

L'ONDE ÉLECTRIQUE

36^e ANNÉE - N° 346

JANVIER 1956

PRIX : 300 FRANCS

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



LA NOU-
VELLE CAMERA
VIDICON TYPE CV 031
AVEC VISEUR ELECTRONIQUE
DE LA CIE GENERALE DE T.S.F.

DANS CE NUMERO

Transmissions sur faisceaux hertziens; problèmes physiques, J. FAGOT — Diversité et focalisation sur liaisons loquues en visibilité, P. RIVET — Influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes, F. de CASTEL — Fading d'interférences causés par des discontinuités frontales, P. MISEL — Récepteurs de sélection à phase linéaire, A. VAN WEEL — Réflexions géométriques pour

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

Vol. XXXVI

JANVIER 1956

N° 346

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6^e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens	J. FAGOT	7
Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité	P. RIVET	23
Etude de l'influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes.	F. DU CASTEL	35
Fadings d'interférences causés par des discontinuités frontales.....	P. MISMIC	43
Récepteurs de télévision à phase linéaire	A. VAN WEELE	48
Réflecteurs passifs pour faisceaux hertziens	G. ANDRIEU	57
Vie de la Société		73
 Sur notre couverture :		
La nouvelle camera Vidicon type CV ⁸ 821 avec viseur électronique de la Compagnie Générale de T.S.F.		

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉZIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

CFTH

ÉMETTEURS
RÉCEPTEURS
TÉLÉCOMMU-
NICATIONS

- ★ ÉMETTEURS TOUTES
PUISSANCES...
- ★ RÉCEPTEURS
PROFESSIONNELS
- ★ ÉQUIPEMENTS
MULTIPLEX
- ★ CABLES HERTZIENS
- ★ APPAREILS à B. L. U.



ANTENNE DIPOLE AVEC
REFLECTEUR EN COIN

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

PROBLÈMES PHYSIQUES POSÉS PAR LES TRANSMISSIONS SUR FAISCEAUX HERTZIENS ⁽¹⁾

PAR

M. Jacques FAGOT

*Directeur Technique
à la Société Française Radioélectrique
Conférencier à l'E. S. E. Radio*

Un certain nombre de problèmes, du fait même de l'aspect physique des phénomènes mis en jeu, se retrouvent toujours dans les faisceaux hertziens, quelles que soient les techniques particulières utilisées. Ils présentent de ce fait une importance capitale.

Au cours du premier chapitre nous allons rappeler un certain nombre de notions générales qui nous conduiront tout naturellement à l'énoncé de ces problèmes essentiels.

1. — Généralités.

1.1. — Signal modulant.

Le problème est de transmettre le long du faisceau des signaux de nature complexe que nous désignerons sous le terme général de « *signaux modulants* ».

Compte-tenu des besoins actuels, ces signaux appartiennent à deux grandes catégories :

- un canal de télévision,
- un grand nombre de voies téléphoniques (multiplex).

Pour la Télévision, c'est le signal video bien connu, transportant à la fois le renseignement « intensité lumineuse » et le renseignement « synchronisation ».

Pour la Téléphonie, le multiplexage peut être réalisé sous deux formes très différentes :

- Multiplexage par division du temps : les voies téléphoniques sont découpées, et les renseignements relatifs à chaque voie sont successivement transmis, le cycle étant bien entendu indéfiniment renouvelé ;
- Multiplexage par transposition dans l'échelle des fréquences : chaque voie est transposée dans une bande particulière la caractérisant.

Tous ces signaux modulants ont ceci de commun qu'ils occupent une grande largeur de bande allant de quelques centaines de kilocycles à plusieurs mégacycles du côté des fréquences élevées.

Mais on peut y distinguer deux catégories particulières.

Pour certains d'entre eux la gamme complète des amplitudes doit être transmise avec une plus ou moins bonne linéarité. La linéarité sera très bonne pour les multiplex à transposition à cause des effets de diaphonie ; les conditions seront moins sévères pour la Télévision, pour les multiplex à impulsions modulés en amplitude, etc...

Les signaux modulants des multiplex à impulsions modulées en position s'affranchissent par contre des conditions de linéarité d'amplitude : ils sont transmis sous la forme d'un signal tout ou rien, renouvelé de la technique télégraphique.

1.2. — Procédés de modulation.

Faire transporter ces signaux « modulants » par une oscillation haute fréquence constitue l'opération de modulation. Elle est classique, mais toujours faite dans les faisceaux hertziens avec une optique particulière : celle d'avoir à transporter sur le faisceau un *signal d'amplitude constante*. Le faisceau hertzien prétend en effet reconstituer sous forme radio l'équivalent d'un câble téléphonique coaxial. Il est composé de tronçons radio unissant des relais, en principe en visibilité optique. Les équipements des relais redonnent en gain ce que perdent les tronçons radio.

Tout cela constitue une chaîne avec de nombreux maillons et il serait téméraire de vouloir transmettre sur celle-ci de la modulation d'amplitude. Les caractéristiques des tronçons radio sont beaucoup trop fluctuantes pour permettre l'ajustement précis des niveaux qu'exigerait la transmission de ce type de modulation.

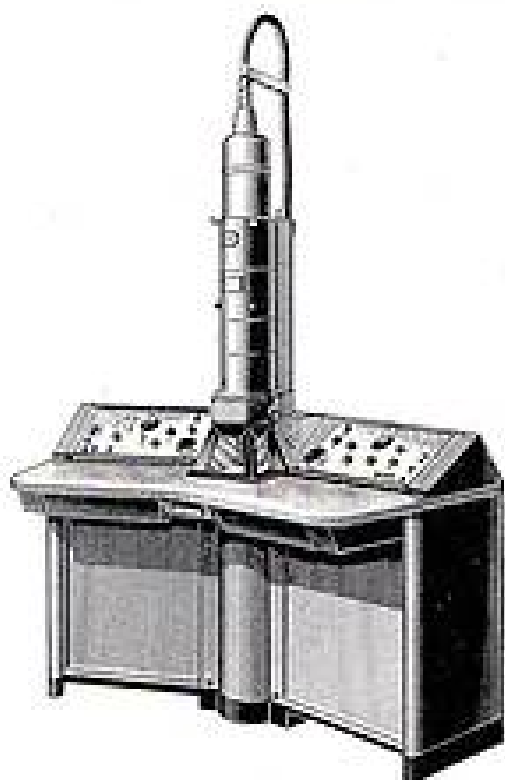
⁽¹⁾ Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 12 Mars 1955.

LES GRANDES MARQUES

Américaines

RADIO CORP. OF AMERICA

MICROSCOPE ELECTRONIQUE ECU-5



Résolution minimum garantie : 20 Angstroms.
Tension : 50 et 100 Kilovolts. Grossissement direct
x 1400 à x 30.000 sur écran.



SIERRA ELECTRONIC CORP.

COUPLEURS DIRECTIFS de 3 à 2000 MC



Les six modèles proposés permettent toutes les mesures caractéristiques ou corrections d'adaptation sur les lignes de transmission, en laboratoire et en exploitation, jusqu'à 1000 Watts en puissance sur toute la bande.

Mc JONES ELECTRONICS Co

MICROMATCH série 700



MESURES DE PUISSANCE ET DE T.O.S.
DE 20 A 2.000 Mcs

Ces appareils robustes, compacts, et simples par l'utilisation d'un seul bouton, permettent les lectures suivantes : puissance incidente, puissance réfléchie, puissance vers la charge, et T.O.S. Munis d'une charge adaptée à la série 630, les Micromatch série 700 se transforment en Watmètres à absorption (impédance 51 ohms).



RADIO CORP. OF AMERICA

TUBES ELECTRIQUES ANALYSEURS d'IMAGES



ORTHICONS

Modèles 5810 6474/1854

VIDICONS

Modèles 6178 et 6326

FLYING SPOT

Modèles 5 W 15 — ZP 16 — 5 AUP 24

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U.F.

RADIO-EQUIPEMENTS

65, r. de Richelieu
PARIS 2°
RIC. 49-88

On tend donc toujours vers un signal modulé réalisant une amplitude constante, celle-ci pouvant alors être régulée, écrêtée, et de toute façon ne jouant pas de rôle sur le transport du renseignement.

Lorsque le « signal modulant » présente déjà par lui-même la caractéristique du « tout ou rien », on se contente le plus souvent de moduler directement la haute fréquence en amplitude.

Lorsque des conditions de linéarité d'amplitude sont exigées pour la reproduction du signal modulant, on est alors conduit à utiliser la modulation de fréquence qui elle aussi réalise la constance d'amplitude souhaitée, tout en permettant la linéarité requise.

1.3. — Spectre de l'onde modulée.

L'onde ainsi modulée occupe un certain spectre.

La valeur moyenne de l'onde peut, par suite de « transpositions », subir des décalages dans l'échelle des fréquences. C'est un fait connu que la même

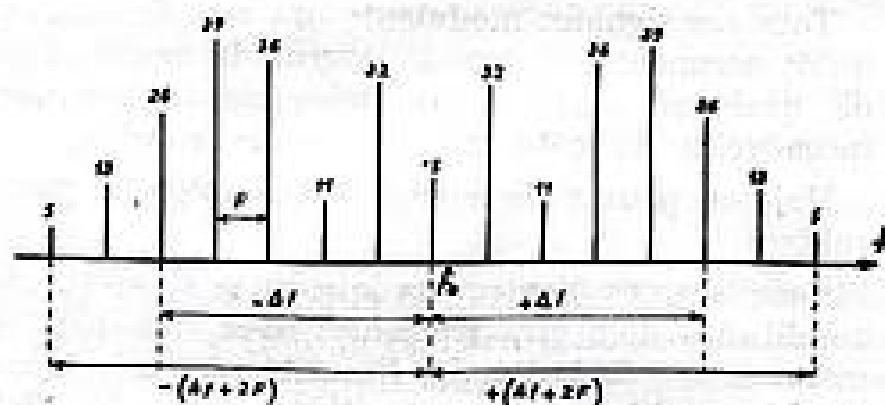


FIG. 1.3-A. — Amplitude des raies d'une onde modulée en fréquence ($\Delta f = 5 F$).

répartition spectrale groupée autour de la fréquence moyenne y sera toujours rencontrée. Quelle est donc cette répartition spectrale ?

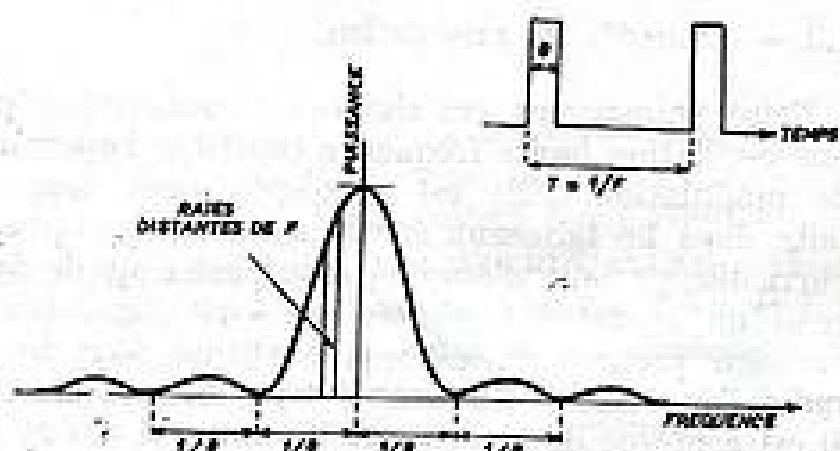


FIG. 1.3-B. — Spectre en puissance d'un train d'impulsions.

En modulation de fréquence, c'est un spectre couvrant la déviation de fréquence, soit le $\pm \Delta f$ autour de f_0 , plus un certain « débordement » de part et d'autre dû à « l'effet dynamique », c'est-à-dire au fait que le $\pm \Delta f$ n'est pas parcouru d'une manière infiniment lente. Pour une fréquence de modulation sinusoïdale particulière, le spectre est

un spectre de raies, espacées d'un intervalle égal à la fréquence de modulation. Deux raies supplémentaires sont à considérer au-delà du Δf après quoi dans les cas usuels l'énergie est négligeable.

En modulation télégraphique par signaux brefs régulièrement répétés, on retrouve autour de f_0 une répartition spectrale d'allure analogue. Le spectre est constitué par des raies distantes de la fréquence de répétition. La bande totale couvre un certain espace, dépendant directement de la durée des impulsions.

1.4. — Conditions de transmission idéales.

Les conditions de transmission à réaliser sont évidemment le transport des spectres intéressés sans aucun autre signal ou bruit parasite que le signal utile, et la transmission de ce spectre sans altération : sans distorsion.

La distorsion, c'est ici ce qu'en optique, on nomme la « dispersion ». La condition idéale c'est qu'à travers les tronçons de l'espace où l'onde se propage, aussi bien qu'à travers les équipements placés le long du faisceau, une fréquence quelconque entrant dans le spectre utile soit « retardée » de la même valeur dans le temps, c'est-à-dire que chacune de ces fréquences se propage avec la même vitesse. Ainsi l'ensemble du signal se trouvera retardé de la même quantité, sans altération.

1.5. — Conditions pratiques.

Pratiquement des bruits parasites résultant de l'effet de souffle bien connu vont s'ajouter au signal utile, les points les plus « vulnérables » le long du faisceau hertzien étant ceux où le signal utile descend le plus bas.

De même la vitesse ne sera pas exactement la même sur toutes les fréquences du spectre, ce qui produira à l'arrivée des déphasages différents sur les diverses composantes. Il en résultera une altération dans la forme des signaux modulés et par suite sur le signal modulant qui en sera déduit.

Enfin il faut songer à assurer l'écoulement du canal aller, du canal retour, avec les amplifications nécessaires aux points de relais, sans accrochages ni interférences. La répartition des fréquences tout le long du faisceau devra être étudiée avec soin pour atteindre ce but.

1.6. — Énoncé des problèmes à résoudre.

Tout ceci nous conduit à dégager un certain nombre de problèmes généraux, qu'on pourrait appeler problèmes de bases des faisceaux hertziens, et que nous proposons d'appeler problèmes « physiques » par opposition aux problèmes liés à des détails techniques particuliers, cette dénomination venant du caractère même des phénomènes mis en jeu. Ces problèmes, nous pourrions les énoncer ainsi :

MARCONI INSTRUMENTS LTD

FM/AM SIGNAL GENERATOR

Type TF.995-A/1 — 1.5 à 220 MHz

Ce générateur permet d'obtenir une tension HF comprise entre 1.5 et 220 MHz modulée soit en amplitude, soit en fréquence. Un quartz de référence étalonné à $2,10^{-4}$ permet d'obtenir un réglage très précis sur 14 points de chacune des 5 gammes.



CARACTÉRISTIQUES

Précision : $\pm 1\%$.
Tension de sortie : 1 μ V à 100 mV.
Impédances de sortie : 52 ohms et 75 ohms.
Excursion de fréquence : 0 - 25 Kc/s et 0 - 75 Kc/s. Ces chiffres pouvant être multipliés par 2, 4, 6 ou 8 pour les gammes supérieures.
Modulation : 1000 p/s. $\pm 5\%$.
Modulation d'amplitude de 0 à 50 % avec une distorsion inférieure à 5 % pour un taux de modulation de 30 %.



VOLTMÈTRE ELECTRONIQUE

Type TF. 1.041 — 20 Hz à 700 MHz

Cet instrument précis et très stable permet des mesures de tension dans la gamme de fréquences de 20 Hz à 700 MHz. Il permet également les mesures de tensions en courant continu et les mesures de résistance. Les mesures de tensions en continu se font en asymétrique ou symétrique.



CARACTÉRISTIQUES

Mesures de tensions en alternatif :
0-300 V en 6 gammes.
20 Hz à 700 MHz.
Capacité d'entrée : $< 2\mu\text{F}$
Mesures de tensions en continu :
0-1000 V en 7 gammes.
Impédance d'entrée
40 Mégohms.
Mesure de résistance :
0,2 ohm à 500 Mégohms
en 7 gammes.



LELAND RADIO IMPORT CO

M. BAUDET, 6, RUE MARBEUF, PARIS 8 - TÉL. ÉLY. 11.25

— Transfert de la puissance le long des faisceaux : en valeur absolue et vis-à-vis du niveau des bruits parasites (chapitre 2).

Modification de la fréquence moyenne le long des faisceaux pour éviter les accrochages des équipements répéteurs et les interférences entre faisceaux (chapitre 3).

— Variation de la vitesse de propagation le long du faisceau dans la largeur de bande intéressée par le signal, pour éviter les effets de distorsion sur la modulation (chapitre 4).

Tout ceci constitue les aspects « clés » de l'écoulement correct d'un canal H.F. à travers le faisceau. Les chapitres indiqués en regard (2-3 et 4) traitent respectivement des points essentiels concernant ces questions.

2. — Transmission des niveaux.

2.1. — Diagramme des niveaux.

Une bonne méthode pour voir tout de suite les phénomènes est de tracer le long du faisceau ce qu'on appelle le « diagramme des niveaux » suivant les habitudes des téléphonistes. Ceci indépendamment du sort réservé à la fréquence moyenne dans l'échelle des fréquences au cours des fluctuations de niveaux.

