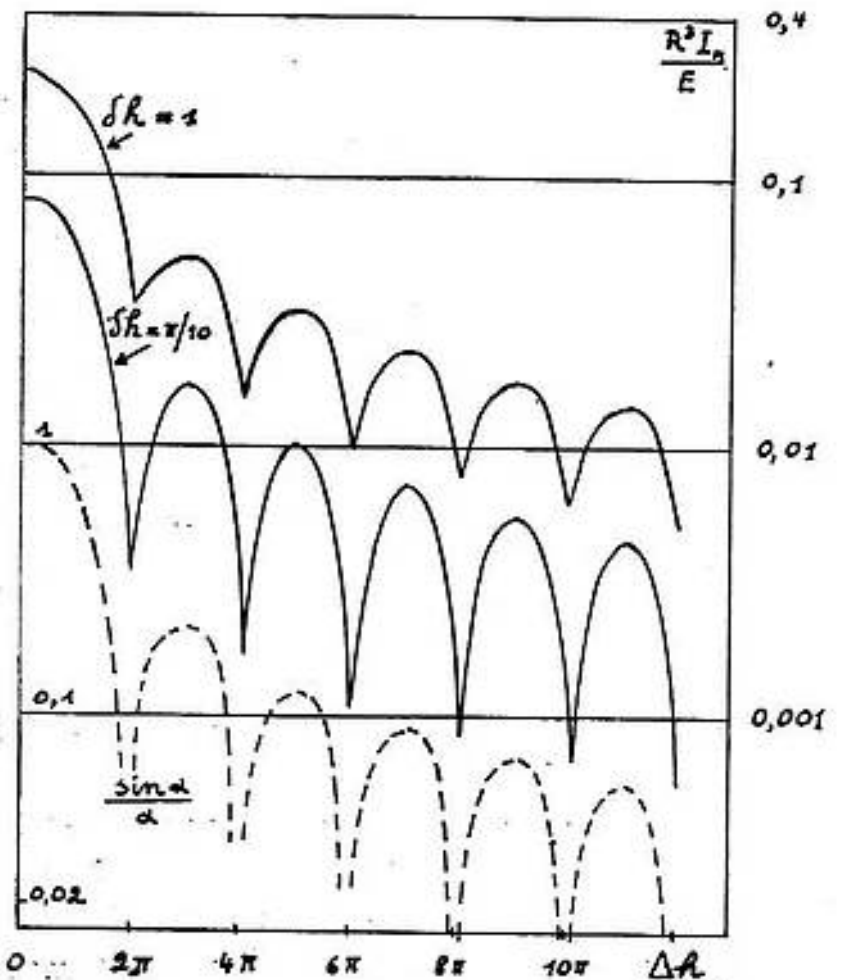


FIG. 8. — Signaux courts. Amplitudes maxima observées dans le 3^e circuit en fonction de l'écart réduit Δh , pour $\delta b = 1$ et $\delta b = \pi/10$ (échelle de droite). La courbe en trait interrompu (échelle de gauche) représente la forme du spectre continu d'un signal isolé (courbe en $\sin \alpha / \alpha$).

raccorde facilement à la constante de temps des circuits que dans le cas particulier où le signal a la même fréquence que la fréquence de résonance des circuits.

Par contre, dès que la fréquence du signal et celle du système différent, ce raccord n'est plus possible sous une forme simple même quand il s'agit d'un simple circuit résonnant. En particulier, dans un système amplificateur tel que celui de la figure 4, le début et la fin d'un signal long tel que $\delta h \geq 6$ sont accompagnés de phénomènes de caractère impulsionnel dont les amplitudes sont d'autant plus grandes par rapport à l'amplitude de régime que l'écart entre les fréquences est grand, ce qui rend impossible toute relation simple entre le temps d'établissement au sens du C. C. I. R. et les caractéristiques des circuits.

Dans le cas de signaux courts tels que $\delta h \leq 2$, le lieu des maxima d'amplitude du courant de sortie du système de la figure 4 en fonction de l'écart entre les fréquences prend d'autant plus la forme en $\sin \alpha / \alpha$ du spectre du signal original, que δh est plus petit.

Notes complémentaires.

1. — Depuis la rédaction de l'étude ci-dessus, nous avons eu connaissance d'un intéressant article de D. G. TUCKER [6] qui couvre partiellement l'objet de la présente note.

TUCKER étudie particulièrement l'établissement du courant dans une suite de circuits résonnants disposés en cascade, mais il ne semble pas s'être préoccupé des phénomènes postérieurs à la fin du signal sauf dans le cas particulier où $\Delta = 0$ (d'après nos notations). Cependant, son article est illustré de deux beaux oscillogrammes expérimentaux qui montrent nettement l'existence du second maximum I'_M après la fin du signal quand $\Delta \neq 0$ (Les données de l'expérience sont, ainsi qu'on peut les reconstituer : $h = 50/1\,000$; $\Delta h = \pm 30\pi$; $\delta = 140$; $\delta h = 7$ ce qui correspond approximativement à notre limite $\delta h \geq 6$).

On se convaincra facilement que notre étude, dans laquelle nous examinons les phénomènes postérieurs à la fin du signal, ainsi que les influences respectives de la durée du signal et de l'écart Δ , ne fait aucunement double emploi avec celle de TUCKER.

2. — Nous voudrions ajouter les considérations suivantes au sujet des signaux « longs » ($\delta h > 6$). Nous avons montré dans un article antérieur (voir [4] paragraphe 24) que, quand un système de circuits résonnants connectés en cascade est destiné à la réception de signaux radiotélégraphiques, la constante de temps est nécessairement telle que chaque signal peut être considéré comme agissant seul. Dans ces conditions, chaque signal d'un message est accompagné des deux maxima I_M et I'_M . Les expériences auxquelles nous avons procédé sur les étages HF de récepteurs industriels comportant 3 circuits accordés (deux tubes d'amplification HF avant le tube mélangeur) confirment pleinement l'existence de ces deux « impulsions » qui marquent respectivement le début et la fin de chaque signal ($\Delta \neq 0$).

On ne saurait donc assez insister sur ces phénomènes qui ont une grande importance pour l'étude des brouillages manipulés.

BIBLIOGRAPHIE

1. — P. POINCELOT. — Sur les relations entre la largeur de bande d'un circuit et sa constante de temps. *Annales des Télécommunications*. — Tome 9. — N° 6 (juin 1954), pp. 191-192.
2. — P. POINCELOT. — Les régimes transitoires dans les réseaux électriques. (livre) Gauthier-Villars, Paris 1953.
3. — H. BORG. — Théorie des circuits impulsionnels (livre). — *Editions de la Revue d'Optique*. — Paris 1953.
4. — J. MARIQUE. — Actions de signaux télégraphiques périodiques sur des circuits résonnants RLC en cascade. *Revue HF*. Vol. II, N° 9, pp. 233-244 (Bruxelles 1954).
5. — J. MARIQUE. — Réponse des analyseurs de spectres radioélectriques à des signaux Morse non périodiques (*Annales des Télécommunications*). Tome 9, N° 7-8 (juillet-août 1954) pp. 215-223 et N° 9 (septembre 1954) pp. 247-255.
6. — D. G. TUCKER. — Transient response of tuned circuit cascades. Vol. 23, N° 276, sept. 1946, pp. 250-258.

LE PLEURAGE DANS LES SYSTÈMES DE REPRODUCTION SONORE

PAR

Ing. Cesarina Bordone SACERDOTE
(Istituto Elettrotecnico Nazionale-Torino)

ET

Ing. Mario CACIOTTI
(Radiotelevisione Italiana)

ET

Prof. Gino SACERDOTE
(Istituto Elettrotecnico Nazionale-Torino)

Dans tous les systèmes d'enregistrement il y a un support sonore en mouvement relatif par rapport à un organe de réception qui peut être le pick-up, la tête magnétique, la cellule photoélectrique, etc...

Portons notre attention sur le cas de l'enregistrement magnétique : supposons que sur la bande soit enregistré un signal de fréquence parfaitement constante : on devrait constater que les différents maxima d'enregistrement sont strictement équidistants.

Supposons encore que nous utilisions la bande en question en la reproduisant dans un magnétophone : on observera alors, en général, que la fréquence n'est plus parfaitement constante, mais qu'elle subit des variations qui sont essentiellement de deux genres : une variation à caractère plutôt irrégulier disparaissant lentement, à laquelle vient se superposer une variation périodique. On peut dire que, en général, on distingue trois genres de variations de fréquence : une variation apériodique, c'est-à-dire une dérive, et des variations remarquablement périodiques ; ces dernières, quant à l'impression produite à l'oreille, se distinguent encore en deux catégories : si la fréquence de ce phénomène périodique est à peu près d'un Hertz on a le pleurage ; si au contraire cette fréquence dépasse les 10 Hz on a le phénomène du scintillement. Pour donner un exemple concret de ces variations dans la reproduction par disques, on peut avoir une variation régulièrement croissante ou décroissante de la fréquence, depuis le commencement jusqu'à la fin du disque, due à la variation du rayon de courbure du sillon, qui produit un couple variable à mesure que le lecteur avance vers le centre : ce couple exerce une influence sur la vitesse du moteur si celui-ci n'est pas assez puissant.

Si le disque n'est pas parfaitement centré, on peut avoir un pleurage dont la période est égale à la durée d'un tour.

Si enfin le moteur a de légers mouvements pendulaires, ces mouvements se reflètent à travers le système mécanique de démultiplication, et on a le scintillement.

Il faut cependant remarquer que ces distinctions sont surtout utiles dans un but de classification, et il peut se présenter le cas, particulièrement pour l'enregistrement magnétique, où l'on ne peut définir avec précision s'il s'agit d'une variation lente périodique, d'un pleurage, ou d'un scintillement, et dans certains cas des trois phénomènes en même temps.

Les paramètres qui définissent le pleurage sont : la fréquence et l'amplitude de modulation. La fréquence de modulation, comme nous venons de le dire, peut être un élément utile pour la définition de plusieurs genres de défauts. L'amplitude de modulation Δf est exprimée en général en pourcentage $\Delta f / f$. Δf est la variation maximum, c'est-à-dire $f_{\max} - f_{\min}$ (peak to peak). On doit remarquer que dans une bande enregistrée et reproduite par un système qui présente ces inconvénients, toutes les fréquences varient du même pourcentage, et on peut parler d'un pourcentage de variation lorsque la fréquence de modulation est beaucoup plus basse que la fréquence émise.

Les problèmes qui se posent dans l'étude de cette question sont essentiellement la mesure de la fréquence et de l'amplitude pour-cent de modulation du pleurage, l'examen des différentes causes qui le produisent, la détermination des limites de tolérance, qui dépendent des propriétés psycho-physiologiques de l'oreille.

On analyse le pleurage et le scintillement comme les ondes modulées en fréquence : pour le pleurage il se présente le cas classique d'une porteuse à fréquence élevée par rapport à la fréquence de modulation ; pour le scintillement au contraire, la fréquence porteuse et la fréquence de modulation peuvent avoir la même valeur. Dans les deux cas la variation pour-cent de fréquence est relativement petite (tout au plus quelques unités pour-cent).

L'expression analytique d'une grandeur U modulée en fréquence est :

$$U = A \sin (2\pi ft + m \sin 2\pi Ft)$$

où le facteur de modulation m est donné, en fonction

de la variation de fréquence, et des fréquences F (de modulation) et f (porteuse), par la relation :

$$m = \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{f} \frac{f}{F}$$

En cas de *pleurage* ayant une amplitude de 1 % et une fréquence F d'environ 3 Hz, on a pour une porteuse de 1 000 Hz un facteur de modulation m d'environ 1,66.

Le spectre de fréquence montre que l'intensité de la porteuse f est affaiblie, tandis qu'à ses côtés apparaissent quelques composantes dont l'amplitude est du même ordre que celle de la porteuse, et qui sont séparées par un intervalle égal à la fréquence F de modulation. En cas de *scintillement* ayant encore une amplitude de 1 % mais une fréquence de 2 000 Hz, (relevée par WERNER comme fréquence propre des bandes magnétiques) le facteur de modulation m prend, pour une porteuse de 1 000 Hz, la valeur de 0,002 5. Dans le spectre de fréquence on remarque alors que la porteuse a une intensité beaucoup plus grande que celle des composantes, lesquelles sont distantes d'environ 2 000 Hz, et dont seules les deux premières ont une intensité non négligeable.

MÉTHODES DE MESURE

Pour mesurer le pleurage on enregistre sur le support sonore une fréquence pure d'amplitude constante (en général une fréquence élevée) et on mesure les petites différences à l'aide de fréquence-mètres électroniques spéciaux.

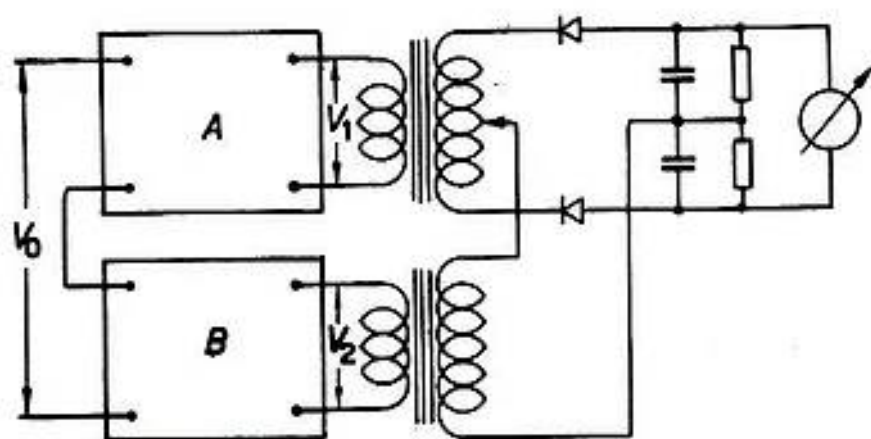


FIG. 1. — Circuit schématique d'un appareil pour la mesure du pleurage.

On peut effectuer cette mesure soit par une méthode de battements, soit par des circuits très semblables aux discriminateurs des appareils radio-récepteurs à modulation de fréquence.

Un autre type de « wowmeter » est basé sur le principe suivant : on rapporte la tension à une valeur constante et on l'envoie à deux circuits différents, qui présentent des caractéristiques spéciales d'impédance, c'est-à-dire dont l'amplitude et la phase varient en fonction de la fréquence. Dans la figure 1 A et B représentent les quadripôles types au moyen desquels on obtient ces variations. On envoie les sorties des deux quadripôles sur un pont

déphaseur, dont la tension de sortie est continue et proportionnelle à $V_1 V_2 \cos \varphi$ où V_1 et V_2 représentent les deux tensions d'alimentation du pont, déphasées entre elles de φ .

La tension continue de sortie peut indiquer directement les variations de fréquence avec une sensibilité remarquable ; on peut par exemple, lire ou enregistrer un pleurage de 1 %.

La tension continue de sortie est fonction des caractéristiques des deux quadripôles A et B, exprimées respectivement par les matrices mixtes :

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha Z \\ Y \beta \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} B \\ A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha' Z' \\ Y' \beta' \end{bmatrix}$$

Avec les notions de la figure 1 on a :

$$V_1 = \frac{Y'}{\alpha Y' + \alpha' Y} V_0 \quad V_2 = \frac{Y}{\alpha Y' + \beta' Y} V_0$$

où l'on suppose que les deux quadripôles travaillent à circuit ouvert.

Par conséquent la tension continue à la sortie du pont-déphaseur est proportionnelle à :

$$V_1 V_2 \cos \varphi = V_0^2 \frac{Y \times Y'}{|\alpha Y' + \alpha' Y|^2}$$

Si les deux quadripôles sont des simples admittances Y et Y' , alors $\alpha = \alpha' = 1$ et la tension continue de sortie est proportionnelle à :

$$V_0^2 = \frac{Y \times Y'}{|Y + Y'|^2}$$

Sur ce principe on a construit des appareils où les deux quadripôles sont respectivement : un circuit antirésonant sur la fréquence qui doit être mesurée, et un circuit de déphasage à résistance et capacité, en général composé de deux mailles.

Une particularité qui peut distinguer les différents circuits entre eux est la possibilité éventuelle d'être d'être adaptés à la mesure sur différentes fréquences. Certains types d'appareils sous forme industrielle peuvent mesurer le pleurage seulement pour une fréquence donnée d'enregistrement. Au contraire, avec des quadripôles constitués de deux circuits antirésonants, on peut aisément régler l'appareil pour effectuer la mesure sur la fréquence voulue.

Tandis que pour l'exercice une mesure globale du pleurage suffit pour le contrôle des caractéristiques des enregistreurs, pour la recherche des causes du pleurage il est très important de connaître la fréquence de modulation et l'existence de ses variations éventuelles.

Il est donc utile de se servir d'un enregistreur, puisque la simple mesure des variations pour-cent de fréquence ne suffit point. On a effectué, avec les appareils du type mentionné, de nombreux enregistrements moyennant un enregistreur rapide à échelle linéaire.

Voici quelques exemples de ces enregistrements (fig. 2) :

a) Enregistrement du pleurage sur un magnétophone professionnel dans les conditions normales.

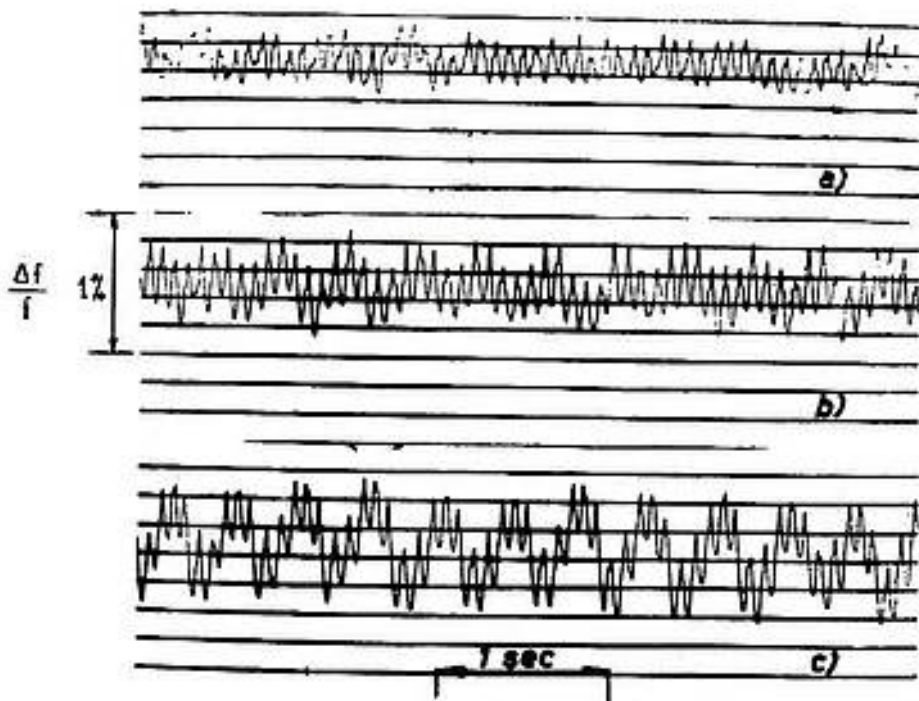


FIG. 2. — Enregistrement du pleurage d'un magnétophone professionnel : a) en conditions de fonctionnement normal ; b) à volant bloqué ; c) sans volant.

b) Pleurage de la machine à volant immobile ;
c) Enregistrement du même genre exécuté, le volant de l'appareil examiné étant supprimé.

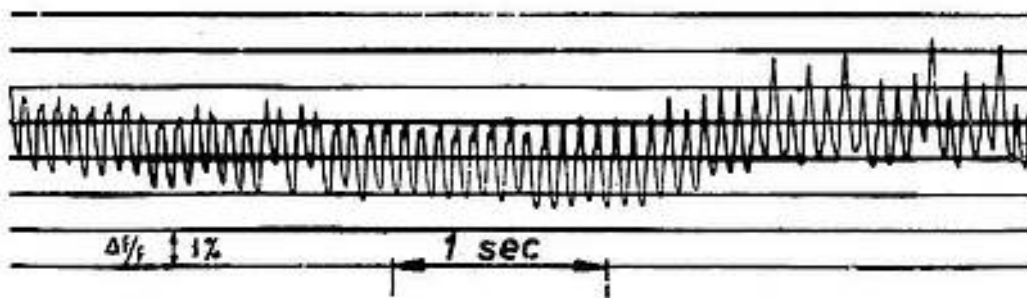


FIG. 3. — Enregistrement du pleurage d'un magnétophone dont le pivot présente une certaine excentricité.

La figure 3 représente le pleurage (enregistré) sur un appareil dont le pivot présente une excentricité notable.

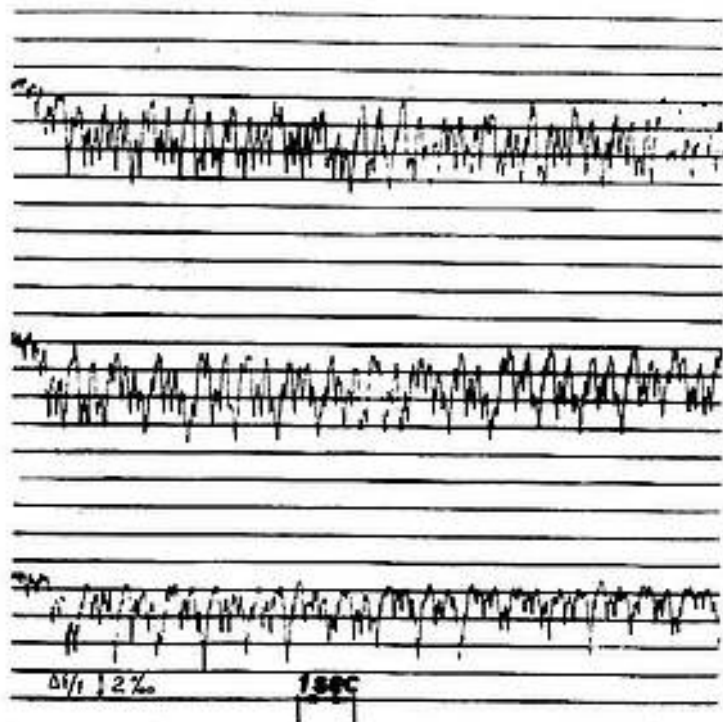


FIG. 4. — Enregistrements successifs du pleurage de la même bande fermée.

Pour examiner l'existence éventuelle d'oscillations se produisant au hasard, on a répété plusieurs fois des enregistrements sur bande continue : la figure 4 montre trois de ces enregistrements.

Pour un examen plus détaillé il peut être nécessaire de se servir d'enregistrements photographiques à l'oscillographe cathodique (fig. 5).

On peut avoir une analyse détaillée des petites variations de fréquence par un système dérivé de celui réalisé par GRÜTZMACHER pour l'enregistrement des courbes mélodiques de la voix. Le principe sur lequel l'appareil se fonde est le suivant (fig. 6) :

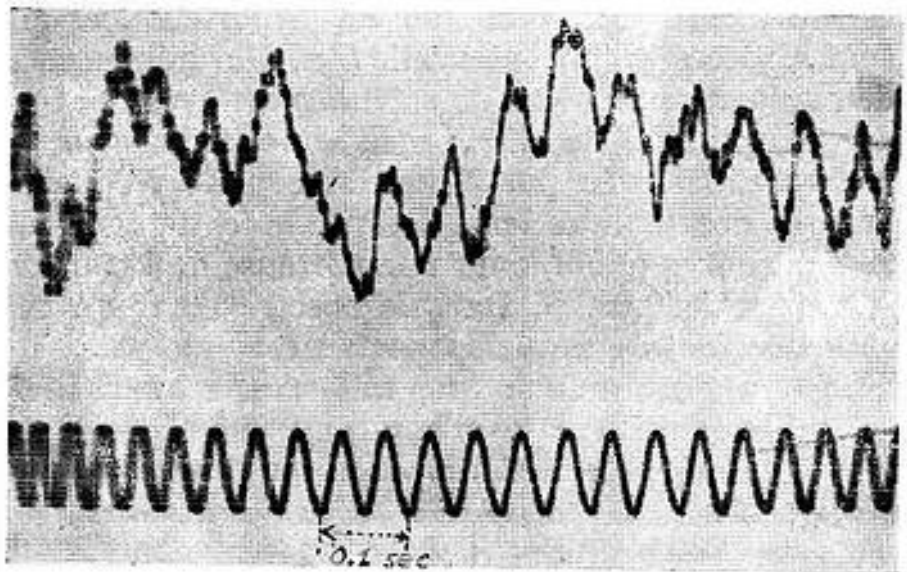


FIG. 5. — Enregistrement oscillographique du pleurage.

la fréquence à examiner passe dans un limiteur (en cas d'enregistrement de fréquences pures, celui-ci est assez simple, puisqu'il s'agit de limiter un signal d'amplitude à peu près constante) d'où elle sort sous forme d'onde carrée.