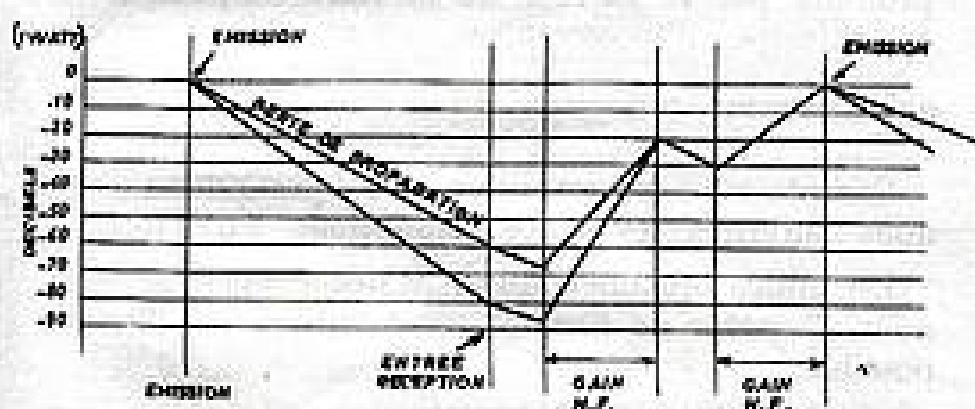


FIG. 2.1-A

Voici un exemple tiré du PARIS-LILLE : Le signal d'émission est de 1 watt, ce watt servant de niveau de référence. Après propagation hertzienne on peut admettre une chute comprise entre 60 dB et 80 dB (puissance à l'entrée du récepteur). Le but de l'équipement relais est de retrouver le niveau du watt par un gain exactement inverse, donc variable (la variation étant réalisée par un contrôle automatique de gain). Le gain du répéteur est décomposé de la façon suivante :

conversion HF/MF — 6 dB (perte)
 amplification MF + 66 dB à 46 dB (sous l'action du C.A.G.)
 conversion MF/HF — 10 dB (perte)
 amplification HF + 30 dB

On retrouve la même puissance d'émission et le diagramme des niveaux se poursuit le long du

faisceau avec les mêmes variations. Seuls changent les affaiblissements des divers tronçons hertziens, rattrapés par le C.A.G. des équipements.

2.2. — Perte hertzienne. — Espace libre.

Le tronçon hertzien réalise un véritable transport d'énergie avec un rendement qu'on aurait tort de croire négligeable. On a pu montrer que le rendement hertzien pouvait dépasser le rendement d'un câble coaxial sur une grande distance.

Pour chiffrer cette perte, interviennent les travaux des nombreux auteurs qui se sont attachés aux phénomènes de propagation. Nous nous contenterons de dégager certains phénomènes essentiels relatifs en particulier à la vision directe, cas normal et souhaitable du faisceau hertzien.

La vision directe idéale, c'est la vision en espace libre. Une formule très simple nous donne directement dans ce cas le rendement de propagation ; c'est :

$$\frac{P_1 \text{ (reçu)}}{P_1 \text{ (émis)}} = k^2 \frac{S_1 S_2}{\lambda^2 d^2}$$

Cette formule est sans dimension, la même unité de longueur devant simplement être utilisée pour évaluer :

S_1, S_2 (surface géométrique des aériens E et R)
 λ longueur d'onde
 d distance E à R

quant à k^2 , c'est un coefficient de rendement, k étant le « facteur d'efficacité » de la surface de chaque aérien. Si S_1 ou S_2 représentent la surface géométrique, kS_1 et kS_2 correspondent à la surface réelle radioélectrique. Par exemple, $k = 0,6$ et $k^2 = 0,36$.

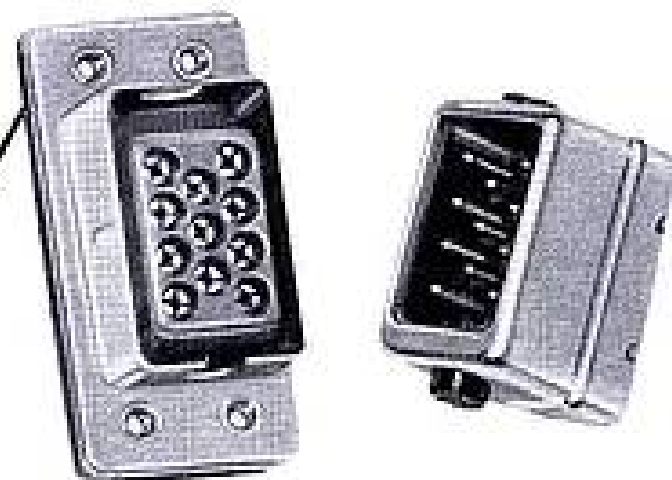
2.3. — Liaison en visibilité. — Présence du sol. — Rayon direct. Ellipsoïde de Fresnel.

Les deux stations relais relatives à un trajet hertzien sont en réalité situées en deux points plus ou moins dégagés par rapport à la surface de la terre. Le profil du terrain étant tracé, quelles conditions convient-il de réaliser pour que l'énergie directe arrive sans encombre, comme dans l'espace libre ?

Ici sont à reprendre les notions classiques introduites en optique par Fresnel. Soit E l'émetteur, R le récepteur dans le cas de la propagation en espace libre. Imaginons une sphère centrée sur E , de rayon $d/2$. Tout se passe comme si la surface de cette sphère était elle-même rayonnante avec la phase à laquelle lui arrivent de E toutes les vibrations lumineuses. Imaginons alors les ellipsoïdes, dits « de Fresnel » correspondant à un accroissement de trajet de :

$$+ \frac{\lambda}{2}, 2 \frac{\lambda}{2}, \dots, k \frac{\lambda}{2}$$

prises de courant pour appareillage électronique



TYPE 140-37 ÉTANCHE POUR CIRCUITS EXTÉRIEURS

Verrouillage et déverrouillage
automatiques - 3 dimensions de
boîtier : 4 - 8 - 11 broches
Partie fixe et partie mobile sont
indifféremment mâle ou femelle.



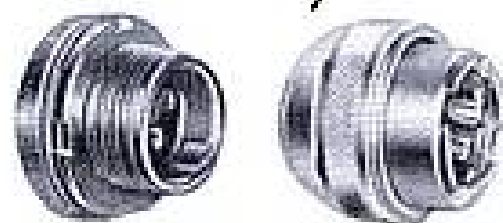
TYPE 140-35

4 dimensions de boîtier
6 dispositions de broches
2 à 19 broches



TYPE SUB-MINIATURE CANNON

Pour circuits intérieurs - 4 dimen-
sions de boîtiers - 15 à 50 broches



TYPE MINIATURE PLESSEY ÉTANCHE

Pour circuits extérieurs
10 dimensions de boîtier
Supporte haute tension: 2 KV
2 à 25 broches

Licence Plessey et Cannon

LES PRISES DE HAUTE QUALITE

SOURIAU

& **C^{IE}**

9 - 13 RUE GALLIÉNI BILLANCOURT (SEINE) - MOL. 67.20

par rapport à la ligne directe ER . Ces ellipsoïdes découpent dans la sphère un cercle central et des couronnes.

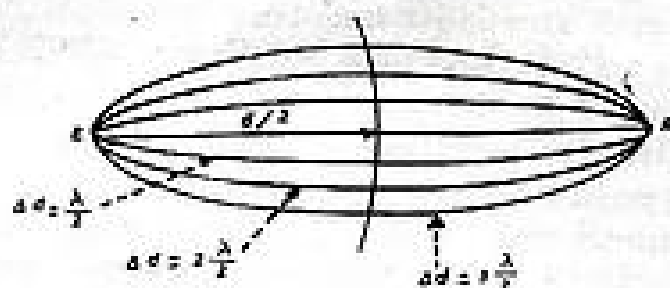


FIG. 2.3-A. — Ellipsoïdes de Fresnel

Sur le cercle central la phase à la réception, à cause de la différence de marche, passe (en valeur relative) de 0 à $-\pi$. En composant tous les vecteurs relatifs à cette zone la phase moyenne est :

$$-\frac{\pi}{2}$$

Sur la première couronne, la phase passant de $-\pi$ à -2π , la phase moyenne est :

$$-\frac{3\pi}{2} \dots \dots$$

et ainsi de suite.

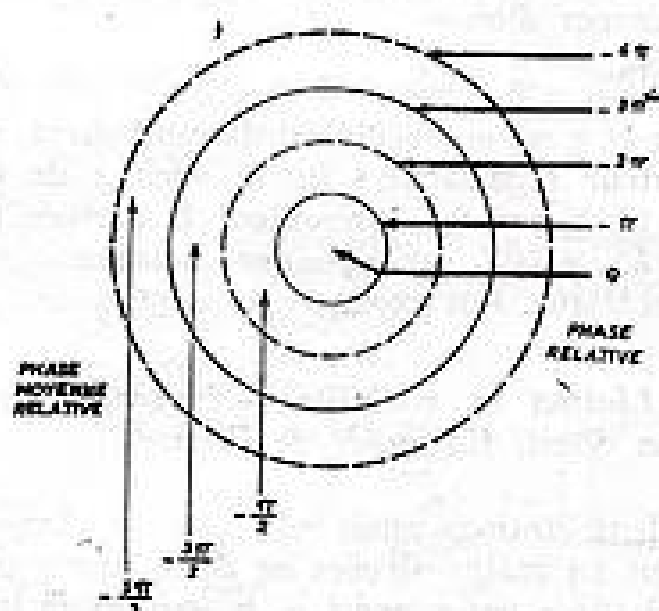


FIG. 2.3-B. — Zones de Fresnel

On arrive ainsi à la notion, évidemment approximative, que la réception de la propagation libre est due à la somme d'une infinité de vecteurs placés alternativement en phase et en opposition ; et d'après un calcul qui tient compte des surfaces et des inclinaisons, d'amplitudes progressivement décroissantes.

La résultante arrive à la moitié de l'amplitude donnée par le cercle central.

On peut ainsi considérer que l'amplitude résultante de l'espace libre est donnée par :

1 vecteur $+ A$ résultant de la zone centrale

1 vecteur $-\frac{1}{2} A$ résultant de toutes les zones des couronnes.

Toute obturation qui est capable de réduire l'amplitude de $-\frac{1}{2} A$ sans retoucher au premier terme est donc susceptible de nous faire gagner par rapport à l'espace libre.

Dans le cas pratique qui nous occupe, E et R du faisceau hertzien étant situés en présence de la terre, il faudra donc rendre « clair de tout obstacle » le premier ellipsoïde de Fresnel (qui correspond au cercle central). Par contre l'obturation d'une partie

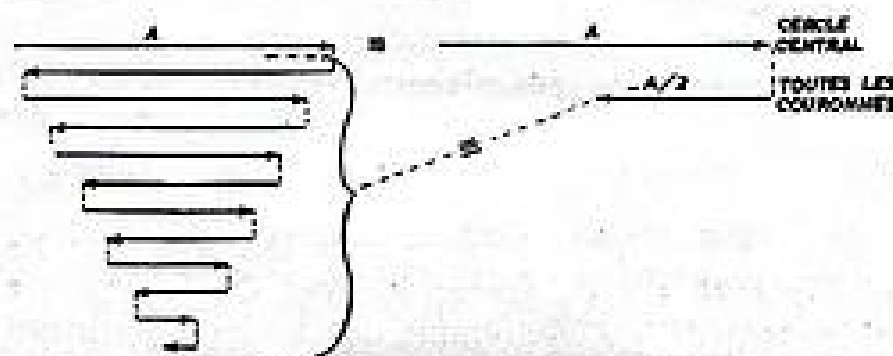


FIG. 2.3-C.

des couronnes extérieures, telle qu'elle peut être produite par la surface de la terre ne peut avoir en principe d'inconvénient, étant donné qu'elle agira comme réduction du terme $-\frac{A}{2}$.

Compte tenu des conditions pratiques rencontrées, nous suivrons les recommandations suivantes :

En ondes centimétriques, le dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel est à réaliser autant que possible.

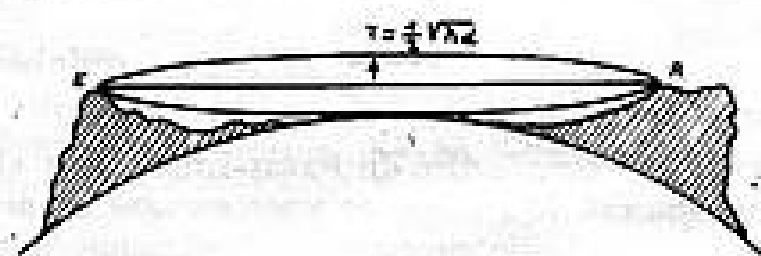


FIG. 2.3-D. — (Les échelles horizontales et verticales sont différentes).

En ondes métriques, sur un trajet identique au précédent, un pareil dégagement n'est plus possible. Le rayon de la section médiane de l'ellipsoïde est en effet :

$$r = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$$

et il devient d'autant plus grand que la longueur d'onde est élevée. Pour une λ très élevée, l'énergie de l'espace libre risque donc d'être divisée par 2.

Sur ondes centimétriques, cette situation serait dangereuse. Les moindres variations susceptibles

PARTOUT OÙ IL FAUT FAIRE VARIER LA TENSION

VARIAC

AUTOTRANSFORMATEUR A RAPPORT DE TRANSFORMATION VARIABLE AVEC PISTE TRAITÉE "DURATRAK" (NOM DÉPOSÉ)

Fabriqués en France sous licence GR U.S.A.

- ★ LONGUE DURÉE.
- ★ POIDS ET DIMENSIONS RÉDUITS.
- ★ FAIBLES PERTES A VIDE.



VSG3
TRIPHASÉ

NOMBREUX
MODÈLES
Utilisables de
50 à 400 PPS

V5M

V10M

Documentation V.V.
sur demande

AS - PUBLI-EDITEUR DOMENACH



ETS RADIOPHON

20, FAUBOURG POISSONNIÈRE - PARIS (107) - PRO 33-01. 04

OFFRE AUX FABRICANTS FRANÇAIS EXPORTATEURS

Nous sommes importateurs répartis

d'APPAREILS radio tropicalisés - Postes auto-radio - Postes à piles - Amplificateurs - Pick-up - Tourne-disques - Phonographes - Disques - Aiguilles, etc...

d'INSTRUMENTS DE MUSIQUE : Trompettes - Flûtes - Bugles - Pianos - Accordéons - Harmonicas, etc...

d'APPAREILS ÉLECTRO-MÉNAGERS : Réfrigérateurs - Ventilateurs, etc...

Nous pouvons représenter des fabricants comme seuls distributeurs dans cette région et dans ses environs. Correspondance soit en français soit en anglais

AJEDUNNI TRADING Co

GENERAL MERCHANTS P. O. BOX 207

8, Ademuyiwa Road Ebute - Metta

NIGERIA B. W. A.

POTENTIOMÈTRES



- GRAPHITES OU BOBINES
- ÉTANCHES OU STANDARDS
- A PISTE MOULÉE

Variohm

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

Publ. RAPT

Pour calculer et réaliser vos circuits de télévision, émission et réception...
Pour calculer et réaliser vos circuits de radar...

L'ouvrage d'HENRI ABERDAM

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

est indispensable dans votre bureau d'études

- I. — AMPLIFICATEURS VIDEO-FRÉQUENCE. Calcul des corrections d'amplitude et de phase en fréquences basses, en fréquences élevées. Selfs-série, capacités, filtres passe-bas, compensations mixtes, quadripôles en pi et en T.
- II. — AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE. Circuits classiques, couplés, accordés, désaccordés, accords décalés. Circuits spéciaux. Construction, choix des tubes, des circuits, faible variation de gain. Contre-réaction, étude, calculs, doublets, triplets. Tubes à grille à la masse, temps de transit, applications.
- III. — COMPLÉMENTS. Conservation de la largeur de bande. Calculs sur les circuits couplés. Calculs exacts d'impédances avec accords décalés. C. R. sur circuit anti-résonnant. Etudes complètes d'amplificateurs par méthode algébrique et par méthode graphique.

Un volume de 212 pages 15 X 24 cm, broché : 2.770 F franco de port; relié pleine toile : 3.100 F franco de port

ÉDITIONS CHIRON, 40, Rue de Seine, PARIS-6° - C. C. P. PARIS 53.35

de se produire sur la forme des rayons (comme nous le verrons par variation d'indice) sont susceptibles d'obturer plus que la moitié du cercle central : les résultats seraient très rapidement mauvais.

En ondes métriques, on ne peut éviter l'obturation et la perte correspondante, mais on ne risque pas de faire pire par suite du grand rayon du cercle central, dont est toujours sensiblement conservée la demi-surface.

Les conclusions sont donc les suivantes :

Rayon direct : Dégager le premier ellipsoïde de Fresnel pour les λ courtes : 8 cm par exemple. Propagation au moins aussi bonne que l'espace libre dans ces conditions. Sur les λ les plus longues, perte allant progressivement jusqu'à 3 dB sur le même trajet, mais pas de risque de voir varier beaucoup cette perte à l'occasion des variations d'indice.

2.4. — Variation d'indice avec la hauteur. — Variation apparente du rayon terrestre.

On admet en effet que l'indice de réfraction de l'atmosphère n'est pas homogène. Il varie en fonction de la hauteur, l'atmosphère dite standard correspondant à une décroissance proportionnelle à la

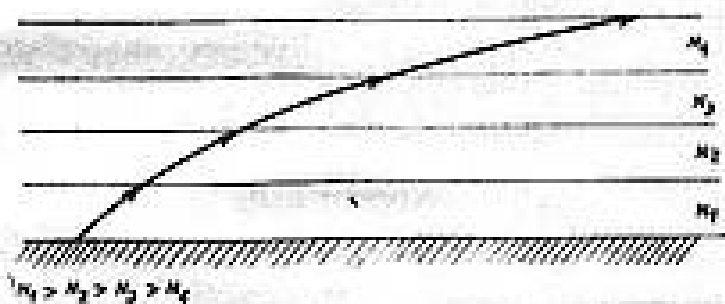


FIG. 2.4. — n .

hauteur. Du fait de cette variation d'indice, un « rayon » quelconque d'onde électromagnétique tend toujours à être incurvé vers le sol. (voir fig. 2.4.).

Pour éviter des constructions compliquées, on est conduit à utiliser une notion introduite par Jouaust qui consiste à imaginer une atmosphère d'indice homogène, mais un rayon terrestre accru :

$$R_{\text{terrestre}} = \frac{4}{3} R_0$$

C'est avec ce rayon corrigé que les tracés, les dégagements, devront être étudiés.