Le stade suivant est un intégrateur à la sortie duquel on obtient une onde à dent de scie : l'inter-

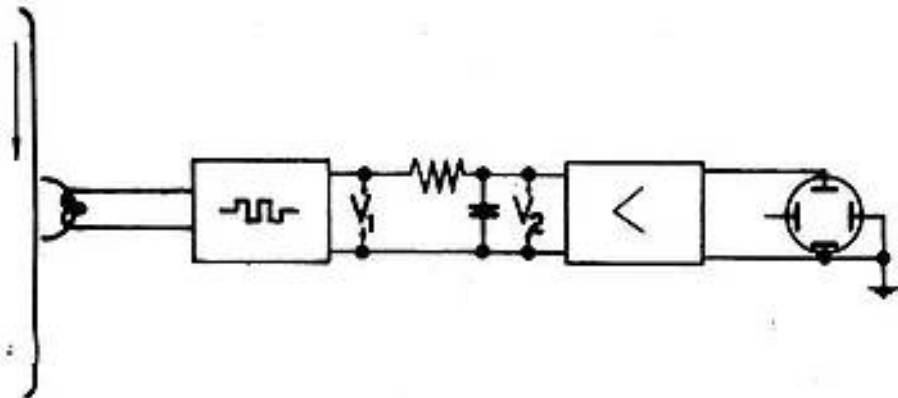


FIG. 6. — Circuit pour la détermination de la valeur instantanée du pleurage.

valle entre deux maxima successifs correspond à la période du signal examiné, l'amplitude de chaque maximum est inversement proportionnelle à la fréquence enregistrée. L'allure des maxima successifs suit, avec une remarquable sensibilité, l'allure de la fréquence à chaque période ; on photographie à l'oscillographe cathodique un nombre même grand, de périodes (fig. 7).

Ce dispositif a l'avantage de permettre la mesure sur une fréquence quelconque.

LES PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES DES RUBANS

La reproduction magnétique peut être altérée à cause de l'élasticité du ruban, qui peut provoquer des vibrations pendant son déroulement. Ces vibrations donnent lieu à un scintillement dont la fréquence

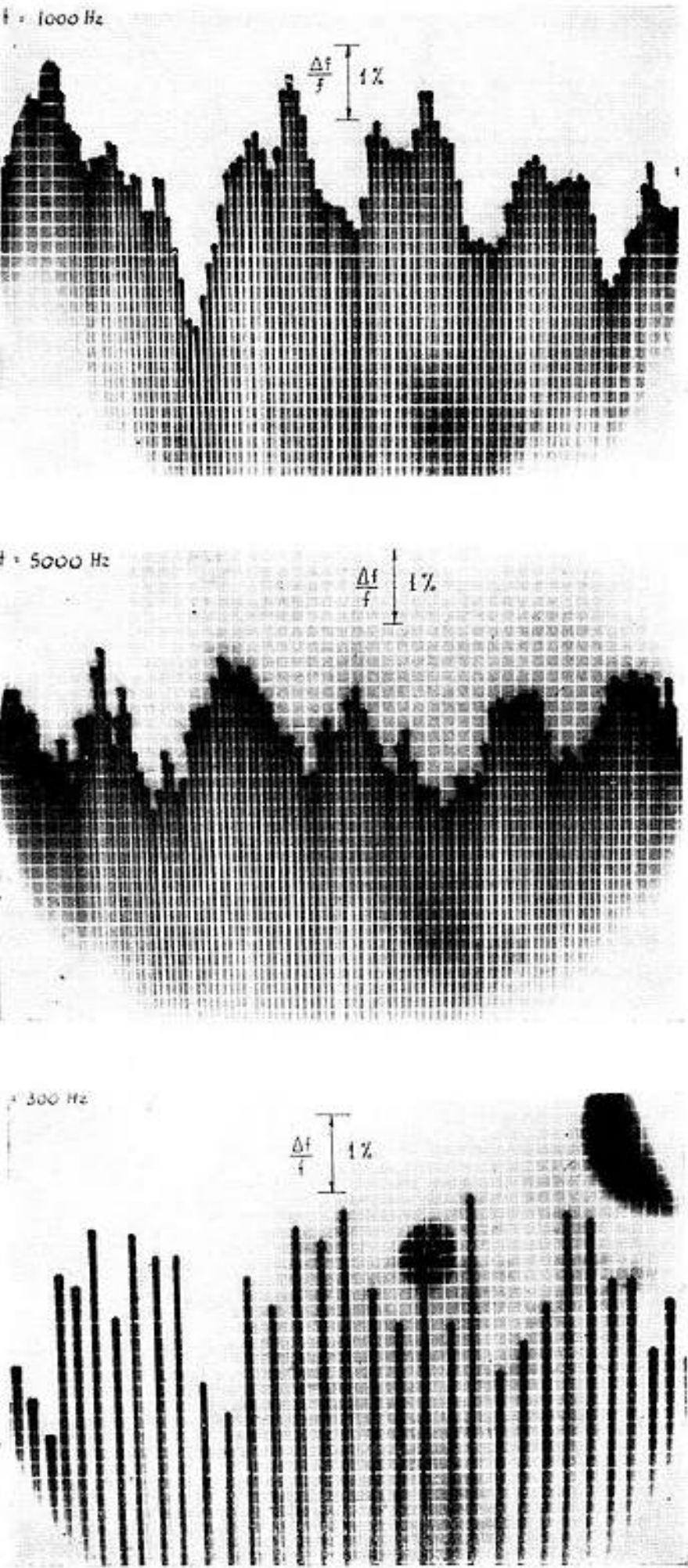


FIG. 7. — Enregistrement de la valeur instantanée du pleurage pour différentes fréquences du signal examiné.

n'est pas en relation avec le nombre de tours des organes mécaniques.

Pour examiner le comportement du ruban dans ces conditions il faut avant tout considérer ses

propriétés mécaniques statiques, c'est-à-dire l'allongement élastique du ruban en fonction de la force appliquée. Cette caractéristique a été déterminée par plusieurs auteurs et pour différentes qualités de ruban. Elle présente un premier trait assez linéaire et pour une certaine charge, à la limite d'élasticité, se manifeste un allongement à caractère plastique jusqu'à ce que l'on atteigne la charge de rupture.

Les études effectuées dans les Laboratoires Kodak ont montré que la limite d'allongement élastique des rubans de chlorure de polyvinyle est atteinte pour une charge de 1,8 kg et un allongement de 3 %, pour un ruban de triacétate de cellulose, elle est atteinte pour une charge de 2,8 kg et un allongement de 3 %. Ces valeurs changent sensiblement selon la température et l'humidité.

Le paramètre qui définit le comportement élastique du ruban est le module d'élasticité E , donné par l'expression suivante en newton/m² :

$$E = \frac{l}{\Delta l} \frac{F}{S} \quad \text{N/m}^2$$

où l est la longueur exprimée en mètres, Δl l'allongement en mètres, F la force appliquée en newtons.

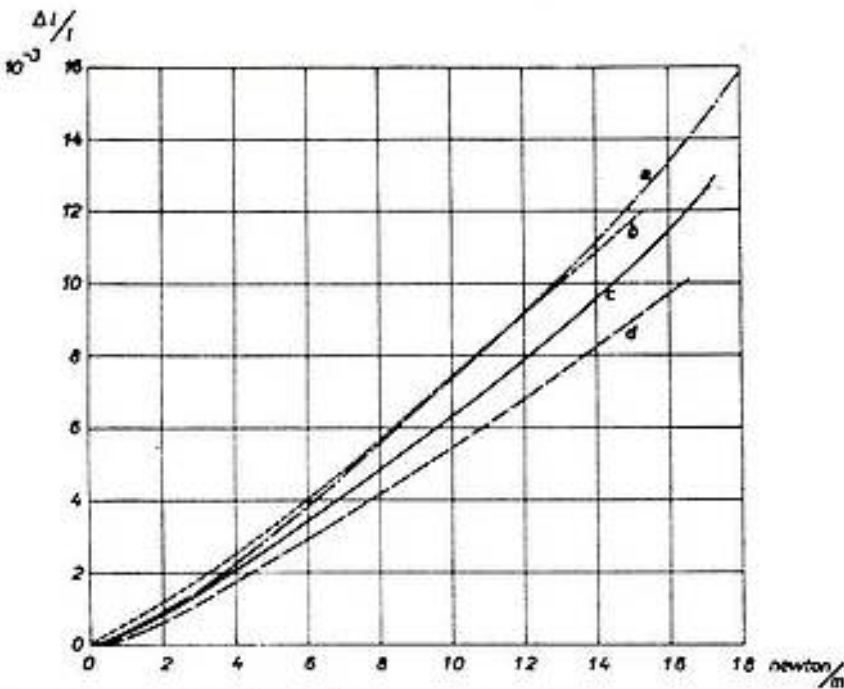


FIG. 8. — Courbes d'allongement statique de différents rubans magnétiques.

S la surface de la section du ruban en mètres carrés. Pour tous les rubans d'une largeur de 6,2-6,5 mm environ, cette surface varie de 0,30 à 0,35 10⁻⁶ m² ; suivant les données expérimentales relevées par WERNER à Berne, E varie de 3.10⁹ à 5.10⁹ newton/m². En conditions normales le ruban travaille avec une tension assez faible qui peut parfois atteindre des maxima d'environ 10 newtons, à laquelle correspondent des allongements d'environ 1 et 1,5 %.

Nous avons relevé la caractéristique élastique sur différents rubans à ces faibles charges (fig. 8) : cette mesure montre que le comportement élastique des rubans n'est pas parfaitement linéaire ; par conséquent le module d'élasticité dépend de la force appliquée, c'est-à-dire qu'il tend à diminuer lorsque la force appliquée augmente.

Après les mesures statiques, considérons les mesures dynamiques. Plusieurs de ces mesures ont été effectuées par WERNER qui a calculé qu'un morceau de ruban d'un mètre de long, fixé aux deux extrémités, vibre avec une fréquence propre variable de 675 à 830 Hz. Afin d'examiner le comportement

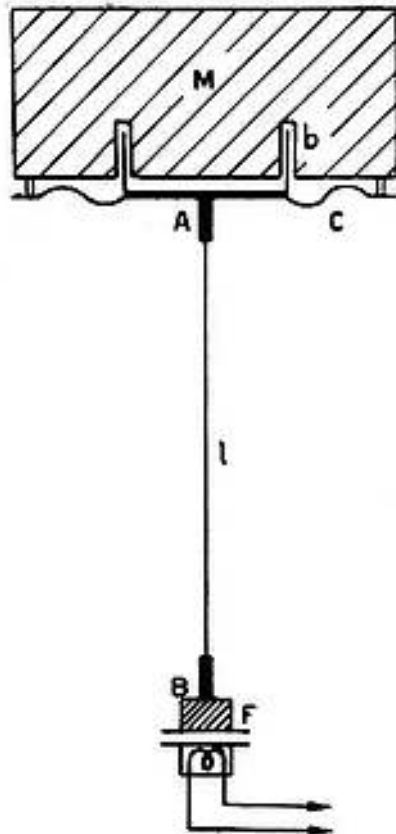


FIG. 9. — Appareillage pour la mesure des caractéristiques dynamiques de rubans magnétiques.

dynamique du ruban, on a réalisé le dispositif suivant (fig. 9) : un système électrodynamique comprenant un aimant permanent *M* et une bobine mobile *b*, tenue par un centreur élastique *c*, fait vibrer le point *A*, auquel est suspendu un morceau *AB* de ruban magnétique de longueur *l*. Au point *B* est appliqué un poids de *F* newtons. Le mouvement du point *B* est enregistré par un système mobile, qui indique la vitesse de déplacement. Si on fait passer dans la bobine un courant de fréquence *f*, le point *A* se met à vibrer et il communique au point *B* le mouvement par l'intermédiaire du ruban.

Si le système est linéaire on peut établir la relation suivante entre la fréquence de résonance *F* du système et les paramètres élastiques de la bande :

$$E = \frac{(2\pi f)^2 l F}{g S} = 3,63 \left(\frac{l^2 F}{S} \right) \text{ N/m}^2$$

(on a négligé les effets du poids propre de la bande).

En traçant la courbe de vitesse de vibration en fonction de la fréquence, on peut obtenir soit le module d'élasticité dynamique soit le facteur de mérite mécanique de la bande, défini par $1/2\pi/ESR$ (*R* est la résistance de friction interne, visqueuse). Ce facteur qui indique les pertes mécaniques de la bande, peut rendre compte dans certains cas du comportement mécanique de la bande même.