Il peut toutefois arriver que l'atmosphère ne soit plus « standard », la loi de variation des indices en fonction de la hauteur pouvant même s'inverser (atmosphère substandard). Cela se traduirait par :

$$R_{\text{terrestre}} = R_0 \text{ (indice constant)}$$

et même parfois :

$$R_{\text{terrestre}} = 0,9 R_0 \text{ (indice croissant avec la hauteur)}$$

Un ellipsoïde de Fresnel entièrement dégagé pour $R_{\text{terrestre}} = \frac{4}{3} R_0$ peut ainsi être partiellement obturé si $R_{\text{terrestre}}$ se trouve réduit accidentellement. D'où les conditions de prudence exprimées au précédent paragraphe.

2.5. — Rayonnement réfléchi par le sol.

Le sol, généralement attaqué en incidence presque rasante, réfléchit par ailleurs partiellement le rayonnement obturé.

Théoriquement avec l'incidence rasante, si le sol était plat, très lisse et bon conducteur, le coefficient de réflexion serait -1 (retournement de phase de π).

Fort heureusement le sol est bombé puisque c'est la surface de la terre : il agit ainsi comme une glace déformante, ce qui produit une certaine dispersion, se traduisant par une réduction du coefficient de réflexion.

Par ailleurs le sol comporte presque toujours des dénivellations et la végétation : il peut donc être considéré comme « rugueux » et par suite non parfaitement réfléchissant. Cette « rugosité » est d'autant plus marquée pour des dénivellations données que la λ est courte, et ainsi le module du coefficient de réflexion est d'autant plus réduit. Un critérium de rugosité a été posé. On exprime la quantité :

$$h_0 = \frac{\lambda d}{16 (h_e + h_r)} \left\{ \begin{array}{l} \lambda \text{ longueur d'onde} \\ d \text{ distance} \\ h_e \text{ hauteur de l'émetteur} \\ h_r \text{ hauteur du récepteur} \end{array} \right.$$

C'est le critérium de RAYLEIGH.

Si h_0 est inférieure à la hauteur moyenne des obstacles, dénivellations, etc..., le sol peut être considéré comme « rugueux » et par suite peu réfléchissant.

Pratiquement, il a été constaté, en vertu de la « rugosité » inévitable pour les ondes centimétriques, un coefficient de réflexion de $-0,2$ maximum sur la surface terrestre. Le rayon réfléchi ne peut donc faire varier dans ce cas le rayon direct que de quelques dB. Dans les conditions « idéales » de tangence du premier ellipsoïde de Fresnel, cette variation est même un accroissement ($-\pi$ pour la réflexion, $-\pi$ pour le trajet, total -2π).

Pour les ondes métriques, ce coefficient de réflexion croît, mais il ne peut guère, pour les raisons exposées, dépasser $-0,5$. La différence de trajet peut par contre être assez faible et le rayon direct et le rayon réfléchi peuvent être presque en opposition. La perte est ainsi capable d'atteindre 6 dB. Mais, par suite des grandes longueurs d'ondes, les variations d'indice auront peu de répercussions sur les phases et les résultats tendront à être très stables.

CONVERTISSEUR

frequency shift

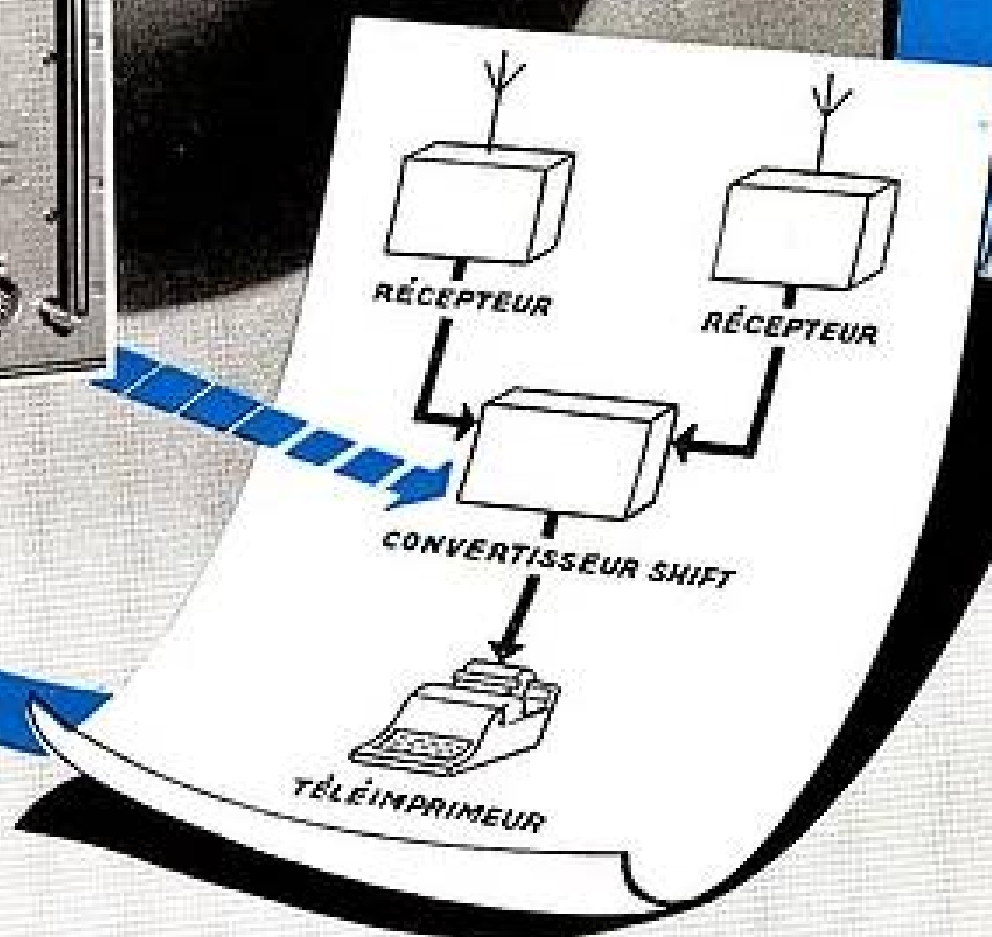
CS486

pour réception à grandes distances sur téléimprimeur



Le convertisseur type CS.486 reçoit les signaux à fréquence vocale provenant d'un ou deux récepteurs radiotélégraphiques et produit les signaux télégraphiques du télé-imprimeur-récepteur.

Le convertisseur choisit automatiquement à chaque instant la voie de réception la meilleure.



SADIR - CARPENTIER

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 600.000.000 DE FRANCS — 101, BOULEVARD MURAT - PARIS 16^e — TEL : AUT. 81-25

2.6. — Propagation au-dessus de la mer.

Le rayon indirect sera réfléchi avec un coefficient de réflexion ρ beaucoup plus élevé. Seule la courbure de la terre pourra intervenir pour réduire la valeur de ρ . Les risques d'opposition seront grands entre propagations directe et réfléchie. Les ondes métriques seront préférées en raison des moindres variations de phase possibles et par suite de la plus grande régularité des champs résultants obtenus.

2.7. — Propagation hors de la vision directe.

Alors que les ondes centimétriques seront complètement atténuées, les ondes métriques présenteraient des possibilités de propagation au delà de l'horizon. Cette propagation a été chiffrée par de nombreux auteurs. Il n'est pas dans notre intention de traiter ce sujet.

A titre d'exemple H. CHIREIX a donné, à partir des travaux d'ECKERSLEY et VAN DER POL, la formule suivante :

$$A = 17 + \frac{0,75 d_0}{\sqrt{\lambda}} \left(\frac{R_0}{R_{fictif}} \right)^{\frac{2}{3}}$$

A perte supplémentaire en décibels par rapport à l'espace libre

d_0 distance de non visibilité entre E et R (km)
 λ longueur d'onde (m)

R_0/R_{fictif} : rapport du rayon terrestre réel au rayon fictif, par exemple 0,75 en atmosphère standard.

Pour obtenir la distance de non visibilité, on opérera sur un profil de terrain qui tiendra compte du rayon terrestre fictif adopté. Partant de E on tracera en direction de R la ligne touchant le sol au point constituant l'horizon de E, soit H_e . On cherchera de même à partir de R, vers E, le point H_r . La distance $H_e H_r$ représentera la distance de non visibilité d_0 .

La formule de H. CHIREIX, montre par exemple qu'au cas où d_0 est juste nul (visibilité rasante), la perte est de 17 décibels par rapport à la visibilité directe en espace libre.

Pour des calculs détaillés, on devra utiliser les travaux les plus récents, par exemple à l'heure actuelle ceux de :

BULLINGTON
et DOMB et PRYCE

dont les références sont données dans la bibliographie.

2.8. — Rapport signal à bruit.

Au signal utile s'ajoute le bruit thermique. On sait que, dans les équipements, on ne peut descendre en-dessous d'un certain niveau de bruit. Celui-

ci se chiffre à partir du bruit minimum d'agitation thermique : $k T \mathcal{B}$ (watts)

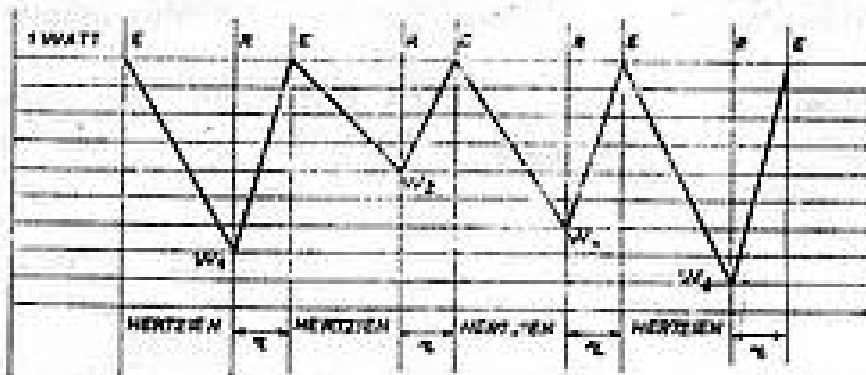
$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ joules/}^{\circ} K$$

$$T = 300^{\circ} K$$

$$\mathcal{B} = \text{bande : hertz}$$

auquel on ajoute un certain nombre (décibels) représentant le « facteur de bruit » N.

En prenant pour puissance émise 1 watt et en évaluant tous les niveaux reçus en watts, on aura un diagramme des niveaux ayant par exemple l'allure de la figure 2.8. :



PREMIÈRE REVUE FRANÇAISE
D'ÉLECTRO-ACOUSTIQUE. LA

revue du SON

Rédacteur en Chef : Maxime de CADENET

Conseil de Rédaction :

MM. Jean-Jacques MATRAS, *Ingénieur général de la Radio-Télévision Française*; José BERNHART, *Ing. des Télécommunications, Chef des services "Prise de Son" à la R.T.F.*; André MOLES, *Docteur ès Sciences, Ing. I.E.G., Licencié en Psychologie, Acousticien*; François GALLET, *Ing. des Télécommunications, Chef du service "Enregistrement magnétique à la R.T.F."*; René LEHMANN, *Ingénieur au Département Acoustique-Téléphonométrie du Centre National d'Études des Télécommunications*; Jean VIVIÉ, *Ing. civil des Mines, professeur à l'École Technique du Cinéma*; Louis MARTIN, *Ancien élève de l'École Polytechnique, Directeur technique pour l'Europe de la Métro-Goldwyn-Mayer.*

et son supplément mensuel :

ARTS ET TECHNIQUES SONORES

traitent chaque mois les rubriques

ENREGISTREMENT
REPRODUCTION
SONORISATION
CINÉMA SONORE

Demandez le dernier numéro paru : 183 Fr.

revue du SON

40, rue de Seine, PARIS-6^e

C.C.P. PARIS 53-35

LES CAHIERS DE L'OPERATEUR RADIO

G. de MAXIMY
Ingénieur

*

L'IONOSPHERE ET LA PRÉVISION DES FRÉQUENCES EN TÉLÉCOMMUNICATIONS (propagation des ondes décimétriques)

Un ouvrage de 56 pages et 27 figures. Prix : 750 F

ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

LES CAHIERS DE L'ONDE ELECTRIQUE

PROPRIÉTÉS ESSENTIELLES DES TRANSISTRONS

par J. M. MOULON
*Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Études des Télécommunications*

Un volume de 38 pages 21 x 31 cm : 600 F. port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

avec une puissance d'émission de : W_e watts, il deviendrait :

$$\frac{S}{B} = \frac{W_e}{W_b \left[\frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} + \dots + \frac{1}{W_n} \right]}$$

C'est cette dernière formule qu'on devra appliquer dans le cas général, avec W_b représentant le « bruit thermique » minimum correspondant à la largeur de bande utilisée et multiplié par le « facteur de bruit » du récepteur, et avec $W_1, W_2, \dots, W_n$ désignant les puissances reçues si la puissance émise était de 1 watt.

3. — Problèmes de répartition des fréquences.

3.1. — Cas normal de 4 aériens et d'un seul faisceau (aller et retour).

Ce problème est posé du fait que les aériens ne peuvent pas être, à une station relais, parfaitement découplés les uns par rapport aux autres.

Prenons en effet le plan schématique d'une telle station.

Pour chaque sens (origine-extrémité et extrémité-origine), l'onde est reçue dans l'aérien R correspondant et émise dans l'aérien E . Entre R et E est réalisé un gain de X dB dans l'équipement

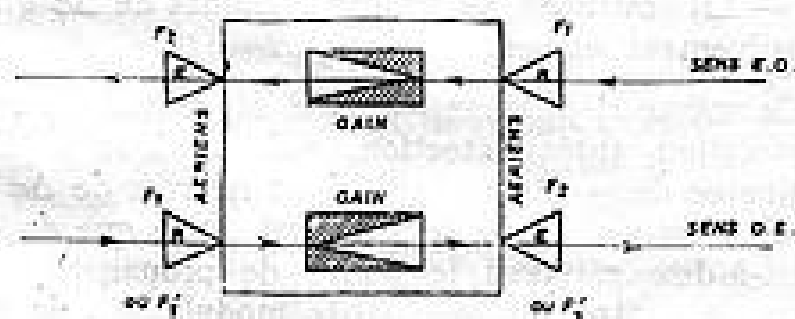


FIG. 3.1. — A.

amplificateur (compensant la perte de propagation), et par ailleurs un découplage de Y dB est réalisé entre les aériens en cause. Ce découplage est mesuré par l'affaiblissement entre la puissance émise par E au niveau du feeder d'alimentation et la puissance reçue dans R au niveau du feeder de réception. X et Y sont de même ordre de grandeur : il n'est donc guère possible d'envisager l'utilisation des mêmes fréquences sur R et sur E , il y aurait accrochage ou tout au moins réaction.

D'où la nécessité de réaliser un décalage de fréquence entre E et R pour bénéficier des décibels (considérables) ajoutés alors par la sélectivité des équipements. On utilise donc F_1 pour la réception et F_2 pour l'émission.

Pour l'autre sens faut-il reproduire les mêmes fréquences, c'est-à-dire utiliser F_1 pour les 2 réceptions, F_2 sur les 2 émissions ? C'est une technique

possible et elle est utilisée particulièrement sur ondes centimétriques (New-York à San-Francisco ; Paris-Lille par exemple).

On voit que les réceptions sont sur la même fréquence F_1 . On découple donc uniquement les 2 sens par les dB de découplage des aériens dos à dos sans faire appel à aucune sélectivité. Ces décibels sont suffisants sur ondes centimétriques (par exemple > 80 dB), mais seraient insuffisants sur les ondes métriques. Ceci exige du reste que les aériens sur ondes centimétriques soient particulièrement bien étudiés du point de vue du rayonnement arrière.

La même fréquence est utilisée pour les émissions F_2 et les mêmes dB sont rencontrés. Ceux-ci découplent les émetteurs entre eux, mais à ce niveau d'interaction les effets d'intermodulation entre émetteurs ne sont guère à craindre.

Au cas où les protections « dos à dos » ne peuvent suffire, on est conduit à utiliser dans chaque relais 4 fréquences au lieu de 2. Soit :

$$\begin{matrix} F_1 & F_2 \\ F'_1 & F'_2 \end{matrix}$$

de façon à faire jouer les propriétés de sélection dans tous les cas. Ceci bien entendu rend plus complexes les plans de fréquence.

Dans une tour relais, sur chaque face, on rencontre donc deux aériens côte à côte, l'un E , l'autre R relatifs au même trajet. Les fréquences utilisées sont dans les deux hypothèses précédentes toujours différentes, mais les différences de niveau sont également considérables. Il faut donc réaliser une protection du récepteur contre l'émetteur. Cette protection résulte :

- du découplage des aériens : les dB des 2 aériens « côte à côte » ; par exemple > 60 dB)
- de la différence des fréquences.

Le résidu de E est étouffé à la réception R par la sélectivité très importante de la moyenne fréquence du fait de la différence des λ employées. Mais il ne faut pas néanmoins sur la tête HF de R avoir un résidu de E trop important : sinon les effets d'intermodulation seraient à craindre. D'où la nécessité de réaliser une sélectivité $H.F.$ suffisante pouvant exiger l'usage de filtres passe-bande en haute fréquence.

3.2. — Utilisation d'un aérien commun à l'émission et à la réception.

Dans la tour relais, sur chaque face, au lieu d'utiliser 2 aériens côte à côte, on ne fait usage que d'un seul aérien commun à E et R . Etant donné, ainsi que nous l'avons déjà signalé, la différence considérable des niveaux, on doit impérativement utiliser un système de filtres dit « duplexeur » à sélectivité très poussée.

Pour accroître la protection entre E et R tout en utilisant le même réflecteur sur l'aérien, on peut faire usage de polarisations « croisées » entre E et R .