Au cours des différentes déterminations, on a de suite constaté que par suite de la non linéarité des propriétés élastiques de la bande, son comportement dynamique présente une allure différente de celle

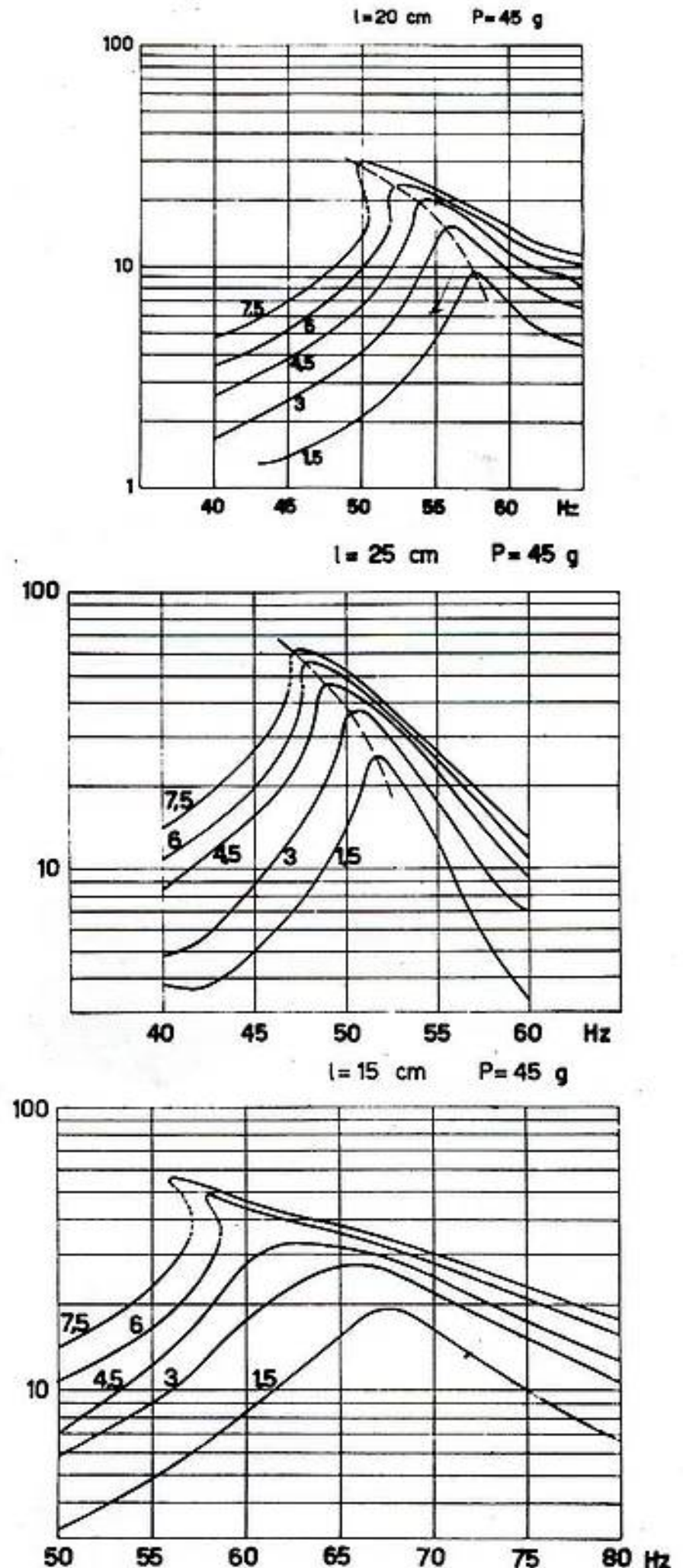


FIG. 10. — Caractéristiques dynamiques non linéaires de rubans magnétiques pour différentes valeurs de l'excitation et de la longueur de bande.

prévue, car la fréquence de résonance, dans les mêmes conditions de longueur et de force appliquée, est fonction de l'amplitude du mouvement du point traînant *A* (c'est-à-dire, de la tension appliquée à la bobine mobile). Si l'on augmente encore l'amplitude du mouvement du point *A*, on obtient des courbes caractéristiques qui présentent deux discontinuités (une pour les fréquences croissantes et une pour les fréquences décroissantes); celles-ci caractérisent les systèmes non linéaires.

La figure 10 montre quelques caractéristiques dynamiques.

Il faut tenir compte que dans le magnétophone la bande est soumise à des sollicitations mécaniques pendant de brefs instants seulement, correspondant au passage entre les deux tendeurs, mais les forces auxquelles elle est soumise peuvent être notables surtout à cause des grandes vitesses de l'enroulement de retour.

PERCEPTION DU PLEURAGE

Un problème fondamental dans l'étude du pleurage est celui d'en fixer les limites de perception.

Nous rappelons ici les résultats obtenus par SHOWER et BIDDULPH et par WERNER et WEDELL : la limite de la discrimination de fréquence est à peu près de 2,5 Hz, indépendamment de la fréquence, jusqu'à 2 000 Hz environ ; elle augmente ensuite en augmentant la fréquence et atteint 40 Hz pour des fréquences de 1 000 Hz. Au contraire la limite relative $\Delta f/f$ est à peu près constamment de 3 %, de 1 000 à 10 000 Hz ; elle augmente à mesure que la fréquence diminue jusqu'à la valeur de 4 % vers 80 Hz. La limite différentielle seuil de fréquence est fonction aussi du niveau de la sensation du son, c'est-à-dire qu'elle augmente à mesure que le niveau de sensation diminue. La limite différentielle dépend aussi de la fréquence avec laquelle les variations périodiques de hauteur se répètent de la fréquence plus haute à la plus basse ; précisément jusqu'à la fréquence de modulation de 3 Hz la limite est constante, aux fréquences plus grandes la limite croît.

Il s'agit maintenant de continuer ces recherches pour connaître l'effet du pleurage dans le cas de reproduction d'un programme musical ou de la voix parlée.

Pour effectuer ces essais on a créé un système qui produit artificiellement un pleurage dont on peut régler l'amplitude et la fréquence.

Comme il s'agit ici d'une évaluation tout à fait subjective, il faut se rapporter à l'opinion de nombreux observateurs et établir quelques degrés d'évaluation, comme on fait pour d'autres déterminations de ce genre.

Les degrés d'évaluation ont été fixés dans la manière suivante : pleurage à peine perceptible, nettement perceptible, gênant.

Il va sans dire que ces évaluations présentent une grande incertitude ; elles peuvent néanmoins donner quelques indications pour déterminer les effets du pleurage dans une reproduction sonore.

On peut tout d'abord observer que l'opinion des auditeurs est très différente selon qu'il s'agit de l'enregistrement de la parole ou de la musique et selon le caractère de la musique. Dans le cas de la voix une modulation de fréquence de quelques unités pour-cent n'est pas perceptible, car on remarque uniquement un changement de la qualité et de la couleur de la voix, qui dans la plupart des cas et dans certaines limites est même agréable. La voix paraît plus vibrante, et si on ne connaît pas la

voix originale on n'est pas en état de juger s'il s'agit d'une altération.

Pour la musique c'est différent, surtout s'il s'agit du piano, du violon, avec musique peu rythmée et avec des notes plutôt longues. Dans ce cas une oreille douée d'une bonne sensibilité musicale peut percevoir des modulations de fréquence à rythme lent de la valeur de 1 Hz, de $\Delta f/f$ à 6 % environ.

On se sert pour les dites déterminations de certains dispositifs qui permettent d'introduire dans la reproduction un pleurage à caractéristiques préétablies.

Une première méthode réalisée expérimentalement est basée sur l'effet Doppler : on enregistre la voix ou l'exécution musicale par le moyen d'un microphone mobile avec un mouvement alternatif d'amplitude et de fréquence connues. Le microphone est situé sur un petit guide mobile animé d'un mouvement alternatif par un dispositif à bielle et manivelle, qui permet d'altérer l'enregistrement selon les caractéristiques voulues.

On peut aussi se servir d'un enregistrement transmis par un haut-parleur animé d'un mouvement alternatif d'amplitude A et de fréquence F_0 , du même genre de celui que nous avons décrit tout à l'heure.

Suivant la théorie de l'effet Doppler si le son de fréquence f émis par une source fixe arrive à un observateur mobile avec vitesse v , celui-ci reçoit en effet un signal de fréquence f_1 , liée à la fréquence f de la source par la relation suivante :

$$f_1 = f \left(1 + \frac{v}{c} \right)$$

où c est la vitesse du son.

On a donc :

$$\frac{f_1 - f}{f} = v/c$$

Si v est la vitesse d'un mouvement alternatif de fréquence F_0 et d'amplitude A on a :

$$v = 2\pi F_0 A \sin 2\pi F_0 t$$

et par conséquent l'écart maximum de fréquence (peak to peak) est donné par :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{4\pi}{c} A F_0 = 0,37 A F_0 \text{ ‰}$$

où A est exprimé en cm et c en cm/s.

D'après l'examen de cette relation on déduit que la méthode convient particulièrement pour produire de petits pleurages, mais tout de même facilement dosables dans les limites assez larges de fréquence.

En se servant du premier de ces deux systèmes, en enregistrant avec un microphone omnidirectionnel (si la distance de celui-ci de la source est grande par rapport à l'amplitude A du mouvement

alternatif) on peut aisément remplacer le mouvement à bielle alternatif par un mouvement circulaire du microphone, qui peut être plus facilement réalisé. Pour éviter les éventuels effets de modulation d'amplitude il suffit d'effectuer l'enregistrement et l'observation dans une chambre qui ne soit pas trop absorbante.

Il est possible d'obtenir une reproduction troublée par le pleurage, en agissant directement sur le système de reproduction ; on mentionne par exemple la méthode suivie par CORBINO en 1935, qui a réussi à obtenir une certaine modulation de fréquence en déplaçant d'une certaine valeur connue le centre

facile de constater que par cette méthode on peut aisément obtenir de très fortes valeurs de pleurage.

Les tableaux de la figure 19 présentent les résultats de ces déterminations effectuées par une trentaine de personnes, pendant la reproduction d'un passage lent de l'exécution au piano de la « Réverie » de Schumann. La série de mesure a été effectuée avec $A = 0,5$ mm, n variable.

LE PLEURAGE DANS LE RÉENREGISTREMENT

Il y a une question très intéressante dans l'étude du pleurage : rechercher son comportement dans

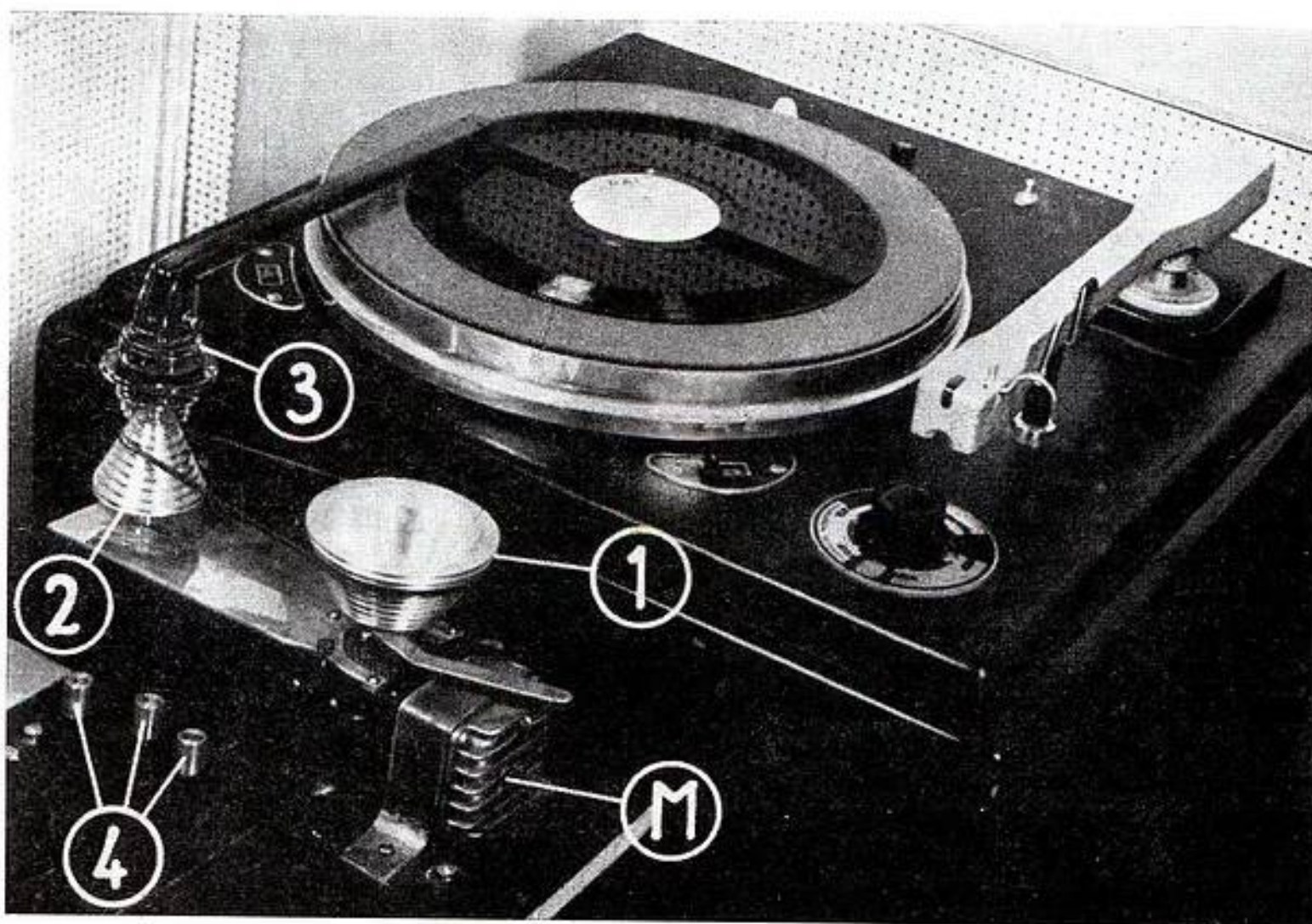


FIG. 11. — Dispositif pour créer un pleurage de caractéristiques voulues dans la reproduction par tourne-disques.

du disque par rapport à celui du plateau tournant ; on obtient ainsi un pleurage d'amplitude qui peut être réglé avec l'excentricité, et de fréquence constante liée au nombre de tours du disque.