"255"

Nouvel OSCILLOSCOPE

Portatif

à performances élevées



- Ampli vertical 0 - 4 MHz
Sensibilité : 0,15 V. p. à p/cm.
Temps de montée : 0,1 μ s
- Ligne de retard incorporée.
- Balayage - Relaxé de 10 Hz à 200 kHz
Déclenché de 0,04 s/cm. à 0,3 μ s/cm.
- Marqueur sinusoïdal par substitution 0,4 μ s à 4 ms
- Étalonnage en tension - lecture directe.
- Tube cathodique ϕ : 70 mm. - tubes normalisés.
- Alimentation 115 à 240 V par redresseurs secs.
- Prof. : 400 - Haut. : 230 - Larg. : 160
Poids : 14 kgs

résout
le problème des
mesures et contrôles
à l'EXTÉRIEUR

Ribet Desjardins



13, RUE PÉRIER MONTROUGE-SEINE • ALÉ. + 24-40

3.3. — Passage de plusieurs faisceaux dans les mêmes aériens.

On peut par exemple, dans le cas de 4 aériens, écouler plusieurs faisceaux à travers les mêmes aériens. Il faut bien entendu différencier les faisceaux par des λ différentes, et utiliser des filtres « de branchement ».

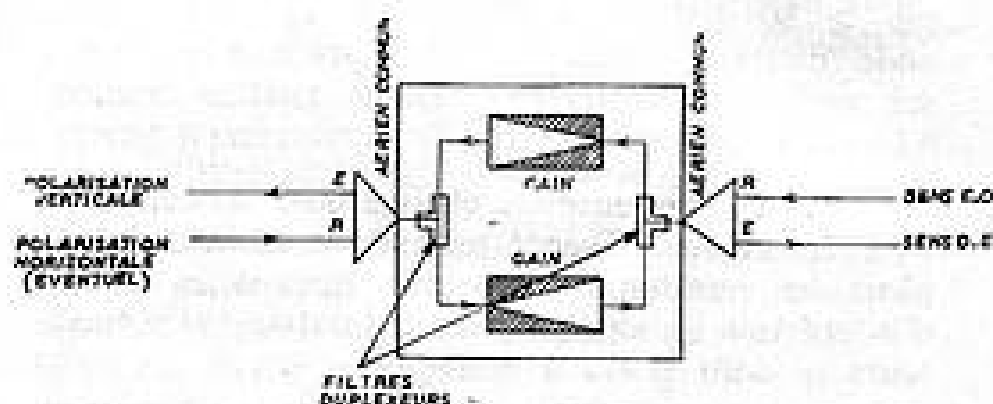


FIG. 3.2. — d.

La figure 3.3. — A donne un exemple relatif à 3 faisceaux (aller et retour), avec une technique à 2 fréquences par faisceau. C'est le cas du Paris-Lille.

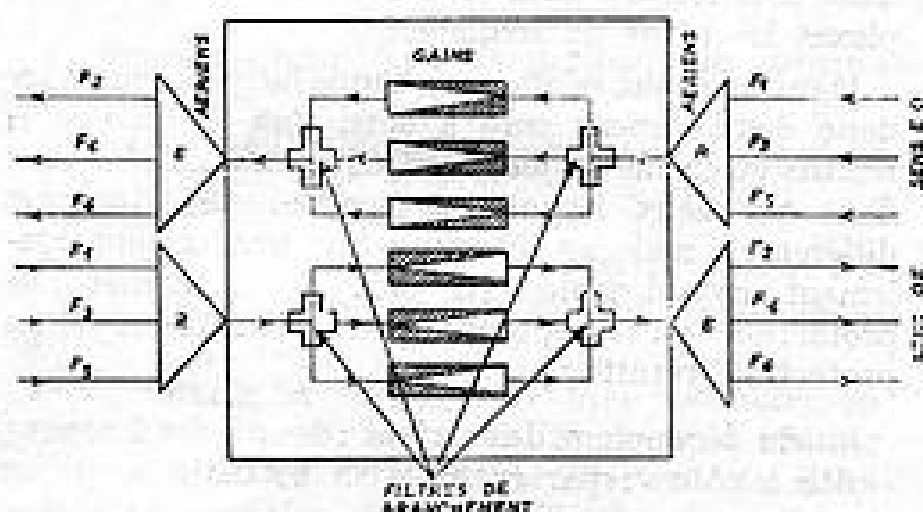


FIG. 3.3. — A.

4. — Problème de la constance du temps de propagation dans la largeur de bande à travers le faisceau.

4.1. — Généralités sur le temps de propagation.

Nous avons vu la nécessité de garder dans toute la largeur de bande un retard constant, donc une vitesse de propagation constante.

On est donc conduit à étudier les variations de cette vitesse à travers le faisceau hertzien comme en optique on étudie la variation de vitesse à travers un milieu, ce phénomène caractérisant ce qu'on nomme la « dispersion ».

Il existe dans notre faisceau des tronçons hertziens où le retard est dû à une propagation véritable, et des équipements radio qui donnent eux aussi un retard apparent bien qu'il s'agisse d'éléments concentrés.

Quelle que soit l'origine du retard, caractérisé par le temps de propagation τ , on peut le mettre en

évidence en étudiant la loi de variation de phase en fonction de la fréquence.

Imaginons en effet un quadripôle électrique quelconque retardant d'une grandeur constante τ toute oscillation appliquée. On aura :

$$\text{A l'entrée : } Y = A \sin \omega t$$

$$\text{A la sortie : } Y = A \sin \omega (t - \tau) = A \sin (\omega t - \omega \tau) = A \sin (\omega t - \varphi)$$

φ , précisons-le, c'est le déphasage entre sortie et entrée pour chaque fréquence d'oscillation appliquée. Pour τ constant ou lentement variable, comme c'est le cas, on pourra écrire :

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

On étudiera donc le phénomène de « dispersion » par l'analyse de la courbe de φ ou de $\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau$.

4.2. — Report du temps de propagation sur une petite modulation B.F.

Plaçons-nous à une fréquence ω et modulons en amplitude de la H.F. par une B.F. de pulsation Ω quelconque, Ω étant faible vis-à-vis de ω . Les deux bandes latérales sont : $\omega + \Omega$; $\omega - \Omega$. Le déphasage par rapport à la porteuse ω est donc égal à $-\Delta\varphi$ pour $(\omega + \Omega)$ (retard) et $+\Delta\varphi$ pour $(\omega - \Omega)$ (avance), les valeurs absolues de $\Delta\varphi$ étant sensiblement égales.

Ce même déphasage $-\Delta\varphi$ se retrouve sur la modulation après détection, qui se trouve ainsi déphasée de $-\Delta\varphi$ (retard) donc retardée de $\Delta\varphi/\Omega$. Si Ω tend vers 0, ce retard n'est autre que $d\varphi/d\omega$, c'est-à-dire τ . Ainsi le temps de propagation est celui rencontré sur une petite modulation de fréquence faible appliqué à ω . (quel que soit Ω et quel que soit le taux de modulation). Cette propriété peut être utilisée pour mesurer τ .

Normalement le calcul nous amènera à étudier la loi de variation de :

$$\varphi = f(\omega)$$

et à en déduire la loi de : $\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$

Les problèmes sont multiples et nous allons successivement passer en revue la loi de variation de τ :

4.3. — Sur les trajets hertziens.

4.4. — Sur les feeders réunissant les aériens aux équipements amplificateurs des stations relais.

4.5. — Dans ces équipements amplificateurs eux-mêmes.

LA GAMME COMPLÈTE DE

Photomultiplicateurs

DU MONT

ALLEN B. DU MONT LABS - CLIFTON N.J. U.S.A.

de 19 mm
à 127 mm



TYPE
6365



TYPE
6291



TYPE
6292



TYPE
6363



TYPE
6364

DU MONT présente actuellement une gamme complète de Photomultiplicateurs allant du type miniature 6362 de 19 mm seulement, jusqu'au diamètre de 127 mm, le plus gros modèle du type 6364 que l'on trouve dans le commerce. Tous ces tubes offrent de hautes performances et possèdent une grande sensibilité de la cathode, un bruit de fond faible, une uniformité de la cathode et une stabilité remarquable. Ces qualités ont acquis la faveur spontanée du public pour les types 6291 et 6292 de DU MONT. Tous ces tubes sont vendus avec la garantie reconnue à la firme DU MONT pour satisfaire et même surpasser toutes les conditions exigées par les spécifications publiées jusqu'ici. Vous pouvez être sûrs que chaque tube photomultiplicateur vous donnera entière satisfaction.

ALLEN B. DU MONT
AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.

ETS RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03



AUX U.S.A. RADIOPHON CORP. : 55 W, 42nd street, NEW-YORK, 36 N.Y. Tel. Longacre 4.5659

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

LES nouveaux OSCILLOSCOPES

DU MONT

ALLEN B. DU MONT LABS - CLIFTON N.J. U.S.A.

Types 323, 329 et 336

RÉUNISSENT EN UN SEUL APPAREIL toutes les possibilités en sensibilité et en haute précision que peuvent souhaiter les laboratoires les plus exigeants.

Type 323 : 0 à 20 MC

Type 329 : 0 à 20 MC grande luminosité

Type 336 : 0 à 30 MC grande luminosité

* OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES pour tous usages scientifiques et industriels.

* TUBES CATHODIQUES DE PRÉCISION



ALLEN B. DU MONT
AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.

ETS RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03



AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH



Commutateur électronique
type 330
échantillon continu à 15 MC

Loupe électronique
grossissant le balayage
10 fois

AUX U.S.A. RADIOPHON CORP. : 55 W, 42nd street, NEW-YORK, 36 N.Y. Tel. Longacre 4.5659

4.3. — Distorsion de phase sur les trajets hertziens.

E et R sont supposés reliés par visibilité directe et par un trajet indirect résultant d'une réflexion.

Les distances correspondant à ces 2 trajets sont :

d_1 (trajet direct)

d_2 (trajet indirect) = $d'_2 + d''_2$

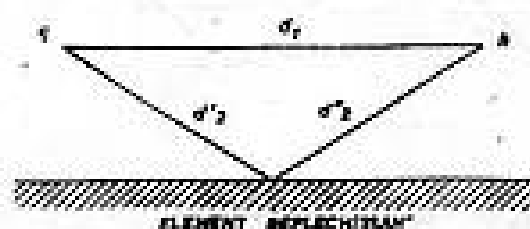


FIG. 4.3. — A.

En prenant E comme origine des phases, l'onde directe reçue en R a pour expression relative en notation complexe :

$$Y_d = e^{-j\Phi_1}$$

avec :

$$\Phi_1 = 2\pi \frac{d_1}{\lambda} = \frac{2\pi d_1}{cT} = \frac{2\pi f d_1}{c} = \frac{\omega}{c} d_1$$

soit :

$$Y_d = e^{-j\frac{\omega}{c} d_1}$$

L'onde indirecte s'écrit de même, avec un déphasage supplémentaire dû à la réflexion ($-\pi$) :

$$Y_{ind} = \rho e^{-j(\frac{\omega}{c} d_2 + \pi)}$$

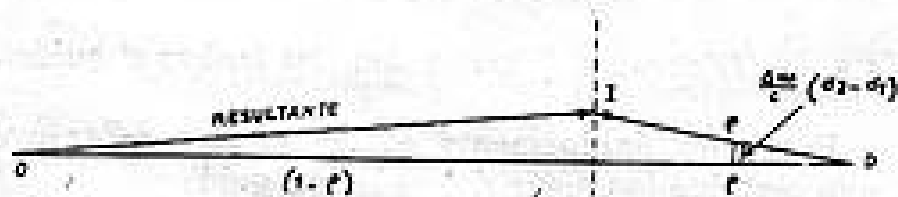


FIG. 4.3. — B.

ρ est le coefficient de réflexion (sensiblement inférieur à l'unité).

Les 2 ondes se composent comme les 2 vecteurs de la figure 4.3.—B.

Lorsque ω varie dans la bande de fréquence transmise, les 2 vecteurs tournent avec des vitesses angulaires inégales. Le vecteur OI présente ainsi toutes les positions de phase par rapport au vecteur principal OD , ce qui a pour résultat :

- de faire varier l'amplitude résultante,
- de faire osciller la phase résultante autour de la loi de variation proportionnelle à ω .

Calculons la période suivant ω de ces variations. La différence de phase entre OI et OD a pour expression :

$$\Psi = \frac{\omega}{c} (d_2 - d_1) = \frac{\omega}{c} \Delta d$$

On retrouve les mêmes positions relatives des vecteurs lorsque Ψ s'accroît de 2π donc lorsque :

$$\Psi_2 - \Psi_1 = 2\pi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{c} \Delta d = \frac{\Delta\omega}{c} \Delta d$$

Ainsi l'intervalle qui sépare 2 positions relatives identiques des vecteurs OD et OI s'écrit-il :

$$\Delta\omega = \frac{2\pi c}{\Delta d} ; \Delta f = \frac{c}{\Delta d}$$

par exemple :

$$c = 3.10^8 \text{ m/s} \quad \Delta d = 100 \text{ m} \quad \Delta f = 3 \text{ Mégacycles.}$$

Calculons maintenant les variations correspondantes de temps de propagation :

Lorsque OI et OD sont en quadrature la phase est décalée au maximum par rapport à sa valeur idéale, mais le $\tau = d\Phi/d\omega$ est sensiblement celui correspondant au vecteur OD seul.

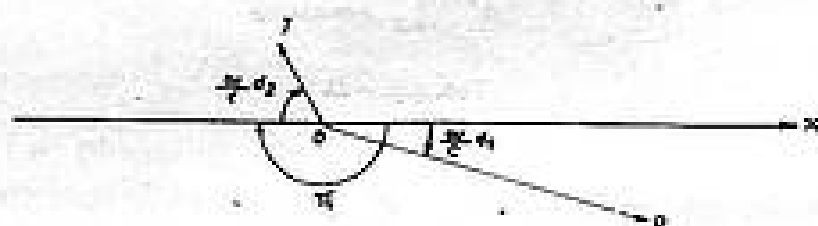


FIG. 4.3. — C.

Lorsque OI et OD sont en opposition le $d\Phi/d\omega$ du vecteur résultant est au contraire minimum et lorsque OI et OD sont en phase le $d\Phi/d\omega$ de la résultante est maximum.

Plaçons-nous au minimum de τ :

A partir de l'opposition supposons un accroissement $\Delta\omega$ très petit. OD tourne de $\frac{\Delta\omega}{c} d_1$. OI représenté à partir de l'extrémité de OD tourne de :

$$\frac{\Delta\omega}{c} d_2 > \frac{\Delta\omega}{c} d_1$$

l'angle de OD avec OI est donc :

$$\frac{\Delta\omega}{c} (d_2 - d_1)$$



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

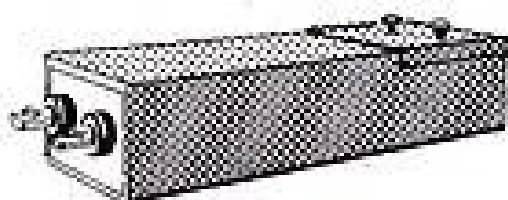
GIORGI

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

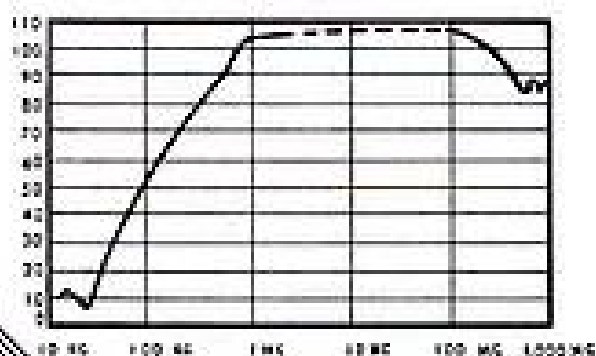
ST-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-de-C.)

FILTRES

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

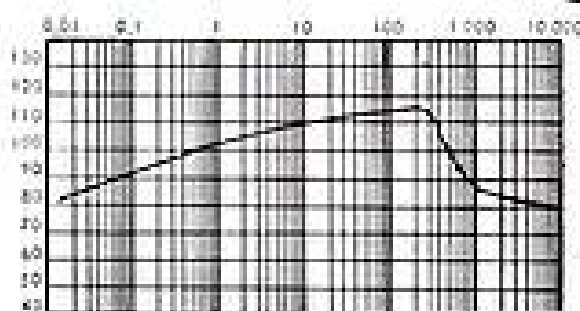


Courbe d'affaiblissement du filtre bifilaire, type 146 - 250 v. 30 ampères
400 périodes.



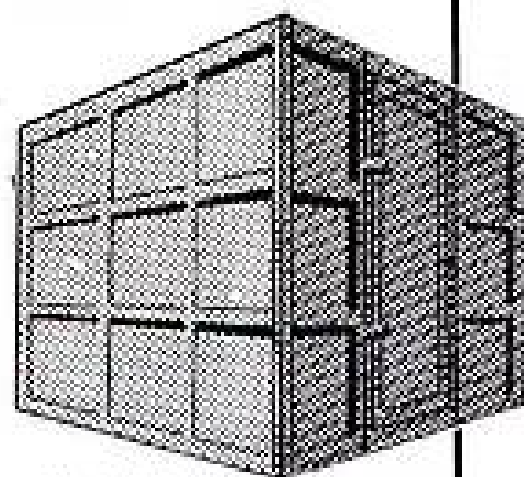
Brochure D. 13

Affaiblissement
100 Oh
de 500 Mégacycles



Améliorations
mesurées dans la bande
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.

Téléphone : Usine, 229 St POL (P. de C.) — Bureau Paris, SABLons 84-75

Et celui de la résultante OI avec OD est :

$$\frac{\Delta\omega}{c} (d_2 - d_1) \times \frac{\rho}{1 - \rho} \quad (OD = 1) \\ (OI = \rho)$$

Cet angle représente la diminution sur la rotation normale de OD qui est $\frac{\Delta\omega}{c} d_1$.

On trouve pour rotation absolue de OI :

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\omega}{c} d_1 - \frac{\Delta\omega}{c} (d_2 - d_1) \frac{\rho}{1 - \rho} \\ = \frac{\Delta\omega}{c} \left(d_1 - (d_2 - d_1) \frac{\rho}{1 - \rho} \right)$$

Ainsi le τ vaut-il :

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\omega} = \tau = \frac{d_1}{c} - \frac{d_2 - d_1}{c} \frac{\rho}{1 - \rho} = \frac{d_1}{c} - \frac{\Delta d}{c} \frac{\rho}{1 - \rho}$$

d_1/c est le τ de l'espace libre.

$\frac{\Delta d}{c} \cdot \frac{\rho}{1 - \rho}$ représente la réduction maximum de τ .

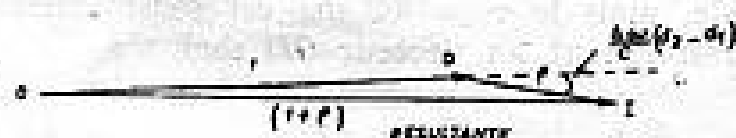


FIG. 4-3. - D.

à la fois proportionnelle à Δd « différence de marche », et à ρ . Reprenons un raisonnement analogue à partir de la coïncidence de phase.

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\omega}{c} d_1 + \frac{\Delta\omega}{c} (d_2 - d_1) \frac{\rho}{1 + \rho}$$

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\omega} = \tau = \frac{d_1}{c} + \frac{d_2 - d_1}{c} \frac{\rho}{1 + \rho} = \frac{d_1}{c} + \frac{\Delta d}{c} \frac{\rho}{1 + \rho}$$

Le τ est accru de : $\frac{\Delta d}{c} \frac{\rho}{1 + \rho}$

On rencontre sur la courbe de variation de τ un $\Delta\tau$ total de :

$$\frac{\Delta d}{c} \left[\frac{\rho}{1 - \rho} + \frac{\rho}{1 + \rho} \right] \approx \frac{2\rho\Delta d}{c}$$

si ρ n'est pas trop grand.

Dans l'exemple précédent, avec $\rho = 0,01$:

$\Delta\tau$ total ≈ 7 millimicrosecondes.

Ce qui gêne c'est la valeur absolue des variations de τ dans la bande donnée. Dans les trajets normaux ces variations sont faibles.

Pour avoir un effet gênant, il faut :

- un coefficient de réflexion suffisant,
- une différence de marche assez importante.

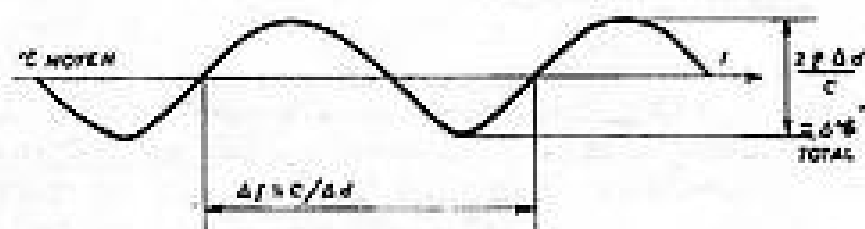


FIG. 4-3. - E.

Ce n'est pas la réflexion du sol à grande distance qui est capable de donner cette différence de marche importante pour un trajet « plat ». On ne peut la rencontrer que pour un trajet très dégagé au-dessus du sol avec forte réflexion (lac entre 2 montagnes).



FIG. 4-3. - F.

dans une région de montagne avec une réflexion latérale importante, ou avec un sol présentant des qualités réfléchissantes fortement dissymétriques entre la droite et la gauche. Les échos arrière peuvent également être à considérer : on a de nombreux exemples de leur existence sur les réceptions de TV radiodiffusion (où évidemment les aériens utilisés sont peu directifs).

4.4. — Distorsion de phase dans les feeders et guides.

Entre les équipements et les aériens se trouve une certaine longueur de feeder ou guide véhiculant la puissance.

L'amortissement introduit par ceux-ci peut, en première approximation, être négligé. Mais des distorsions de phase accompagnent la transmission si les extrémités n'en sont pas correctement adaptées. Soit v la vitesse de propagation (vitesse de phase). S'il s'agit de feeders avec diélectrique :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}} < c$$

s'il s'agit de guides d'onde au contraire

$$v = c \frac{\lambda_g}{\lambda} > c$$

**POUR
L'OBSERVATION
DES IMPULSIONS
A FRONT RAIDE
DES TENSIONS
VIDEO & H. F.**

**L'OSCILLOSCOPE QUE
VOUS CHERCHEZ**

**OSCILLOSCOPE
PHILIPS**

**GM
5654X**

- Gamme de fréquence : 1 c : s à 10 Mc : s (amplificateur corrigé en phase)
- Base de temps : 5 c : s à 0,5 Mc : s
- Sensibilité verticale : 15 mV_{eff}/cm
- Sonde à haute impédance
- Amplificateur horizontal : 3 c : s à 1 Mc : s
- Amplificateur de synchronisation.

Demandez notre documentation n° 586

PHILIPS-INDUSTRIE

105, Rue de Paris - BOBIGNY (Seine)
Téléphone VILLETE 28-55 (lignes groupées)

**TOUS
MATÉRIELS
Spéciaux**

**sur
COMMANDE...**

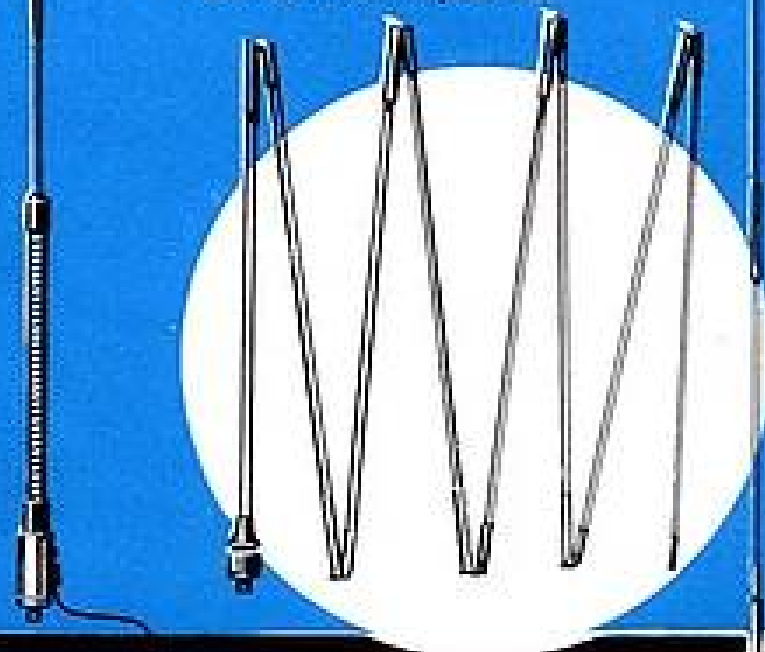
CONCERNANT :

- ★ LA RADIOÉLECTRICITÉ
DU FUSIBLE
à SIGNALISATION
à l'émetteur H.F.
ondes multiples.
- ★ L'AVIATION MILITAIRE
ET CIVILE
- ★ LA MARINE
- ★ LES GRANDES ADMINIS-
TRATIONS

Pièces détachées spéciales pour la
Radio.

Sorties d'antennes d'avions-boîtes
de relais - pupitres de commande.
Antennes spéciales.

- ★ Matériels étanches pour les
mines - Usines métallurgi-
ques et tous locaux humides.
- ★ Hublots en plexiglass, etc.
- ★ Matériels spéciaux pour
l'Énergie atomique, etc.



A. CUSQUEL

INGÉNIEUR I. C. F.

Maison fondée en 1920

**20, RUE POLIVEAU - PARIS (5^e)
TÉLÉPHONE: Gobelins 27-37**

mais de toute manière les phénomènes de propagation sont analogues.

Le schéma type pour l'étude des phénomènes est le suivant :

Il y a une tension de source U_0 , une tension d'entrée U_e et de sortie U_s .

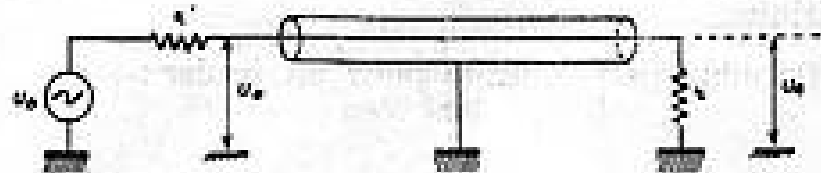


FIG. 4.4 - A.

La désadaptation terminale peut toujours être ramenée à la fermeture sur r . La résistance interne du générateur peut elle-même être prise égale à r' , différent de Z_c s'il y a désadaptation.

La théorie élémentaire des lignes nous montre que, si le feeder est adapté à son extrémité réceptrice ($r = Z_c$), il se développe une onde progressive qui lie U_e à U_s par la relation :

$$U_e = U_s e^{j\Phi}$$

Φ étant l'angle électrique, soit, de manière analogue à ce qui a déjà été écrit :

$$\Phi = \frac{\omega}{v} l$$

— (l = distance du point considéré à l'extrémité terminale).

Si r est différent de Z_c , par exemple $r < Z_c$ (et tous les cas de désadaptation peuvent être ramenés à celui-ci), il se développe un régime qui est la somme :

- d'une onde progressive « aller » ;
- d'une onde progressive « retour ».

Tous calculs faits, la tension en un point de distance l (angle électrique Φ), s'écrit (théorie élémentaire des lignes) :

$$\frac{U_e}{U_s} = \cos \Phi + j\theta \sin \Phi$$

avec : $\theta = Z_c/r$ (taux d'ondes stationnaires).

On trouve facilement que cette expression résulte de la composition de deux ondes progressives de tension cheminant en sens inverse, le rapport d'amplitude de l'onde « réfléchi » à l'onde « incidente » étant donné par :

$$\rho = \frac{\theta - 1}{\theta + 1}$$

ρ = « coefficient de réflexion ».

La tension U_e/U_s se prête à une représentation vectorielle facile (voir figure 4.4.-B). C'est un diagramme bien connu d'ellipse.

On voit que, lorsque varie Φ :

- soit à ω constant en remontant vers la source (l = variable) ;
- soit à l constant = l maximum, en faisant varier ω .

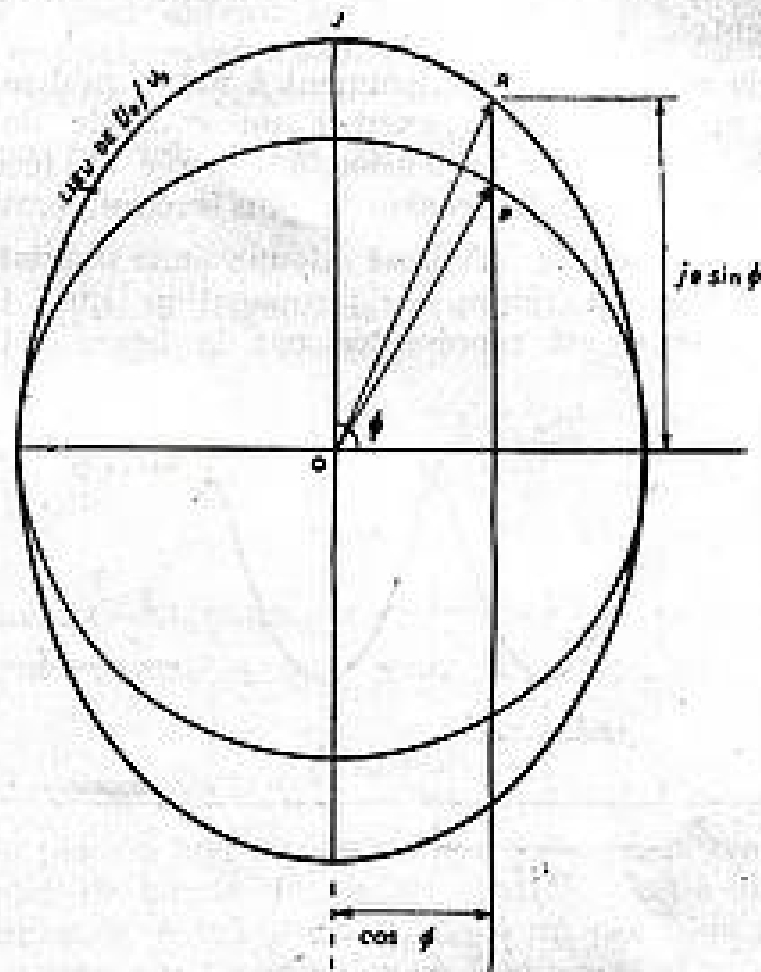


FIG. 4.4 - B.

La phase du vecteur résultant : $\overrightarrow{OR}$, ne varie plus linéairement : ce qui caractérise des variations sur le « temps de propagation ».

Le cas du faisceau hertzien est celui de : l = constante ; et ω variable. Mais il reste à évaluer le rapport entre la tension du générateur U_0 ; et la tension d'entrée U_e .

Toujours d'après la théorie des lignes, l'impédance d'entrée s'écrit :

$$Z_e = Z_c \frac{\cos \Phi + j\theta \sin \Phi}{\theta \cos \Phi + j \sin \Phi}$$

La f.e.m. U_0 attaque Z_e à travers r' (on suppose par exemple $r' > Z_c$ — et on peut toujours se ramener à ce cas —). Il en résulte que :

$$\frac{U_0}{U_e} = 1 + \frac{r'}{Z_c}$$

Tous calculs faits, cela conduit à la relation suivante entre U_0 et U_s :

$$\frac{U_0}{U_s} = \cos \Phi + j B \sin \Phi$$

Le nouveau dispositif de balayage automatique GENERAL RADIO C^o

Cambridge, U.S.A.

Le balayage automatique G.R. comprenant le dispositif de balayage, type 1750-A, avec alimentation et régulateur d'amplitude, type 1263-A, assure la simplification des mesures par « l'automation ».

Le dispositif de balayage, type 1750-A, se fixe sur tous boutons, cadrans ou axes, permettant ainsi le balayage automatique des oscillateurs, générateurs et autres appareils. On peut faire varier d'une manière continue l'arc de balayage, la vitesse et la fréquence centrale, même pendant la marche du dispositif de balayage; il assure un taux sensible de variations de la fréquence. Le régulateur d'amplitude, type 1263-A, maintient l'amplitude constante lors de la variation de la fréquence. Avec ce dispositif, toute modification du signal permet de décoder, avec une grande netteté, les effets de variation dans le circuit. Les mesures de laboratoire qui exigeaient jusqu'ici de longues heures par les diverses méthodes, point par point, sont effectuées maintenant en quelques minutes.

On peut faire l'acquisition d'un dispositif de balayage peu coûteux, doté d'une grande souplesse pour opérer solidairement avec les oscillateurs G.R. couvrant entièrement la gamme de fréquences de 0.5 à 2000 Mc. Le dispositif d'entraînement peut être accouplé, soit à la commande du Vernier pour le balayage des petites gammes, soit relié à l'axe principal afin de bénéficier des gammes de fréquence étendues de l'oscillateur G.R.

1915 - 1955
40 ANNÉES D'EXPÉRIENCE
EN ÉLECTRONIQUE

AUTRES FABRICATIONS :

Admittancemètres - Amplificateurs - Piles pour résistances
Distorsionmètres - Fréquencemètres - Fréquencemètres à
l'air - Poutres d'impédance - Puissancemètres - Mésurancemètres
Modulomètres - Polariscopes - Condensateurs de précision
Oscillateurs - Matériel de mesure V-H-F. - Piles
étanches et universelles - Générateurs de signaux -
Analyseurs de forme d'onde - Moniteurs de Radiodif-
fusion et Télévision - Générateurs d'impulsions - Résis-
tances - Self - Capacité - Diodes - Et... etc...



DISPOSITIF DE BALAYAGE UNIQUE TYPE 1750-A

S'adapte au matériel doté du système manuel existant et permet son accouplement avec le balayage automatique.

Il existe 3 circuits électriques indépendants : le circuit de réglage de vitesse et interrupteur de fin de course du moteur; le circuit de déflexion du tube à rayons cathodiques et le circuit du signal de suppression qui élimine le balayage en retour et assure la ligne de base de l'oscillographe.

- * Grande gamme de vitesses. - de 0.5 à 5 cps. Marche dans les 2 sens.
- * Arc de balayage. - Réglable de 30° à 300°, permettant des variations fractionnelles importantes en fréquence.
- * Système de couplage universel. - Quatre pièces réglables en forme de pastes d'arrangées s'adaptant aux boutons et cadrans de 25 mm à 102 mm de diamètre et des axes de 6 et 9 mm, la hauteur de l'axe étant réglable.

- * Possibilité de régler la commande de la position centrale.
- * Couple maximum. - 272 gr/cm.
- * Interrupteur de fin de course. - Assure la coupure et le freinage du moteur lorsque la course de l'axe est dépassée.
- * Tension de balayage du tube cathodique. Liaison mécanique au mouvement de l'axe balayé transférant l'éclattement de l'oscillateur sur l'écran de l'oscillographe.

ALIMENTATION ET RÉGULATEUR D'AMPLITUDE NOUVEAU MODÈLE, TYPE 1263-A

Pour tirer le maximum d'un diagramme de balayage, la variation d'amplitude en fonction de la fréquence doit être réduite. L'alimentation et régulateur, type 1263, a été conçu spécialement pour les applications de balayages automatiques et assure une tension d'utilisation constante dans les limites de 2%, indépendamment de la fréquence. Cet appareil est destiné aux oscillateurs dont les niveaux de sortie sont réglables par variation de la tension appliquée à la plaque. Le potentiel continu délivré par un redresseur auxiliaire à la sortie de l'oscillateur est comparé avec un potentiel continu de référence du régulateur et cette différence est réduite en corrigeant l'alimentation plaque de l'oscillateur.