Avec un mouvement alternatif du pick up on obtient une reproduction troublée par un pleurage dont les caractéristiques dépendent de celles du mouvement du pick up ; on obtient ceci avec une série de cames ayant une excentricité variable, actionnée par un moteur à vitesse réglable (fig. 11).

Si le déplacement maximum total du centre de rotation du bras du pick up est représenté par A , et par n le nombre de tours par minute, par N le nombre de tours du plateau tournant, par R le rayon du sillon en question, on a :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{A}{R} \frac{n}{N}$$

Pour un plateau tournant à 78,4 tours/m sur le rayon moyen de 110 mm on a $0,116 \frac{A n}{\%}$. Il est

des enregistrements successifs effectués avec des appareils qui présentent à peu près les mêmes propriétés.

Le problème a d'abord un intérêt pratique, puisqu'il arrive souvent de réenregistrer plusieurs fois un même enregistrement ; il est donc important de pouvoir prévoir à chaque répétition quelle est le taux du pleurage. La question est aussi intéressante au point de vue des mesures, car on sait que le réenregistrement répété peut nous donner un élément pour évaluer un appareil.

Si l'on veut considérer le problème du point de vue analytique on peut avant tout rappeler que la recherche de la composition spectrale d'une onde modulée en fréquence modulée à son tour en fréquence, présente des difficultés telles qu'elles en viennent à ôter toute valeur pratique aux résultats qu'on peut obtenir.

Nous pouvons tout de même limiter notre examen au cas d'un réenregistrement sur des appareils ayant

les mêmes propriétés, c'est-à-dire la même fréquence et la même profondeur de modulation.

Suivant un procédé pas tout à fait exact (cependant utile pour justifier les résultats que l'on obtient) après le premier enregistrement la fréquence f_1 est donnée par l'expression suivante :

$$f_1 = f (1 + h \sin 2\pi Ft)$$

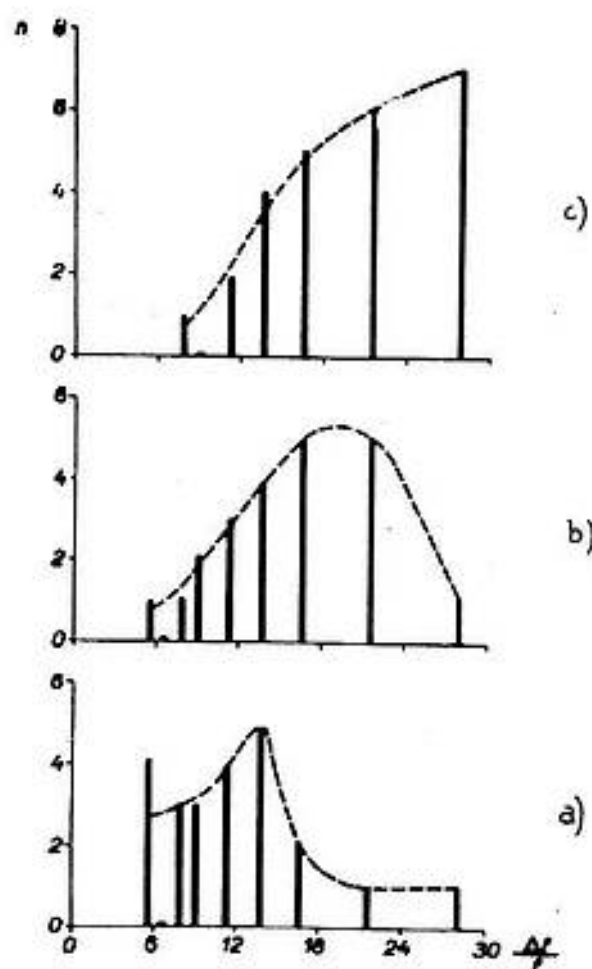


FIG. 12. — Statistique de la perception du pleurage dans la musique : a) seuil de perception ; b) perception nette ; c) gêne.

Après le deuxième enregistrement on peut admettre que l'on a :

$$f_2 = f_1 [1 + h \sin (2\pi Ft + \varphi)] = f (1 + h \sin 2\pi Ft) [1 + h \sin (2\pi Ft + \varphi)]$$

où φ est un angle classique de déphasage qui peut prendre une valeur quelconque.

Dans ce cas la nouvelle fréquence est donnée par :

$$f_2 = f (1 + h; (1 + \cos \varphi) \sin 2\pi Ft + \sin \varphi \cos 2\pi Ft) = f \left[1 + 2h \cos \frac{\varphi}{2} \sin (2\pi Ft + \varphi_1) + \dots \right]$$

où le deuxième terme représente une fréquence modulée avec une profondeur égale à $2h \cos \frac{\varphi}{2}$; on néglige les termes en h^2 , puisque l'on suppose h assez petit.

Le déphasage φ peut être un angle quelconque ; comme les fréquences enregistrées qui en résultent sont légèrement différentes dans les deux cas, on peut supposer les valeurs de φ continuellement variables et distribuées au hasard ; la valeur moyenne de la profondeur de modulation est alors :

$$\frac{1}{\pi} \int_0^\pi 2h \cos \frac{\varphi}{2} d\varphi = \frac{4h}{\pi} = 1,27h$$

Par conséquent le deuxième enregistrement présente une variation pour-cent de fréquence 1,27 fois plus grande que le premier.

On ne peut pas répéter à l'infini le raisonnement que l'on vient de faire ; on peut pourtant retenir comme valable que pour les premiers réenregistrements il y a pour les pourcentages de variation de fréquence la relation

$$\left(\frac{\Delta f}{f} \right)_{n+1} = 1,27^n \left(\frac{\Delta f}{f} \right)_0$$

Si h_n est la profondeur de modulation à une répétition n , on obtient par le même raisonnement :

$$h_{n+1}^2 = h_n^2 + h^2 + 2h_n h \cos \varphi_n$$

Cette relation peut nous donner une indication sur les écarts possibles, en fonction de φ_n .

C'est-à-dire que la profondeur de modulation h_{n+1} à la $(n+1)^e$ répétition est représentée vectoriellement par le troisième côté d'un triangle dont les deux premiers côtés sont h et h_n , formant l'angle φ_n entre eux (fig. 20) ; ceci représente le déphasage

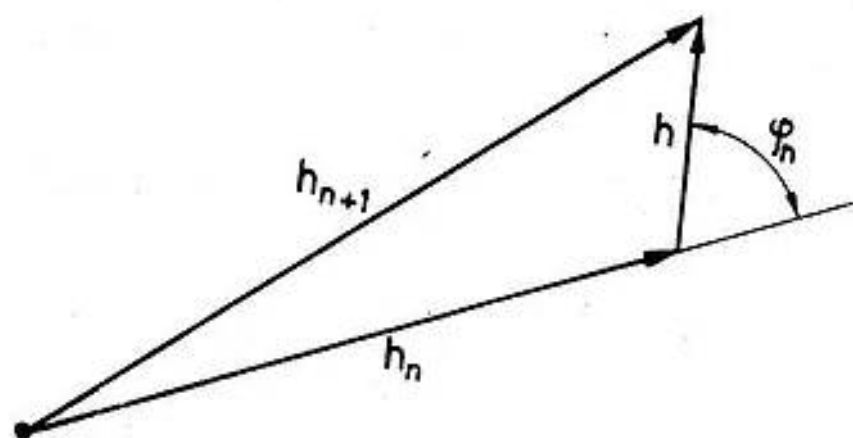


FIG. 13. — Augmentation de la profondeur de modulation de la n à la $(n+1)^e$ répétition de l'enregistrement.

de la fréquence de modulation dans les répétitions successives.

Si l'on suit le phénomène du premier réenregistrement, on remarque (fig. 21) que le vecteur h_n compose une ligne polygonale formée par $(n+1)$ vecteurs de module h , dont chacun est déphasé d'un angle φ_i par rapport au précédent.

Le problème de la limite de la profondeur de modulation après un nombre n de répétitions est analogue à celui étudié par RAYLEIGH de la composition de plusieurs vecteurs égaux, déphasés entre eux par des angles distribués au hasard avec une égale probabilité.

RAYLEIGH a calculé que, en augmentant le nombre n des vecteurs de module h , la valeur la plus probable du module de la résultante tend vers $h\sqrt{n}$.

La probabilité pour que le carré du module de la résultante soit compris entre r et $r+dr$ est donnée, toujours selon RAYLEIGH, par :

$$\frac{2}{n h^2} e^{-22/n h^2} dr$$

On a effectué quelques mesures de la variation en pour-cent de la fréquence dans les réenregistrements répétés avec deux magnétophones qui présentaient les mêmes caractéristiques de pleurage. Les résultats de ces mesures, confirmés par les données d'autres couples de magnétophones, sont représentés dans la figure 22.

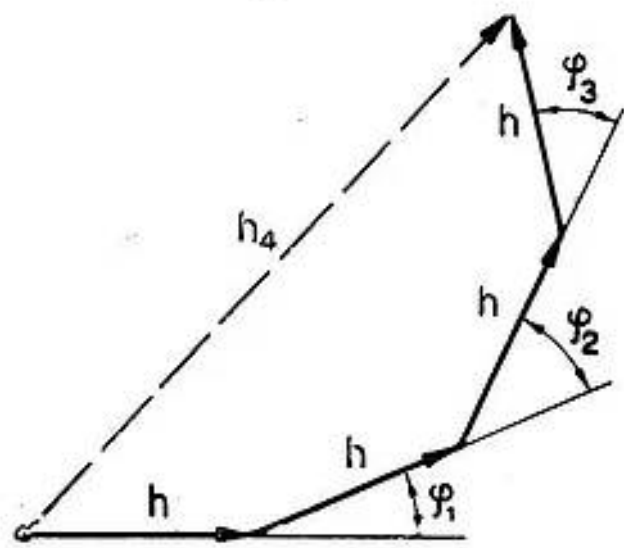


FIG. 14. — Représentation de la profondeur de modulation pour $n + 1$ réenregistrements successifs.

On remarque que selon la théorie que l'on vient d'exposer, la variation en pour-cent de fréquence des premiers réenregistrements suit une loi de progression géométrique, représentée dans la même figure par la ligne droite.

Dans la figure 22a est représenté le comportement du $\frac{\Delta f}{f}$ pour un grand nombre de réenregistrements,

d'après la loi que RAYLEIGH a trouvée pour des phénomènes analogues. On remarque que les deux diagrammes peuvent très bien être comparés.

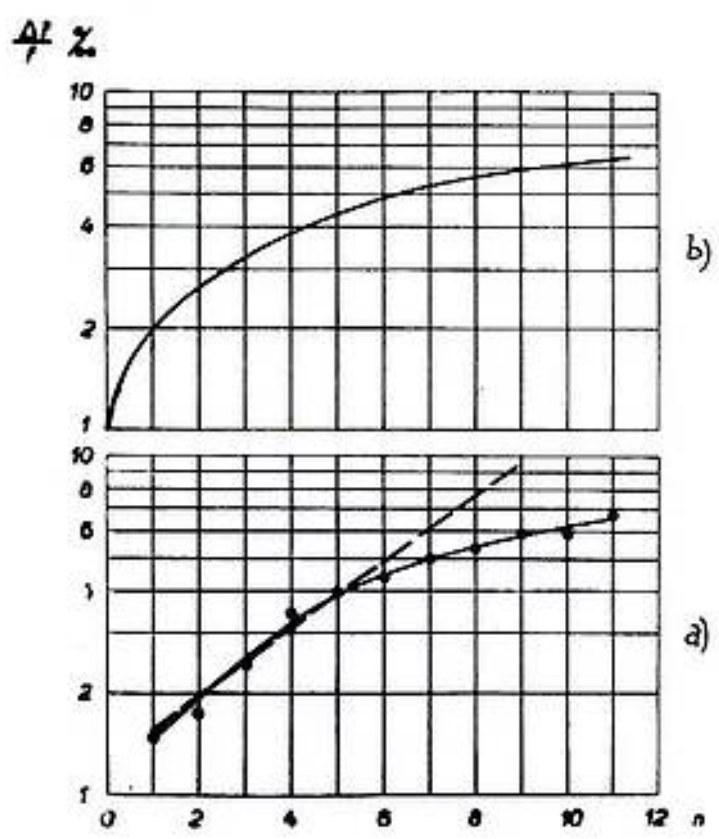


FIG. 15. — Pleurage de réenregistrements répétés : a) mesures expérimentales ; b) données suivant la théorie de Rayleigh.