- * Tension plaque. - 0-250 volts pour 25 mA comme l'exige l'oscillateur pour maintenir le niveau de sortie de pré-réglage.
- * Tension chauffage. - 6 volts en continu pour 0.5 Ampère.
- * Alimentation. - 115 ou 230 volts.

- * Commande de régulation de HF de sortie. Permet le réglage du niveau HF de 0.2 à 2 volts.
- * Temps de réponse. - Modification du courant plaque de 3 mA par milliseconde ou plus rapide.
- * Voltmètre. - Voltmètre à lampes incorporé, étalonné en HF.



ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) + + PRO. 53-03, 04

AUX U.S.A. RADIOPHON Corp. 55 West 42nd str. NEW YORK

Même diagramme représentatif d'ellipse, avec un coefficient :

$$B = \frac{\theta + \theta'}{1 + \theta\theta'} \quad (\text{en posant } \theta' = r'/Z_c \quad \text{TOS} \quad \text{côté "source"})$$

beaucoup plus petit que θ . Ainsi la distorsion de phase entre l'extrémité terminale et la source est beaucoup plus réduite qu'entre l'extrémité terminale et l'entrée du feeder.

Cela nous amène incidemment à noter qu'il serait très maladroit, pour exercer un contrôle de la qualité, d'analyser la tension à l'entrée du feeder, bien que ce soit la tension la plus accessible.

Ce diagramme d'ellipse donne une variation périodique du temps de propagation qui, tous calculs faits, est représentée par la figure 4.4.-C.

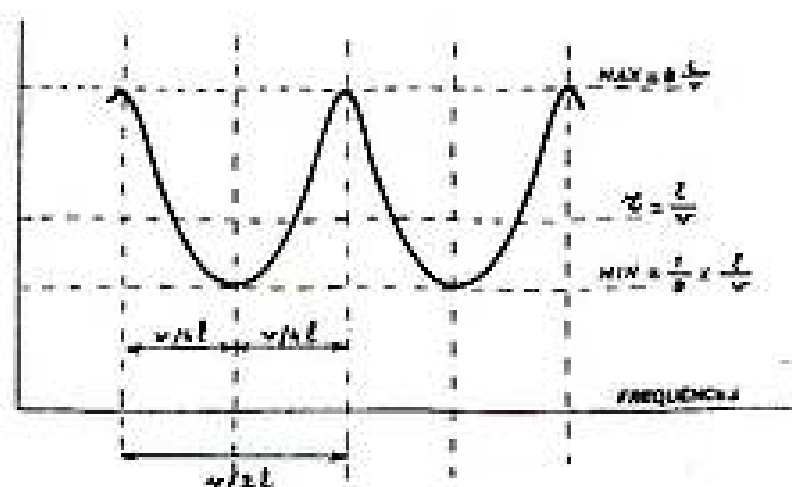


FIG. 4.4. - C.

Période des variations en fréquence :

$$\Delta f = \frac{v}{2l}$$

Variation maximum :

$$\Delta \tau_{total} = \frac{l}{v} \left(B - \frac{1}{B} \right)$$

En faisant intervenir les deux coefficients de réflexion :

— à l'extrémité terminale comme déjà posé :

$$\rho = \frac{\theta - 1}{\theta + 1}$$

— à l'extrémité « source » :

$$\rho' = \frac{\theta' - 1}{\theta' + 1}$$

on obtient, approximativement, pour des TOS peu élevés :

$$\Delta \tau_{total} = 4 \frac{l}{v} \rho \rho'$$

Les formules ont même allure que celles de la propagation à « double trajet » :

La différence de marche étant la double longueur du feeder : $2l$; la vitesse de propagation : v ; et le coefficient de réflexion étant remplacé par le produit des deux coefficients de réflexion : $\rho\rho'$. On ne peut dire laquelle des distorsions est la plus critique.

Prenons par exemple pour un feeder :

$$l = 50 \text{ mètres} \quad v = \frac{c}{2}$$

$$\rho = 0,1 \quad \text{soit environ} \quad \theta = T.O.S. = 1,2$$

$$\rho = 0,1 \quad \text{soit environ} \quad \rho' = T.O.S. = 1,2$$

On obtient :

$$\Delta f = 1,5 \text{ Mégacycles}$$

$$\Delta \tau = 13 \text{ millimicrosecondes environ. (total)}$$

4.5. — Distorsion de phase dans les amplificateurs.

Les amplificateurs H.F. ou M.F. comportent ordinairement des lampes avec capacités parasites. Ces capacités sont compensées par des selfs mises en parallèle, de sorte que c'est le phénomène d'anti-résonance bien connu qui est à la base de toutes les amplifications.

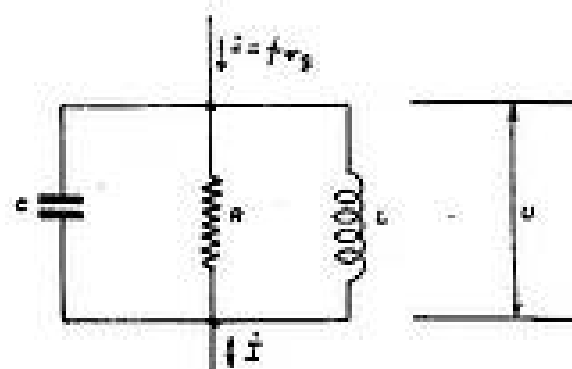


FIG. 4.5. - A.

Le circuit de base est celui du schéma de la figure 4.5.-A :

Courant « constant » :

$I = p v_g$ figurant une lampe pentode,

C capacité en-dessous de laquelle on ne peut descendre,

L self d'accord sur la fréquence moyenne,

R résistance d'amortissement.

L'étude bien connue de cette cellule donne la « réponse » exacte suivante : (valeurs relatives)

$$U(\omega) = \frac{U_0}{1 + j Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{U_0}{1 + 2 j Q_0 x}$$

A TOUS LES BUREAUX D'ÉTUDES...

Tous les calculs,
UNE SEULE MACHINE
le CALCULATEUR
ANALOGIQUE
Universal
"DJINN"

AVIATION - AUTOMOBILE
BALISTIQUE
CONSTRUCTION NAVALE
ELECTRONIQUE
ENERGIE ATOMIQUE
GEOLOGIE
SCIENCES ECONOMIQUES
TRAVAUX PUBLICS

LABORATOIRES R. DERVEAUX



6, RUE JULES SIMON — BOULOGNE-SUR-SEINE — TÉLÉPHONE : MOLITOR 37-00

U_0 tension pour ω_0 ,

et $Q_0 = RC\omega_0$ « surtension » sur ω_0 .

$$x = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \text{valeur exacte}$$

$$x \approx \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad \text{valeur approchée, lorsque les désaccords relatifs ne sont pas très grands.}$$

Le temps de propagation s'écrit par la définition ordinaire :

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{d\varphi}{dx} \cdot \frac{dx}{d\omega}$$

$$\varphi = \arctg 2 Q_0 x ; \quad \frac{d\varphi}{dx} = \frac{1}{1 + 4 Q_0^2 x^2} \times 2 Q_0$$

$$\frac{dx}{d\omega} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2} \right] \quad \text{d'où :}$$

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau = \frac{1}{1 + 4 Q_0^2 x^2} \times Q_0 \times \left(\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2} \right)$$

$$\approx \frac{1}{1 + 4 Q_0^2 x^2} \times \frac{2 Q_0}{\omega_0}$$

dans le cas de désaccords relatifs faibles.

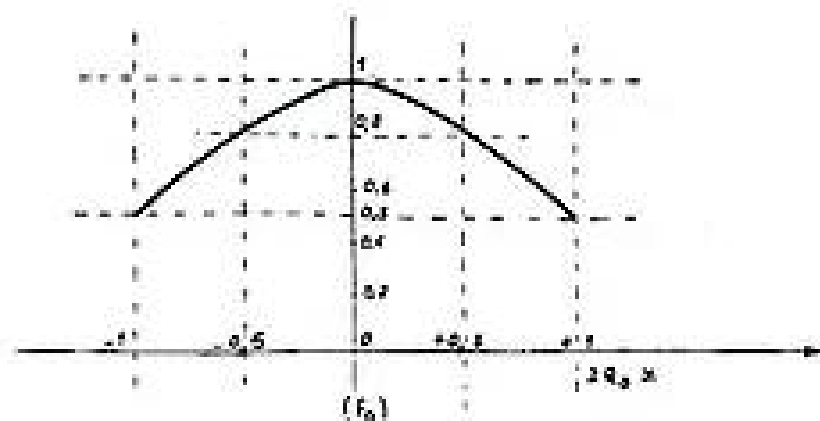


FIG. 4.5. - R.

Pour faciliter le travail une abaque de l'expression :

$$\frac{1}{1 + 4 Q_0^2 x^2}$$

peut être tracée en fonction de : $2 Q_0 x$ pris comme variable. Cette abaque montre que le circuit anti-résonnant donne un maximum de temps de propagation sur la fréquence centrale f_0 .

Entre f_0 et le bord de bande (point de chute d'amplitude de 3 décibels — correspondant à : $2 Q_0 x = 1$), la variation de temps de propagation est : $\frac{Q_0}{\omega_0}$ (cas des désaccords relatifs faibles).

L'assemblage de plusieurs circuits agissant séparément dans des étages successifs est de pratique usuelle. L'ensemble élémentaire le plus courant est le « Triplet ». Deux circuits extrêmes également décalés par rapport à f_0 (en plus et en moins) donnent un creux central sur l'amplitude. Ce creux est comblé par un circuit accordé sur la fréquence centrale.

Les écarts et surtensions de ces 3 circuits seront ajustés pour obtenir les résultats cherchés, c'est-à-dire ordinairement une bonne constance de l'amplitude dans la largeur de bande utilisée.

Nous retiendrons par exemple les règles suivantes :

Circuit central : accord sur f_0 .

Chute de 3 décibels à f_1 et f_2 .

$f_2 - f_1 = \mathcal{B}$ largeur de bande totale. Donc, en vertu des résultats connus :

$$\mathcal{B} = \frac{f_0}{Q_1} ; \quad Q_1 = \frac{f_0}{\mathcal{B}}$$

Circuits extérieurs :

Leur surtension sera pour chacun :

$$Q_2 = 2 Q_1$$

On placera leur résonance non pas aux extrémités exactes de bande du circuit central, c'est-à-dire à distance de $\pm 0,5 \mathcal{B}$ de f_0 ; mais un peu plus près. On donne par exemple pour fréquences d'accord :

$$f_0 - 0,43 \mathcal{B} \quad \text{et} \quad \frac{f_0}{1 - 0,43 \frac{\mathcal{B}}{f_0}}$$

soit approximativement :

$$f_0 + 0,43 \mathcal{B}$$

si f_0 est grand devant $\mathcal{B}$.

En combinant les courbes de temps de propagation des trois circuits (déduites individuellement de 4.5.-B), on trouve un creux central d'environ :

$$\Delta\tau = 1,4 \frac{Q_1}{\omega_0} = \frac{0,22}{\mathcal{B}} \quad (\text{ne dépendant donc que de } \mathcal{B})$$

alors que l'amplitude se maintient sensiblement constante dans la bande.

Pour constituer l'ensemble triplet, nous avons fait appel à des circuits résonnants appartenant à la famille des circuits classiques « à déphasage minimum ».

En vertu des lois générales des réseaux s'appliquant à ces types de circuit, la loi de variation de phase est liée à la loi de variation d'amplitude. Donc toute courbe d'amplitude analogue, même obtenue

LE
PLUS HAUT

Standard de qualité

EN
CONDENSATEURS..

CONDENSATEURS
POUR TÉLÉVISION

CONDENSATEURS
ELECTROLYTIQUES AU
PAPIER - TUBULAIRES
ANTI PARASITES
TÉLÉPHONIQUES - BLINDÉS

CONDENSATEURS
POUR FLUORESCENCE
A DÉCHARGE - FILTRES
- DE DÉMARRAGE -
POUR L'AMÉLIORATION DU
FACTEUR DE PUISSANCE

CONDENSATEURS
ÉMISSION - RÉCEPTION
MICA - CÉRAMIQUE
TÉLÉPHONIE POUR H.T.
A GAZ - AVIATION - ETC...

CONDENSATEURS - RHEOSTATS - RESISTANCES

SAFCO

TRÉVOUX

40 RUE DE LA JUSTICE PARIS-20
TÉLÉPHONE : MEN. 96-20

USINES A PARIS - SAINT-QUEN - TRÉVOUX

par des moyens ou des associations différentes (pourvu qu'il s'agisse de circuits à déphasage minimum), donnera la même courbe de phase, donc de temps de propagation. L'existence du « creux central » constatée sur la figure 4.5.-C n'est donc pas limitée au cas particulier étudié, mais est un phénomène général lié à l'allure de la courbe de transmission en amplitude. Le triplet précédent est caractérisé en particulier par sa bande passante et par la pente hors bande de sa courbe de transmission en amplitude. Or, pour chacun des circuits résonnants constituant le triplet, quand on est franchement hors bande, lorsque l'on double l'écart

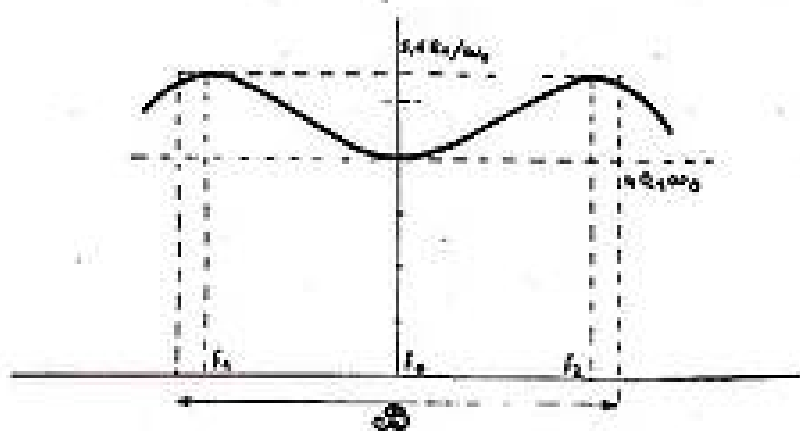


FIG. 4.5. - B.

de fréquence par rapport à la fréquence centrale, l'amplitude tombe de moitié : autrement dit, la variation d'amplitude est de 6 décibels par octave.

Dans l'assemblage, bien que les fréquences d'accord ne soient pas toutes les mêmes, on trouve une chute d'amplitude de $3 \times 6 = 18$ décibels par octave sur $f - f_0$ lorsqu'on est dans les zones de désaccord.

Lorsqu'on dispose n triplets les uns à la suite des autres, sur la courbe de transmission en amplitude, rien n'est en principe changé sur la partie bande passante et sur la partie atténuée la pente devient :

$$18 n \text{ décibels/octave} = p \text{ dB/oct.}$$

Quant au $\Delta\tau$ correspondant au creux central, il serait évidemment multiplié par n , de sorte qu'il pourrait s'écrire :

$$\Delta\tau = \frac{0,22}{\varnothing} \times n = \frac{0,22}{\varnothing} \times \frac{p \text{ dB/oct}}{18 \text{ dB/oct}}$$

En raison des propriétés des réseaux précédemment énoncées, si les courbes d'amplitude coïncident partout, on pourrait très approximativement étendre la formule précédente à des structures qui seraient non pas des triplets, mais des combinaisons donnant des résultats analogues.

Il faut ajouter aux données précédentes l'existence obligatoire d'une certaine dissymétrie dans la courbe de variation de τ autour de f_0 :

— soit que les circuits ne soient pas parfaitement réglés ;

— en raison même des équations réelles dans lesquelles $\omega - \omega_0$ n'est pas négligeable devant ω_0 .

Sans vouloir entrer dans les détails, nous remarquons par exemple dans le simple circuit résonnant que nous avons fait deux approximations pour arriver aux résultats énoncés donnant une symétrie rigoureuse.

a) Assimilation de $\frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ à $\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$

b) Assimilation du facteur $\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2}$ au facteur constant $\frac{2}{\omega_0}$.

La correction de cette dissymétrie peut avoir une importance aussi grande que la compensation du creux central.

4.6. — Correction de la distorsion de phase par cellules « Passe-tout ».

Pour régulariser la courbe du temps de propagation, on est conduit :

— soit à admettre qu'on ne réalise pas une courbe de transmission d'amplitude constante dans la bande utile ;

— soit à faire usage de circuits spéciaux n'appartenant pas à la catégorie des réseaux « à déphasage minimum », et pouvant alors donner des variations de temps de propagation, tout en transmettant l'amplitude à niveau constant. Ces circuits appartiennent à la catégorie des cellules « Passe-tout ».

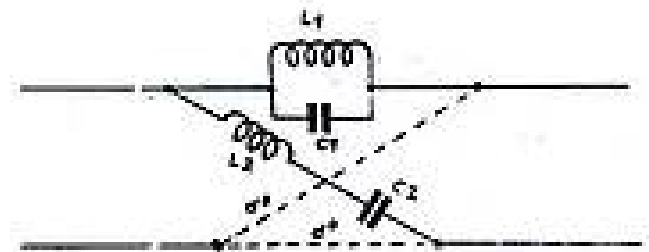


FIG. 4.6. - A.

Sous leur forme d'origine « Treillis » (on utilise en réalité des formes dérivées en TE ponté), ces cellules se présentent comme suit :

Les fréquences de résonances :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \text{ et } f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} \text{ sont égales.}$$

Les réactances sont ainsi partout de signes contraires, et la bande passante couvre tout le spectre, de $f = 0$ à $f = \infty$.