Dans la figure 23 on représente l'enregistrement du pleurage effectuée par un traceur à mouvement asservi à échelle linéaire, pour le deuxième, le quatrième et le septième réenregistrement.

MESURES DES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES DES SEMI-CONDUCTEURS

PAR

B. PISTOULET

Docteur ès-Sciences, Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston.

I. — INTRODUCTION.

Les caractéristiques électriques d'un semi-conducteur sont conditionnées par un certain nombre de facteurs que l'on peut classer en deux groupes : dans le premier figurent des grandeurs physiques caractéristiques de l'espèce physique considérée (germanium, silicium, etc...) et sensiblement indépendantes, tout au moins dans une certaine mesure, de la pureté du matériau ; c'est par exemple le cas de la mobilité des porteurs et de la constante de diffusion. Dans le second groupe on trouve un certain nombre de grandeurs qui dépendent directement du degré de contamination du matériau, de la nature des impuretés, et de la perfection du réseau cristallin ; c'est le cas de la résistivité, de la constante de Hall, et de la durée de vie des porteurs. Ce sont ces facteurs, différents suivant les échantillons, qu'il est important de connaître, d'une part aux différents stades de la préparation du matériau, pour laquelle on se reportera à l'exposé détaillé de J. M. MERCIER ⁽¹⁾, d'autre part au stade final de l'utilisation pour savoir si le matériau obtenu a bien les propriétés requises pour la construction du dispositif à semi-conducteur envisagé (diode, redresseur, transistor, etc...). Il sera seulement question ici des mesures de résistivité, de constante de Hall et de durée de vie. Les chiffres donnés ont uniquement trait au germanium, mais il est évident que les méthodes décrites s'appliquent quel que soit le semi-conducteur considéré.

II. — RAPPEL DE QUELQUES RELATIONS FONDAMENTALES.

Nous rappellerons d'abord rapidement quelques définitions et quelques relations fondamentales ⁽²⁾.

La mobilité μ d'un porteur de charge dans un cristal est définie par la relation :

$$\mu = \frac{v}{E} \quad (1)$$

v étant la vitesse moyenne prise dans le cristal, par le porteur, sous l'influence d'un champ électrique E . Pour des concentrations d'impuretés inférieures à 10^{16} atomes par cm^3 correspondant pour le Germanium à des résistivités de l'ordre de quelques ohms-cm, cette mobilité est principalement conditionnée par la diffusion des porteurs par les vibrations thermiques du réseau cristallin.

Parmi les travaux récents sur cette question, citons ceux de M. B. PRINCE ⁽³⁾ qui indique les valeurs maxima suivantes pour des mobilités des électrons et des trous dans le Germanium très pur à 300°K :

$$\mu_n = 3\,900 \pm 100 \text{ cm}^2/\text{volt. sec}$$

$$\mu_p = 1\,900 \pm 50 \text{ cm}^2/\text{volt. sec}$$

les indices n et p se rapportant respectivement ainsi que dans ce qui suit aux électrons et aux trous.

La conductibilité σ est définie par la relation :

$$\sigma = \frac{J}{E} \quad (2)$$

où J est la densité de courant, E le champ électrique. S'il y a n électrons et p trous libres par unité de volume, de charge $\pm e$, on voit aisément que σ a pour valeur :

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p) \quad (3)$$

Un effet particulièrement intéressant dans l'étude des semi-conducteurs est l'effet Hall. Soit (fig. 1) un échantillon parallélépipédique soumis à l'action d'un champ électrique uniforme E dirigé suivant

⁽¹⁾ J. M. MERCIER, La Technologie du Germanium, Onde Electrique, N° 328, juillet 1954, p. 559-572.

⁽²⁾ Voir par exemple : SHOCKLEY, Electrons and Holes in Semiconductors, D. Van Nostrand Company Inc. New York, N. Y. 1950.

⁽³⁾ M. B. PRINCE, « Drift mobilities in semiconductors, I. Germanium », *Physical Review*, 92, 3, nov. 1953, P. 681-687.

l'axe x , et d'un champ magnétique uniforme H dirigé suivant l'axe z . Les charges mises en mouvement par E sont soumises lorsqu'on applique H à une force $F_1 = \pm e v \wedge H$. Sous l'action de cette force elles viennent s'accumuler sur les faces de l'échantillon normales à l'axe y . Cette accumulation produit à l'intérieur du spécimen un champ électrique E_y exerçant sur les charges en mouvement une force de sens opposé à la force de Laplace. L'équilibre est atteint lorsque la densité superficielle de charges est telle que ces deux forces s'équilibrent, condition nécessaire pour que le courant I circule suivant Ox . Le champ électrique résultant et le courant font alors entre eux un angle θ . Lorsqu'on est en présence d'un seul type de porteurs, trous ou électrons, on a :

$$\theta \simeq \tan \theta = \frac{E_y}{E} = \pm \mu H \quad (4)$$

le signe plus s'appliquant pour les trous, le signe moins pour les électrons. La mesure de θ permet donc de déterminer la nature des porteurs et leur mobilité. En pratique, on mesure la différence de potentiel V

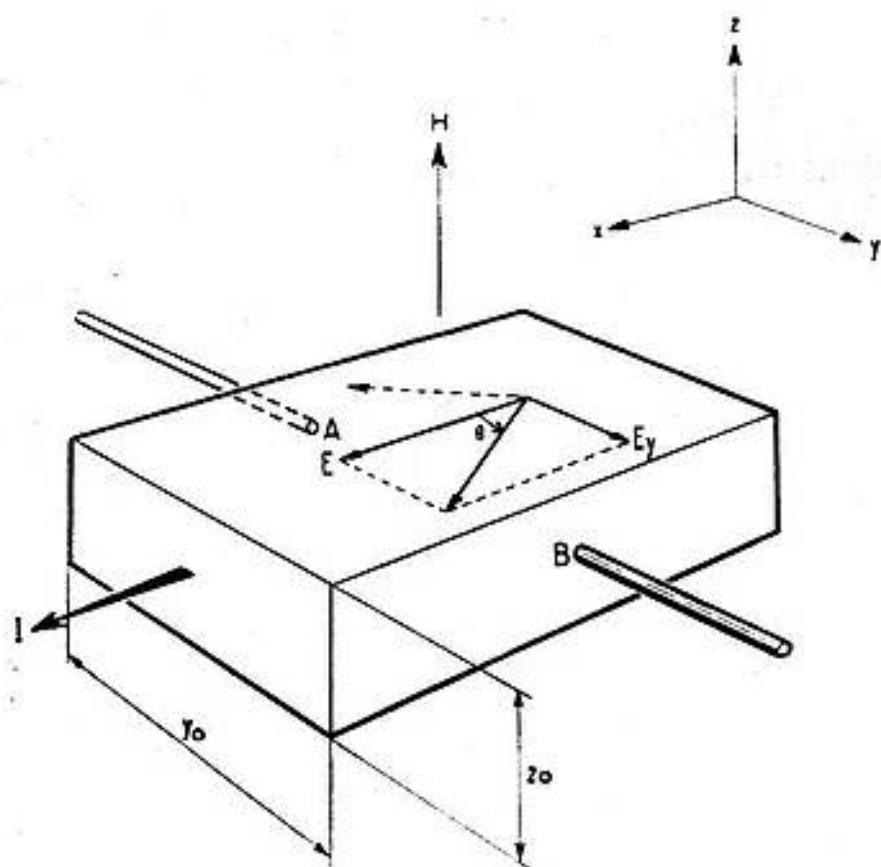


FIG. 1

apparaissant entre les points A et B et on détermine la valeur de la constante de Hall R , égale par définition au rapport de E_y par le produit de l'intensité du champ magnétique H et de la densité de courant J :

$$R = \frac{E_y}{HJ} = \pm \frac{\mu}{\sigma} = \frac{1}{\pm n e} \quad (5)$$

Un traitement plus rigoureux de la question (4) conduit à la relation :

$$R = \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{\pm n e} \quad (5 \text{ bis})$$

Ce coefficient fournit donc une mesure directe du nombre de porteurs présents par unité de volume. R est relié à la tension V , à l'intensité du courant I , à H , et à la dimension z_0 de l'échantillon par la relation :

$$R = \frac{V z_0}{H I} \quad (6)$$

Si on exprime V en volts, I en ampères, H en gauss, z_0 en cm, la valeur de R en $\text{cm}^3/\text{coulomb}$ est donnée par :

$$R = 10^8 \frac{V z_0}{H I} \quad (7)$$

Lorsque les deux types de porteurs, trous et électrons sont présents, on montre que :

$$R = -\frac{3\pi}{8} \cdot \frac{n b^2 - p}{(n b + p)^2 e} \quad (8)$$

$$\text{avec } b = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad (9)$$

En réalité, on se trouve toujours en présence de porteurs des deux types. Lorsqu'il n'existe dans le cristal ni défauts cristallins, ni atomes d'impuretés, les seuls porteurs libres sont constitués par un certain nombre d'électrons dans la bande de conduction et un nombre égal de trous dans la bande de valence. Cette concentration de porteurs appelée concentration intrinsèque n_i n'est fonction que de la température. Lorsque le semi-conducteur contient une certaine proportion d'atomes donneurs ou accepteurs les concentrations d'électrons et de trous sont reliées par la relation :

$$n p = n_i^2 \quad (10)$$

Les relations (3), (10), et (8), permettent de calculer σ en fonction de R ou inversement, si l'on connaît μ_n , μ_p et n_i . Cette question est développée dans une étude de P. G. HERKART et J. KURSHAN (5) ; les valeurs de n_i , μ_n et μ_p n'étant pas connues de manière très précise, les relations numériques entre R et σ qu'ils en déduisent ne sont sans doute pas absolument valables ; d'autre part, il existe un certain désaccord (6) entre les valeurs des mobilités intervenant dans les relations (1) et (4). Pour fixer les idées, disons simplement qu'il est courant de mesurer sur du Germanium, suivant son degré de

(5) P. G. HERKART and J. KURSHAN, Theoretical resistivity and Hall coefficient of impure Germanium near room temperature, *RCA Rev.* 1953, 14, n° 3, sept. p. 427-440.

(6) J. R. HAYNES and W. SHOCKLEY, The mobility and life of injected holes and electrons in germanium, *Phys. Rev.* 81, 5, Mars 1951, p. 835-843.

(4) Voir par exemple F. SEITZ, *The Modern Theory of Solids*, McGraw-Hill, New York, 1940.

pureté, des valeurs de la constante de Hall comprises entre 1 000 et 80 000 cm³/coulomb.

Une autre caractéristique importante est la durée de vie des porteurs dans le germanium : lorsque l'on injecte, par exemple, au moyen d'une jonction ou d'un contact ponctuel, des porteurs minoritaires dans un semi-conducteur on crée une situation différente de la situation d'équilibre thermodynamique ; la vitesse avec laquelle cet équilibre se rétablit est caractérisée par la durée de vie τ des porteurs qui est définie par la relation :

$$p(t) = p_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (11)$$

où p_0 est le nombre de porteurs excédentaires présents au temps zéro, et $p(t)$ le nombre de porteurs subsistant au temps t . La durée de vie peut être considérablement réduite par des imperfections cristallines et par certaines impuretés qui se comportent alternativement comme des centres de recombinaison ou de génération des paires électron-trou.

En pratique on a intérêt à ce que la durée de vie soit la plus grande possible, aussi bien pour réduire le courant inverse des jonctions que pour améliorer le gain des transistors, par exemple. Les valeurs les plus élevées citées à l'heure actuelle dans la littérature sont de l'ordre de la milliseconde.

III. — DISPOSITIFS DE MESURE.

a) Résistivité.