L'impédance caractéristique, constante et réelle, vaut :

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_2}}$$

UNIQUE AU MONDE



PETIT CONTRÔLEUR
D'ISOLEMENTS
0,1 MΩ - 5 millions de MΩ
Constante de temps nulle
— Tension réglable —
— 20 à 500 volts —

L'ISO - R - MÈTRE

EMOUZY.

Breveté
S.G.D.G.

Mesure depuis 0,1 MΩ au milliard de MΩ.
Le million de MΩ sous 12 volts.
240 millions de MΩ sous 1 000 volts.
Précision 2% jusqu'à $10^{10} \Omega$.
Constante de temps nulle lors de mesures d'isollements capacitifs : condensateurs, câbles, enroulements.
Peut mesurer avec pôle à la masse.
Lecture directe du produit R.X.C. par minute pour les isollements supérieurs à 2,16 MΩ.
Mesure le Pico-Ampère ($10^{-10} A$ pleine déviation).
Peut être utilisé en variateur.
Robustesse à toute épreuve.
Garanti un an.

EMOUZY.

63, rue de Charenton
PARIS - XII^e
Tél. DIDEROT 07-74

Fournisseur de la plupart des grands laboratoires officiels et privés

LE MATÉRIEL DE QUALITÉ
CABLES
PERENA

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



GAMME
COMPLÈTE DE
FICHES COAXIALES
DE QUALITÉ!

PERENA 48 B¹⁰ VOLTAIRE 48
PARIS 11^e - Tél. VOL 48-90+

**SSM
RADIO**

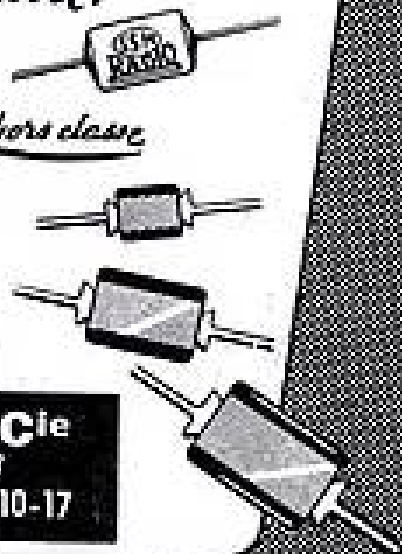
CONDENSATEURS
étanches
AU MICA

POUR TOUS LES EMPLOIS *air, mer, terre.*
DANS TOUTES CONDITIONS *froid, chaleur,*
humidité.

les condensateurs au mica
métallisé sous gaine céra-
mique moulée étanche de
la série PRC se sont révélés *...hors classe*

Tropicalisation intégrale.

Tous les condensateurs au
mica :
imprégnés sous vide, cire,
ou silicones,
tous les traitements de pro-
tection : polyester, email.



ANDRÉ SERF et Cie
Spécialistes depuis 1923
127, Fg du Temple, PARIS - NOR. 10-17

PUB. 847

Le
UGON 2

BREVETÉ S.G.D.G.

**RELAIS
SUBMINIATURE**



- SENSIBILITÉ 2 milliwatts
- POUVOIR DE COUPURE 24 V. - 0,5 A
- TROPICALISÉ (soudures métal-verre)
- MONTAGE A VOLONTÉ sur support
subminiature rond normal ou fils à souder
- H. F. 0,7 PF!



LE PROTOTYPE MÉCANIQUE

16 B¹⁰ RUE GEORGES PITARD - PARIS (15^e) - VAU. 38-03

et des calculs (voir références) donnent, pour le temps de propagation, l'expression suivante :

$$\tau = \frac{d\omega}{d\varphi} = \frac{(1-x)}{1 + 4 \frac{C_1}{C_2} x^2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{4}{\omega_0}$$

avec :

$$x = \frac{1}{2} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \approx \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

conformément aux notations précédentes.

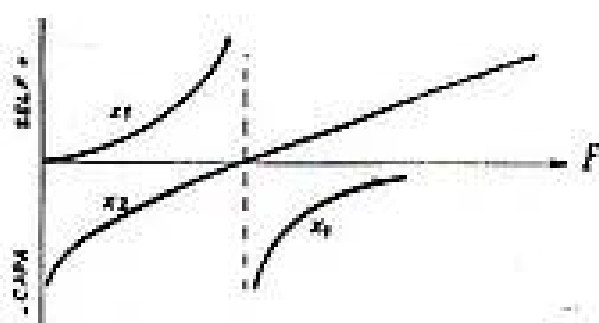


FIG. 4.6. - B.

Seul le paramètre : C_1/C_2 joue pour donner les variations de τ en fonction de x .

La figure 4.6.-C donne quelques courbes correspondant à $\frac{C_1}{C_2}$: 36, 25, 16.

Plusieurs cellules peuvent être mises bout à bout pour accroître le $\Delta\tau$ s'il est insuffisant ; ou si la courbe d'une seule cellule compense mal la forme de l'amplificateur à corriger.

4.7. — Notion sur les effets de distorsion non linéaire en modulation de fréquence.

Bien qu'on conçoive que le déphasage des bandes latérales composantes soit de nature à déformer le signal, le détail de cette action n'apparaît pas immédiatement.

En modulation d'amplitude, on a coutume, pour rendre compte de la distorsion, de représenter la courbe dite « amplitude - amplitude », donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

En modulation de fréquence, la variation d'amplitude à l'entrée du modulateur, se traduit par une variation de fréquence. Mais on ne peut pas, sans certaines conventions, définir une courbe amplitude-amplitude.

Cette convention, c'est de faire croître la tension modulatrice d'entrée linéairement en fonction du temps, à une certaine vitesse. On obtient ainsi au départ, en l'absence de distorsion dans l'équipement

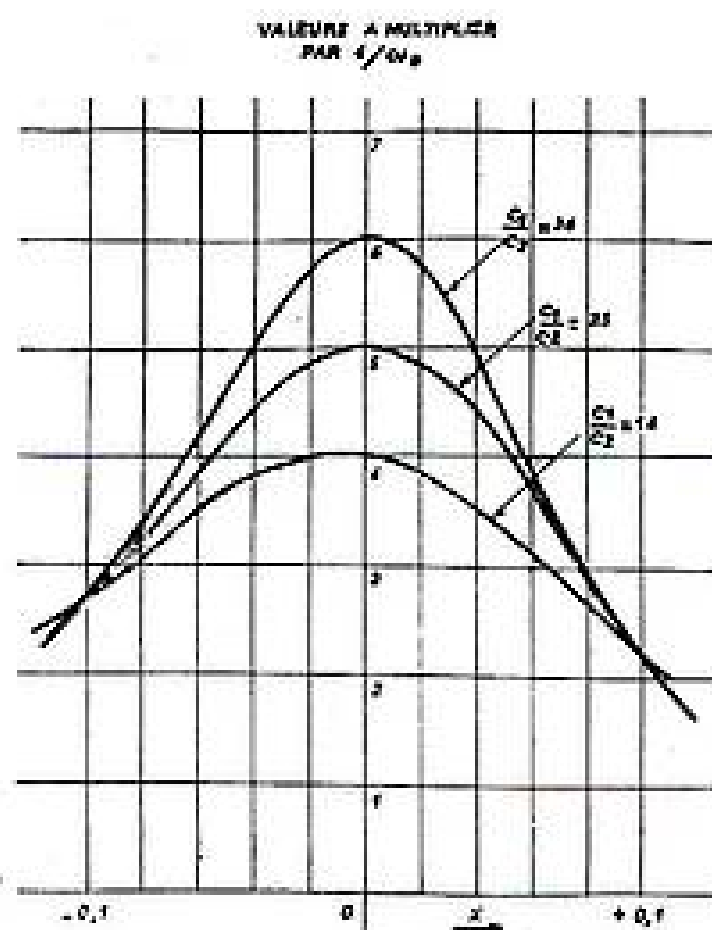


FIG. 4.6. - C.

émetteur, des courbes de correspondance : fréquence émise à tension d'entrée, qui sont des droites. Deux droites extrêmes ont par exemple été représentées sur la figure 4.7.-A.

A l'arrivée, à l'autre extrémité du faisceau, chaque fréquence sera retardée de son temps de propagation à travers le faisceau. Si ce temps de propagation est constant (non dispersion), la courbe de correspondance sera simplement décalée dans le temps. Ce sera toujours une droite (non distorsion).

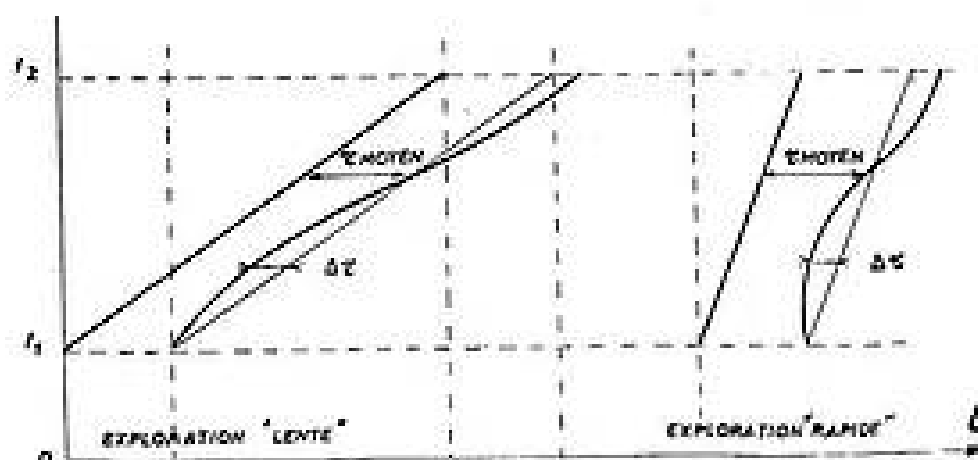
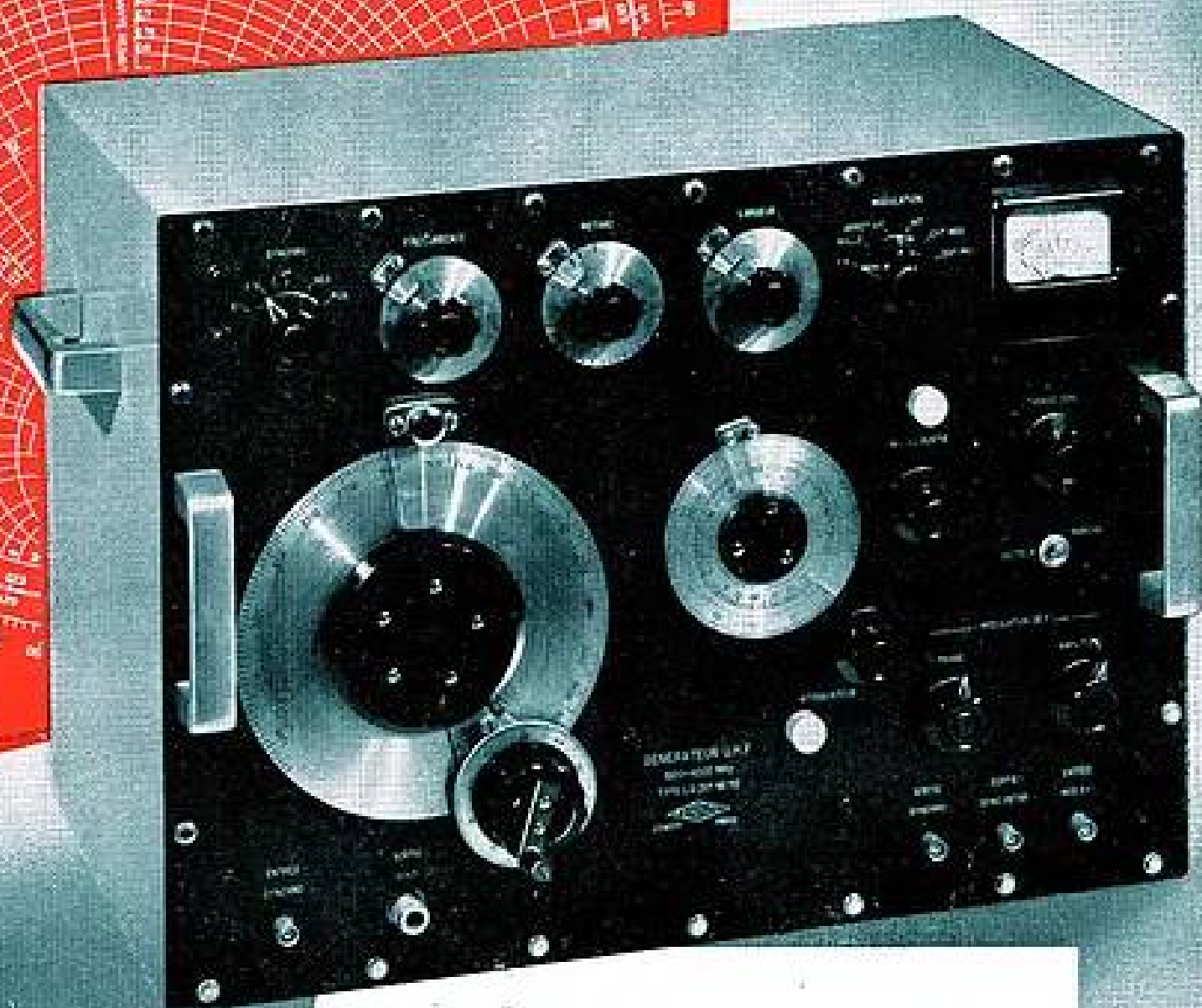


FIG. 4.7. - A.

POUR LA BANDE des 10 cm...



GÉNÉRATEUR type LG-201
1800 - 4000 MHz

Toutes commandes à lecture directe :
- fréquence - atténuation.

Modulations internes en : signaux
carrés - impulsions - modulation de
fréquence (dents de scie).

Le générateur LG 201 est l'appareil qui
convient à tous les laboratoires, aussi bien
pour les mesures sur les récepteurs que
pour les mesures d'impédances sur lignes.

Toutes ses possibilités en font l'appareil
de base pour les études dans la bande 10 cm.

Bande 20 cm : générateur type LG 101
mêmes caractéristiques que le LG 201 sauf
plage de fréquences : 900-2200 MHz.



ETS GEFROY & CIE

SOCIÉTÉ ANONYME - CAP. 72.192.000 FR

7 A 9, RUE DES CLOYS - PARIS XVIII^e

: MON 44-65

NOUVEAU CENTRE DE PRODUCTION : 18, AVENUE VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S. & O.)

Si le temps de propagation est variable suivant la fréquence, on aura ainsi une courbe de correspondance déformée correspondant au phénomène de distorsion harmonique.

Les mêmes écarts sur les temps de propagation interviennent quelles que soient les courbes. On conçoit néanmoins que c'est sur les courbes à variations rapides (voir la courbe de droite de la figure 4.7.-A) que les déformations produites ont les répercussions les plus fâcheuses.

C'est ce qu'on trouverait par exemple si une évaluation du taux de distorsion harmonique était faite sur ces courbes, considérées comme des courbes « amplitude - amplitude » ordinaires.

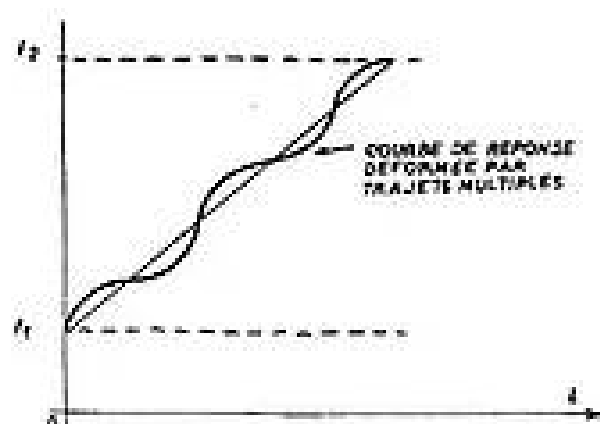


FIG. 4.7. - B.

Lorsque les variations de τ présentent une allure cyclique à période relativement courte, les courbes de correspondance (voir par exemple la figure 4.7.-B) présentent une allure ondulée.

4.8. — Conclusions.

On a pu voir ainsi, au cours de cette étude, les principaux problèmes soulevés par les transmissions sur faisceaux hertziens.