Le moyen le plus simple de mesurer la résistivité d'un barreau de germanium est de mesurer sa résistance entre deux sections suffisamment rapprochées pour que l'on puisse considérer sa résistivité comme

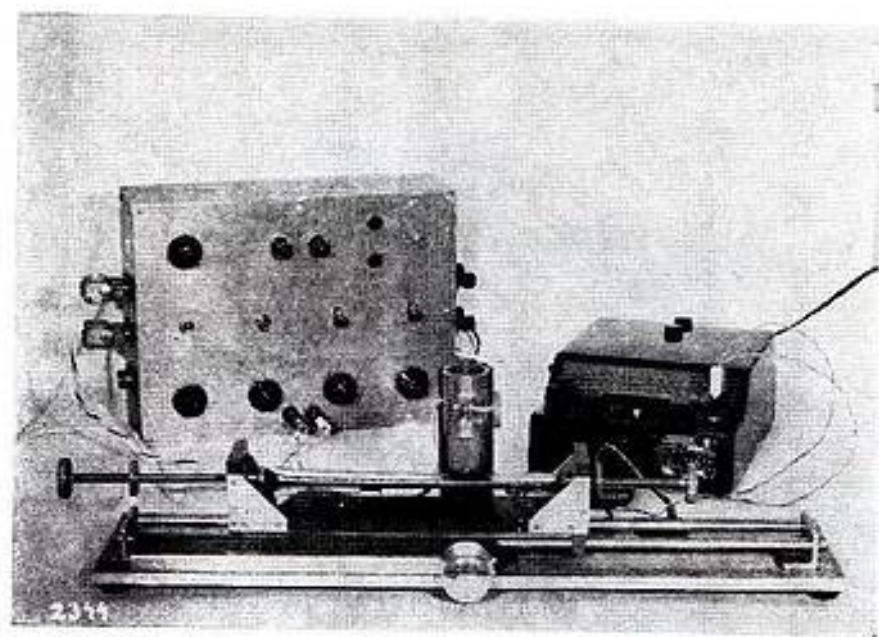


Fig. 2

constante entre les deux sections. Il suffit, pour cela, de mesurer par une méthode potentiométrique la différence de potentiel apparaissant entre deux points d'une génératrice lorsque le barreau est parcouru par un courant donné, la répartition des lignes de courant étant uniforme. La fig. 2 représente le dispositif utilisé à cet effet.

Cette méthode présente l'inconvénient de n'être praticable que sur des spécimens de section constante, et suffisamment longs pour que la mesure se fasse dans une région éloignée des connexions, au voisinage desquelles se produisent des perturbations notables dans la répartition des filets de courant. Ces conditions se trouvent rarement remplies dans les très nombreux cas, rencontrés en pratique, où il s'agit de mesurer la résistivité de spécimens destinés à différents usages, et pouvant avoir des formes et des dimensions variées ; très souvent par exemple, il s'agit de disques d'épaisseurs diverses, découpés perpendiculairement à l'axe d'un monocristal. Il est donc d'un grand intérêt de disposer d'une méthode de mesure non destructive, pouvant être directement mise en œuvre sur les spécimens mêmes qui doivent servir à la réalisation des dispositifs à semi-conducteur envisagés. Aussi avons-nous porté nos efforts à la Compagnie Française Thomson-Houston sur la mise au point d'une méthode satisfaisant à ces conditions, la méthode des pointes. La théorie complète, ainsi que les calculs relatifs aux différents cas possibles, font l'objet d'une étude détaillée de J. LAPLUME ^(*), à laquelle nous renvoyons le lecteur. Nous nous bornerons simplement à en rappeler le principe, et à décrire la réalisation de l'appareillage. Supposons que l'on applique sur la surface d'un échantillon deux pointes reliées à un générateur, de manière à produire le passage d'un certain courant ; si l'on sait déterminer la répartition du potentiel dans l'échantillon, la mesure de la d.d.p. apparaissant entre deux autres pointes, appuyées en deux points déterminés de sa surface, permet d'en calculer la résistivité.

Nous avons choisi deux dispositions de pointes : dans la première les quatre pointes sont alignées et équidistantes, le courant étant injecté par les deux pointes extrêmes, et la tension mesurée entre les deux pointes centrales, ou inversement ; dans l'autre, les quatre pointes sont disposées aux sommets d'un carré, les deux paires de pointes étant disposées suivant deux côtés opposés du carré.

Dans les deux cas, les pointes sont supportées par une tête isolante comportant quatre logements cylindriques dans lesquels les pointes coulisent avec un jeu minimum. Chaque pointe est maintenue en saillie hors de la tête par un ressort qui sert également de connexion électrique. Lorsqu'on applique la tête sur un échantillon, la pression de contact de chaque pointe est fournie par le ressort correspondant. Les pointes sont acérées, de sorte que les contacts pointe semi-conducteur peuvent être assimilés à des contacts ponctuels (le diamètre de la plage de contact est en effet très petit devant l'écartement des pointes qui est de l'ordre de quelques millimètres). L'échantillon reposant sur un support isolant, on vient appuyer, sur sa face supérieure, la tête porte-pointes au moyen d'un dispositif à crémaillère. Le générateur est à courant constant, le courant injecté étant le courant anodique d'une

(*) J. LAPLUME. — Bases théoriques de la mesure de la résistivité et de la constante de Hall par la méthode des pointes, *Onde Electrique* (à paraître).

pentode de résistance interne très élevée devant les résistances de contact. La mesure de la différence de potentiel apparaissant entre les deux autres pointes se fait par une méthode d'opposition. La figure 3 représente l'appareil utilisé.

Ce dispositif rend de très grands services, en per-

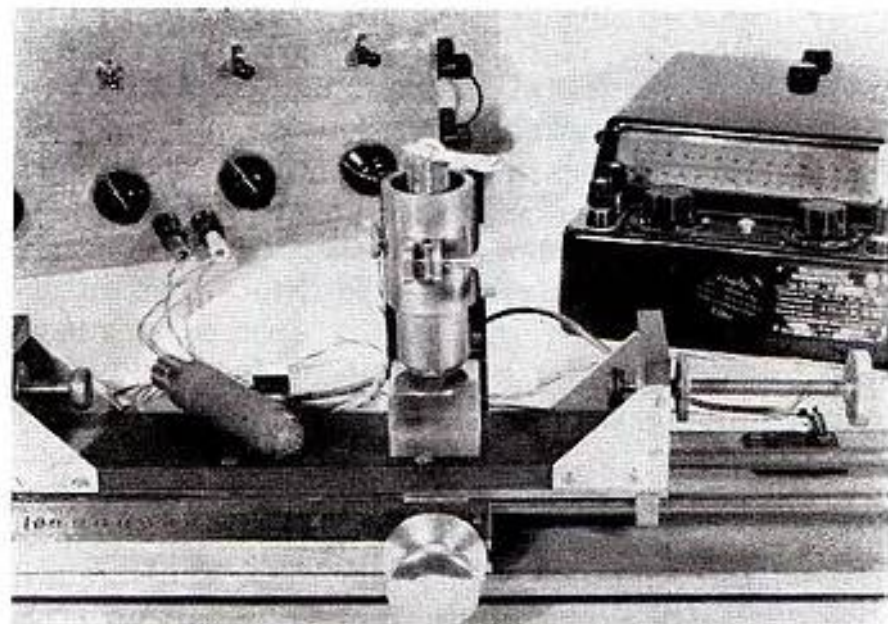


FIG. 3

mettant la mesure rapide et précise d'échantillons très divers, à condition qu'ils soient monocristallins ; s'il n'en est pas ainsi, la présence des joints intercrystallins peut modifier profondément le trajet des filets de courant, et fausser considérablement les mesures. Si les mesures effectuées en différents points d'un échantillon conduisent à des résultats dont la dispersion est notable, cela permet de conclure que l'échantillon présente des défauts d'homogénéité qu'il est très important de déceler, car ces défauts rendent presque toujours le matériau inapte à être utilisé dans la construction de dispositifs à semi-conducteurs. Les échantillons à mesurer de manière courante peuvent être classés en deux catégories : d'une part, des lingots de dimensions grandes devant l'écartement des pointes : dans ce cas leur forme intervient fort peu dans la répartition des lignes de courant et on peut ramener ce cas à celui d'un solide de très grandes dimensions, limité par une surface plane ; d'autre part, des disques à faces parallèles grossièrement circulaires et d'épaisseurs diverses, à l'intérieur desquels la répartition des filets de courant est sensiblement identique à celle existant dans un bloc parallélépipédique de même épaisseur, et ayant pour base un carré ou un rectangle circonscrit au disque, ce qui permet d'appliquer les calculs ⁽⁷⁾ correspondant à ce cas.

b) Constante de Hall.

Généralement on mesure la constante de Hall R , conformément à la méthode décrite au paragraphe II, en utilisant des échantillons parallélépipédiques. Des raisons, analogues à celles que nous avons exposées, au sujet de la mesure de la résistivité, nous ont fait rechercher une méthode de mesure non destructive pouvant être mise en œuvre sur des spécimens de formes et de dimensions variées. La solution adoptée

présente de grandes analogies avec celle qui a été décrite ci-dessus pour la mesure de la résistivité, puisque l'on utilise encore quatre pointes, deux servant à l'injection du courant, et les deux autres à la mesure de la tension de Hall ⁽⁸⁾. Nous renvoyons à l'article de J. LAPLUME ⁽⁷⁾ pour l'exposé théorique de la méthode. La figure 4 représente la disposition des pointes sur l'échantillon. Le courant est injecté par les pointes 1 et 2 et la tension de Hall recueillie entre les pointes 3 et 4, le champ magné-

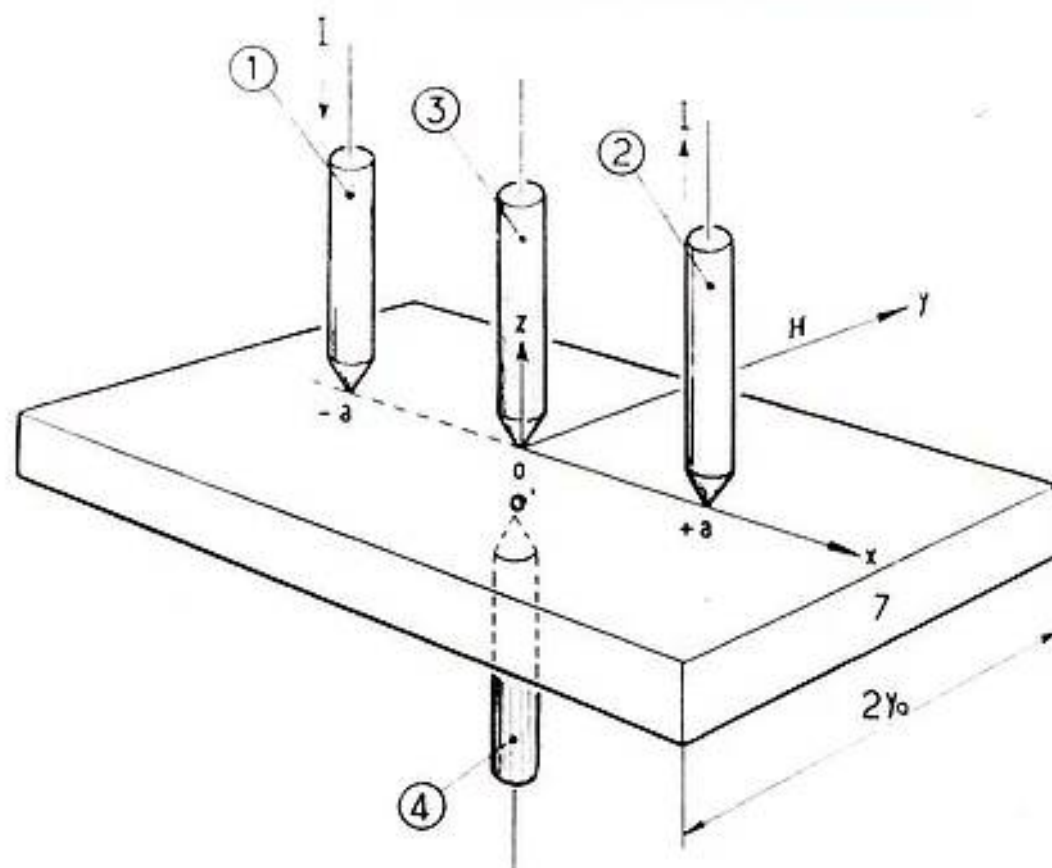


FIG. 4

tique uniforme H étant appliqué normalement au plan défini par les axes des quatre pointes. Sous l'action de H , un certain nombre de charges s'accroissent sur les faces de l'échantillon, et l'équilibre

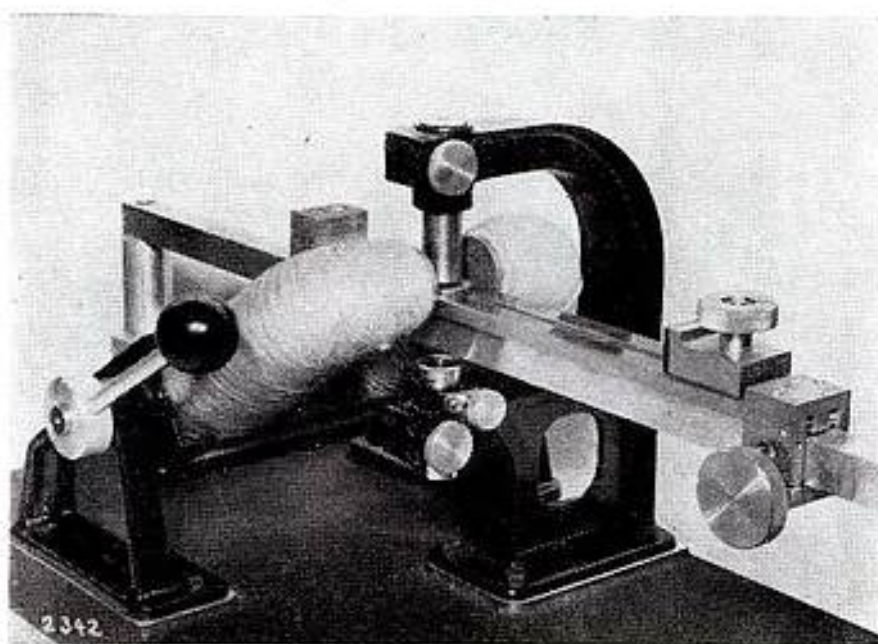


FIG. 5

est atteint lorsque le champ électrique créé par cette répartition de charges exerce sur les charges en mouvement une force égale et opposée à la force de Laplace. La tension de Hall est égale à la circulation de ce champ entre les points 0 et 0'.

⁽⁸⁾ Brevet Français N° 647.145 du 27-4-53.

La figure 5 est une vue de l'appareil. La tête supérieure est semblable à celle de l'appareil de mesure de la résistivité décrite précédemment, la seule différence provenant de ce qu'elle porte trois pointes alignées au lieu de quatre. La tête inférieure porte une seule pointe. Deux crémaillères permettent de déplacer verticalement les deux têtes et de les appliquer sur les faces supérieure et inférieure de l'échantillon à mesurer. Un soin particulier a été apporté à la réalisation de l'ensemble, afin que la pointe centrale de la tête supérieure et la pointe de la tête inférieure soient rigoureusement coaxiales. Le chariot sur lequel est fixé l'échantillon se déplace horizontalement par rapport à l'ensemble de l'appareil, afin de permettre d'effectuer des mesures en différentes régions d'un échantillon.

Des mesures, effectuées sur un certain nombre d'échantillons de Germanium, nous ont montré que les résultats obtenus par la méthode des pointes, et par les méthodes courantes, différaient au maximum de quelques pour cent, c'est-à-dire que les écarts observés étaient de l'ordre des erreurs d'expérience.

Sur la fig. 6 on a porté, à titre d'exemple, les valeurs de la constante de Hall R , et de la résistivité ρ , d'un monocristal, mesurées à différentes abscisses. Ce specimen étant assez fortement contaminé, R et ρ sont sensiblement proportionnels.

c) Durée de vie.

Différentes méthodes sont employées pour mesurer la durée de vie des porteurs minoritaires injectés dans les semi-conducteurs. Dans la méthode de Morton et Haynes, un pinceau lumineux, tombant sur la surface convenablement traitée d'un cristal de germanium, provoque la libération de paires

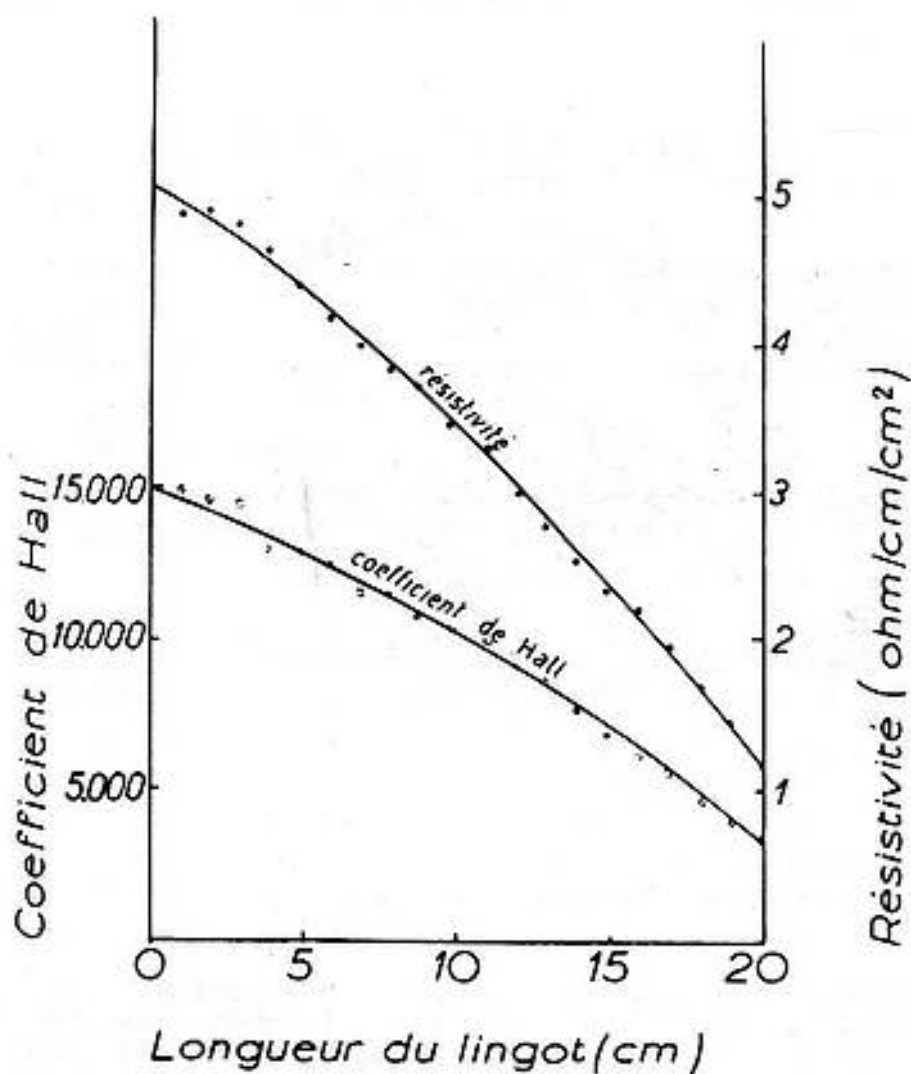


FIG. 6

électron-trou ; la mesure de la concentration des porteurs minoritaires en fonction de la distance au point d'impact permet de déterminer la valeur de la durée de vie de ces porteurs, la constante de diffusion étant connue. On trouvera une étude détaillée de la question faite par L. B. VALDES ⁽⁹⁾, dans le cas où la zone d'impact du faisceau lumineux est une raie rectiligne ; le pinceau lumineux est haché par un disque opaque tournant percé de trous ; une pointe collectrice, appuyée en un point de la surface du germanium, capte un courant proportionnel à la densité de porteurs en ce point ; on peut alors tracer sur un graphique la courbe donnant le nombre de porteurs présents au voisinage du collecteur en fonction de la distance r séparant le collecteur de la raie lumineuse. Cette relation s'écrit, tout au moins pour les valeurs de r pas trop voisines de zéro :

$$\frac{p}{p_0} = j H_0^{(1)} \left(j \frac{r}{\sqrt{D\tau}} \right) \quad (12)$$

p étant le nombre de porteurs excédentaires subsistant à la distance r de la raie, p_0 le nombre de porteurs excédentaires injectés, $H_0^{(1)}$ la fonction de Hankel d'ordre zéro, D la constante de diffusion, τ la durée de vie. D étant connu (pour le germanium $D_n \simeq 93 \text{ cm}^2/\text{sec}$, $D_p \simeq 43 \text{ cm}^2/\text{sec}$), on en déduit alors la valeur de τ pour l'échantillon considéré.

Un autre procédé de mesure de la durée de vie a été décrit par D. NAVON, R. BRAY, et H. Y. FAN ⁽¹⁰⁾. Il est basé sur le fait que l'injection de porteurs excédentaires dans un specimen abaisse sa résistivité. Le nombre de porteurs excédentaires présents est déterminé par la variation de conductance produite. Le nombre de ces porteurs subsistant après une injection décroissant exponentiellement avec le temps, on peut donc déduire τ du relevé de la décroissance de la conductance du specimen en fonction du temps. Cette méthode nécessite un appareillage spécial (générateur d'impulsions à fort niveau, synchroscope...), et paraît plus délicate à mettre en œuvre que la précédente.

Enfin, comme l'ont montré P. AIGRAIN et H. BULLIARD ⁽¹¹⁾ dans leurs travaux sur l'effet photomagnétoélectrique, cet effet fournit un autre moyen de mesure de la durée de vie des porteurs excédentaires.

Nous avons choisi une méthode analogue à celle de L. B. VALDES sauf en ce qui concerne le mode d'illumination. Il est nécessaire de séparer le courant collecteur dû aux porteurs minoritaires injectés, du courant de repos. Ceci est obtenu dans le dispositif de L. B. VALDES en utilisant un pinceau lumineux haché à une fréquence acoustique ; le courant alternatif apparaissant au collecteur est alors amplifié

⁽⁹⁾ L. B. VALDES, *P.I.R.E.* 40, Nov. 1952, N° 11, P. 1420-1423.

⁽¹⁰⁾ D. NAVON, R. BRAY, and H. Y. FAN, *P.I.R.E.* 40, Nov. 1952, 11, P. 1342-1347.

⁽¹¹⁾ P. AIGRAIN et H. BULLIARD, Sur la théorie de l'effet photomagnétoélectrique, *C. R. Acad. Sc.*, 236, 6, 9 Févr. 1953, P. 595-596 et P. AIGRAIN et H. BULLIARD, Résultats expérimentaux de l'effet photomagnétoélectrique, *C. R. Acad. Sc.*, 236, 7, 16 Février 1953, p. 672-674.

et détecté. Dans l'appareil représenté sur la figure 7, nous utilisons un flux lumineux continu ; le collecteur est polarisé et l'appareil de mesure est constitué par un galvanomètre sensible, intercalé dans le circuit collecteur, et soustrait à l'influence du courant de repos au moyen d'un dispositif de compensation. L'équilibre étant réalisé en l'absence d'illumination, on projette sur la surface de l'échantillon l'image d'un filament rectiligne incandescent ; la déviation du galvanomètre qui en résulte est proportionnelle à la concentration de porteurs excédentaires présents au voisinage de la pointe collectrice.

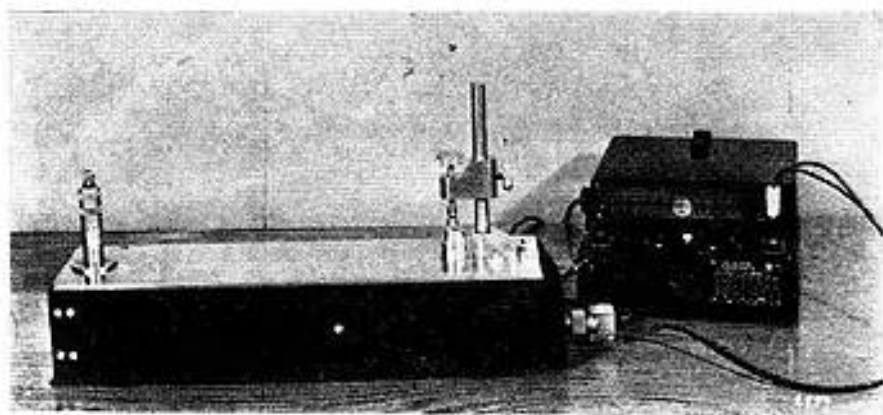


FIG. 7.

Dans un second dispositif, la pointe collectrice n'est pas polarisée et on connecte directement un galvanomètre entre la pointe et le germanium. Avec un

appareil sensible, le courant photoélectrique recueilli par le collecteur est suffisamment faible pour ne pas modifier la hauteur de la barrière de potentiel. Dans ce cas comme dans le précédent l'emploi d'un flux lumineux continu permet de s'affranchir du dispositif mécanique destiné à hacher la lumière, de l'amplificateur, et d'éliminer la gêne causée par le bruit de fond.

Le déplacement de la raie lumineuse est produit par déplacement du filament incandescent au moyen d'une vis micrométrique.

CONCLUSIONS.

Dans la technologie des semi-conducteurs, les mesures revêtent une très grande importance. Elles doivent permettre de contrôler les propriétés et les qualités du matériau à chacun des stades de sa préparation. Au stade final elles permettent de sélectionner les échantillons suivant les applications auxquelles ils sont destinés, les caractéristiques exigées du semi-conducteur variant considérablement suivant ces applications. Il en résulte qu'au cours de l'élaboration du matériau on est conduit à effectuer un grand nombre de mesures et de tests ; il est donc très souhaitable de disposer de méthodes pratiques, rapides, et non destructives, et c'est là que réside le très gros avantage de la méthode des pointes pour les mesure de résistivité et de constante de Hall.