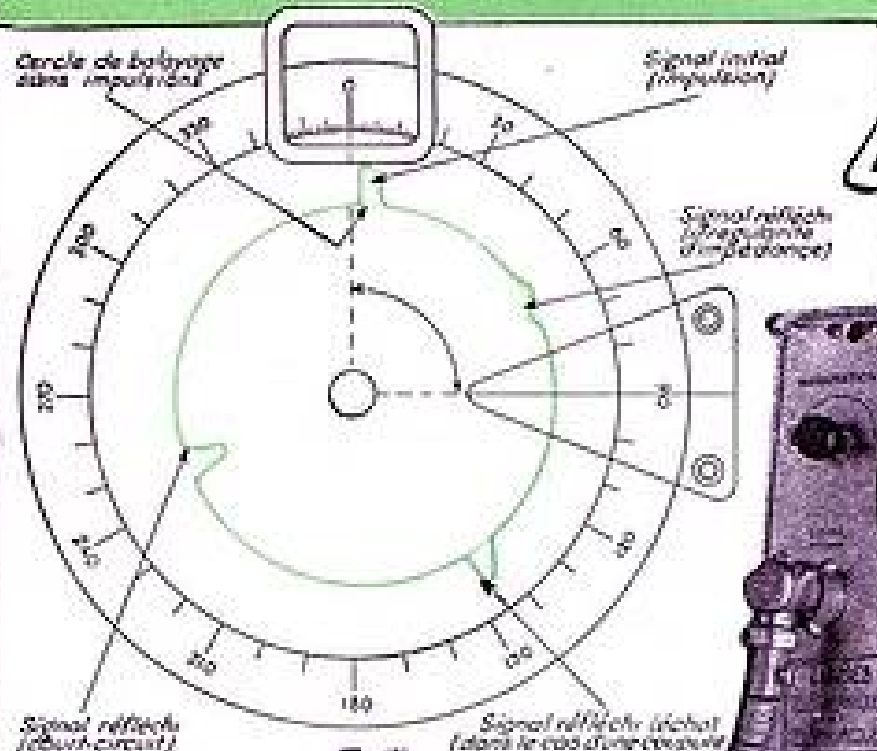
Beaucoup sont très complexes et exigent des développements beaucoup plus détaillés que ceux qui ont pu être donnés au cours de cet article. Nous souhaitons néanmoins avoir pu donner aux lecteurs non spécialistes une idée de toutes ces questions dont l'intérêt est certain et qui ont une répercussion directe sur les performances obtenues.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 1.3. A. ANGOT. — Compléments de Mathématiques à l'usage des Ingénieurs de l'Electrotechnique et des Télécommunications. Editions de la Revue d'Optique, § 7-5-45, page 408 de l'édition 1952.
P. RIVIERE. — Les Grands Centres de Trafic. Les multiplex à impulsions. Chapitre I, Spectre occupé par les impulsions. Cours de l'E.S.E. Radio 1954. Hors commerce.
- 2.2. H. GUTTON. — Les projecteurs d'ondes centimétriques. *L'Onde Electrique*, Décembre 1946.
- 2.3. G. BRUNAT. — Cours de Physique Générale. Optique. 3^e partie. Diffraction de la lumière. Chapitre IX. Propagation rectiligne de la lumière. Principe d'HUYGENS - FRESNEL. Propagation d'une onde sphérique. Pages 163 à 170 de l'édition 1942.
- 2.4. — 2.5. — 2.6. — 2.7. —
J. ORTURI. — La propagation des ondes métriques et centimétriques. (Longueurs d'ondes comprises entre 6 m et 3 cm). Détermination de l'équivalent de transmission. *Annales de Radioelectricité*, Juillet 1954.
H. CHIREUX. — Note sur le Calcul des liaisons radiotéléphoniques multiplex en ondes ultra-courtes. *Annales de Radioelectricité*, Janvier 1947.
K. BULLINGTON. — Radio propagation above 30 Mc/s. *P.I.R.E.*, Octobre 1947. Propagation of UHF and SHF Waves beyond the horizon. *P.I.R.E.*, Octobre 1950.
DOMP & PAYCE. — The calculation of field strengths over a spherical earth. *J.I.E.E.* September 1947. The diffraction of radio waves by the curvature of the earth. *Advances in Physics*, Janvier 1953 (avec tables).
- 2.8. J. VERREX et P. MAGNE. — Le faisceau hertzien P.T.T. G.D.H. 101 comme artère de distribution de télévision à haute définition. II. Calcul du rapport signal à bruit. *L'Onde Electrique*, Novembre 1954.
- 4.4. J. FAGOT. — Effets de distorsion linéaire sur une bande de fréquences transmise à travers une longue ligne désadaptée. *Annales de Radioelectricité*, Juillet 1950.
J.P. VASSEUR. — Calcul de la distorsion d'une onde modulée en fréquence. 2.1. Distorsion par un feeder. *Annales de Radioelectricité*, Janvier 1953.
- 4.5. — 4.6. —
J. FAGOT. — Calcul et construction des oscillateurs, des amplificateurs de puissance et des modulateurs. Fascicule III. Chapitre XII. § 1217 et 1218. Réseaux correcteurs de distorsion de phase. Distorsion à corriger. Théorie des cellules « passe-tout » correctrices. Cours de l'E.S.E. Radio (hors commerce).
BREANT. — Les quadripôles en TE ponté à impédance caractéristique constante. Etude N° 90 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce.
H. MARTIN.
a) Technique de réglage des cellules déphaseuses en TE ponté utilisées dans les équipements de transmission de signaux de Télévision. Etude N° 173 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce.
b) Réglage des cellules passe-tout en TE ponté. Généralisations. Etude N° 205 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce (et compléments).

Localisateur DE Défauts

PAR IMPULSIONS
A DIAGRAMME DÉVELOPPÉ
PAR BALAYAGE CIRCULAIRE




★ LIGNES AÉRIENNES
ÉNERGIE ET
TÉLÉCOMMUNICATIONS

★ CABLES SOUTERRAINS
ÉNERGIE ET
TÉLÉCOMMUNICATIONS

★ CABLES SOUS-MARINS

LIGNES **TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES**
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16 - TÉLÉPHONE : TR. 12-71 - 12-85

Ag. PUBLICITEC - DOMENACH

LIGNES à RETARD...



**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.

LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES & TÉLÉPHONIQUES
89 RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16 - TÉLÉPHONE : TR. 12.71 - 12.85 - 45.50

PARIS

Ag. PUBLICITEC - DOMENACH

ESSAIS DE DIVERSITÉ ET ÉTUDE DE L'EFFET DE FOCALISATION SUR DES LIAISONS LONGUES EN VISIBILITÉ ⁽¹⁾

PAR

Pierre RIVET

*Ingénieur contractuel au C. N. E. T.
(Département Propagation)*

Introduction.

Les études de propagation entreprises par le Centre National d'Études des Télécommunications sur 10 et 20 cm et par le Laboratoire National de Radioélectricité sur 70 cm entre le Continent et la Corse ont déjà fait l'objet de publications dans les annales de Télécommunications de juin 1954 et dans les notes préliminaires du L. N. R. n° 175 et 184.

Jusqu'à présent la priorité avait été donnée à juste titre aux études statistiques : variations saisonnières, diurnes du champ moyen, densité des évanouissements, gains obtenus par les diversités d'espace et de fréquence, etc... Ces études sont capitales pour l'établissement de liaisons d'exploitation.

Au cours d'essais complémentaires qui ont lieu actuellement nous cherchons à étudier le mécanisme des variations du champ sur le trajet en vue directe La Punta - Mt-Agel en employant simultanément les diversités d'espace et de fréquence. Nous rappelons les caractéristiques essentielles de ce trajet :

- distance 230 km ;
- Mt-Agel : altitude 1140 m excellent dégagement ;
- La Punta : altitude 750 m excellent dégagement ;
- en atmosphère standard le rayon direct passe à 180 m au-dessus de la mer.

Les variations du champ sont attribuées habituellement à un certain nombre de phénomènes physiques qu'on peut classer grossièrement en trois groupes suivant la manière dont ils affectent la réception.

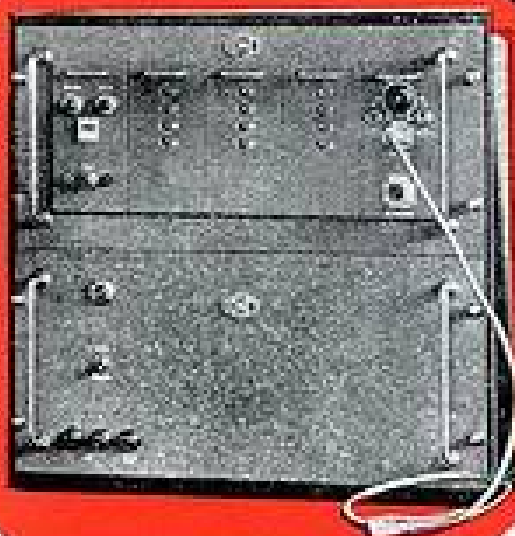
(1) Communication présentée en séance de section à la Société des Radiotechniciens le 3 juin 1955.

1° Les premiers provoquent un affaiblissement du champ dans une zone étendue de réception en détournant une grande partie de l'énergie destinée au récepteur hors de son chemin normal ; par exemple sur la liaison étudiée une couche d'inversion située à une altitude intermédiaire entre celles de l'émetteur et du récepteur peut dévier le faisceau de rayons vers le bas (fig. 1 a). On peut s'attendre à ce que ces affaiblissements soient d'assez longue durée, de l'ordre de quelques heures en général.

2° Le deuxième groupe comprend les phénomènes d'interférence ; plusieurs rayons ayant suivi des trajets différents se composent en grandeur et en phase. Leurs effets sont beaucoup plus localisés ; ainsi dans le cas simple de l'interférence entre le rayon direct et le rayon réfléchi, le champ au Mt-Agel a une structure d'ondes stationnaires et la longueur d'onde dans le sens vertical (ou la distance interférence) est de 60 m pour une émission à 3 000 Mc/s. C'est-à-dire que deux récepteurs dont l'altitude diffère de 30 m sont en opposition de phase, l'un étant en un ventre de champ lorsque l'autre est dans un nœud. Les structures réelles sont évidemment beaucoup plus complexes ; par exemple un troisième rayon provenant d'une couche d'inversion peut venir interférer avec les deux premiers (fig. 1 b). Ces phénomènes donnent lieu à des variations du champ plus rapides que les premiers.

3° Enfin dans une troisième catégorie, on peut placer les variations du champ causées par les irrégularités de l'indice de réfraction présentes un peu partout dans l'atmosphère, soit qu'il s'agisse de réflexions partielles sur des couches minces, sièges d'une variation très rapide de l'indice soit qu'il s'agisse d'une diffusion de l'énergie par une turbulence à peu près isotrope. On admet que le

Au Service de l'Atome



↑ ÉCHELLE DE MILLE CI 149 (licence C.E.A.) :

Appareil de numération électronique et électromécanique.
Facteur de division électronique : 1.000.
Temps de résolution : 5 μ s.

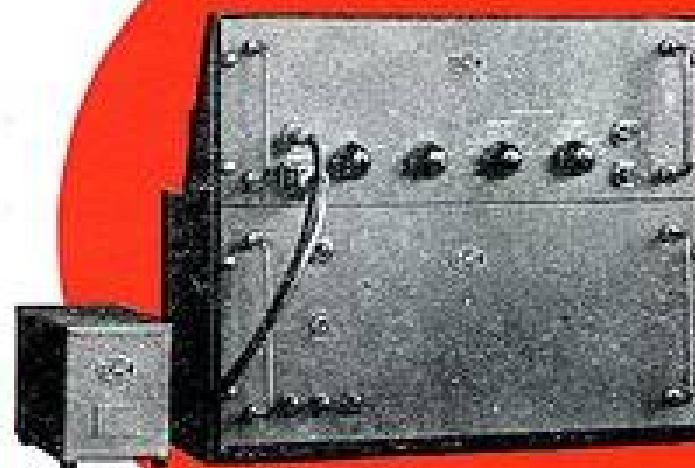


ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS HAUTE TENSION ALS 349 : ↑

Tension réglable entre 300 et 3.000 V.
Débit : 3 mA.
Stabilité : 0,1 %.
Bruit de fond inférieur à 30 mV crête à crête.

AMPLIFICATEURS D'IMPULSIONS AMP 95 et AMP 96 : ↓

Gain : 20 db.
Bande passante $\geq$ 200 MHz.
Niveau de sortie de l'amplificateur de puissance AMP 96 :
50 V négatifs de crête.



AMPLIFICATEUR PROPORTIONNEL AMP 249 (licence C.E.A.) : ↑

Gain : 250.000.
Bande passante : 2 MHz.
Mise en forme des impulsions par circuit intégrateur
ou différentiateur.

NOTICE TECHNIQUE
SUR DEMANDE



AJAX 117

CONSTRUCTIONS

RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE

19, RUE DAGUÈRE, SAINT-ÉTIENNE (LOIRE)
TÉLÉPHONE : E 2 39-77 (3 lignes groupées)

BUREAUX A PARIS : 36, RUE DE LABORDE VIII^e - TÉLÉPHONE : LABorde 26-98

champ résultant étant la somme d'un grand nombre de petites composantes relativement indépendantes est caractérisé par une amplitude moyenne sensiblement inférieure au niveau d'espace libre et des fluctuations d'allure incohérente (fig. 1 c).

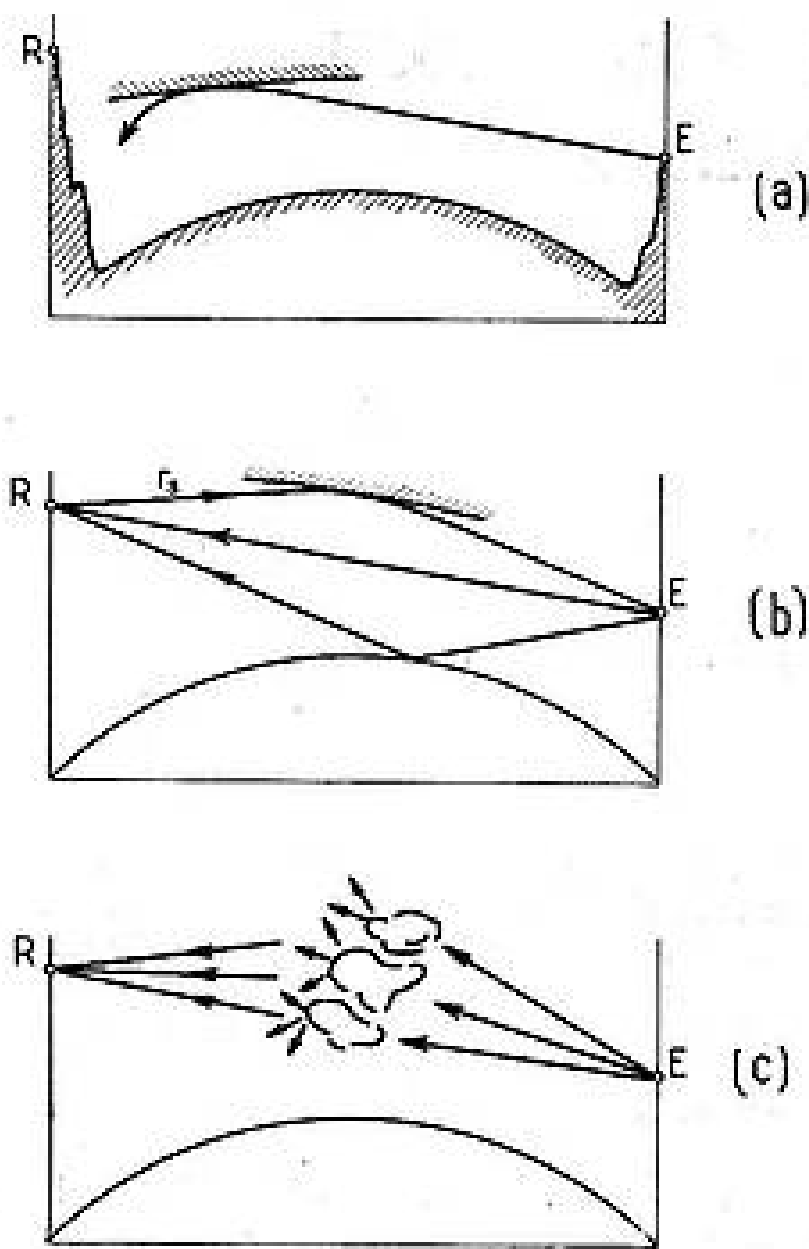


FIG. 1.

— Pour atteindre le but que nous nous étions fixé il aurait été souhaitable de disposer de moyens d'analyse de la situation météorologique ; en particulier il aurait été intéressant de connaître la distribution de l'indice de réfraction dans le plan vertical Emetteur-Récepteur et de suivre l'évolution de cette distribution au cours du temps. Pour cela il aurait fallu entreprendre des sondages par avion tels qu'ils ont été faits par la division « Hyperfréquences » du C. N. E. T. en 1953. Malheureusement nous n'avons pu disposer à nouveau du même matériel et nous avons dû nous contenter d'utiliser en tant que cadre d'explication d'une part les « cartes d'indice » au nombre d'une douzaine relevées en 1953 d'autre part des résultats très généraux concernant les caractéristiques des rayons réfractés par une couche d'inversion. Ceux-ci peuvent être résumés dans le tableau 2 construit pour un émetteur et un récepteur situés à la même hauteur de 900 m et distants de 200 km. Le gradient « standard » de l'indice modifié $N = (n - 1) 10^6$ étant de 0,04 par m, ce tableau donne pour des couches de gradient supérieur à cette valeur et situées à différentes hauteurs :

— l'angle α du rayon réfracté avec le rayon direct ;

— la différence de chemin optique l entre ces deux rayons.

Il peut être intéressant de noter aussi l'épaisseur de la couche nécessaire ou ce qui revient au même la variation ΔN de l'indice entre le niveau supérieur et le niveau inférieur.

On voit que pour une couche de gradient 0,10 par m qui ne correspond pas encore à une inversion au sens radioélectrique du terme située à 1 000 m l'angle est de 8' et l de 13 cm ; au-dessus de cette altitude une telle couche ne courbe pas suffisamment le rayon pour le renvoyer vers le récepteur.

TABEAU 2

Grad. N	ΔN	h	α	l	$\Delta\varphi$ (22 m)	$\Delta\varphi$ 60 Mc/s	$\Delta\varphi$ (9 m)	$\Delta\varphi$ (150 Mc/s)	
Standard 0,04/m					72°	17°	30°	42°	rayon réfléchi
0,10/m	6	1 000 m 1 000 m	8'	13 cm	200°	10°	80°	25°	
0,15/m	1 18	1 000 m 1 250 m 1 250 m	4' 18'	10 cm 80 cm	100° $2\pi + 70^\circ$	7° 56°	40° 100°	17° 135°	
0,25/m	0,7 9 60	1 000 m 1 250 m 1 500 m 1 500 m	3' 14' 35'	10 cm 1 cm 3 m	75° 2π $4\pi + 150^\circ$	7° 70° 210°	30° 145° 2π	17° 170° $2\pi + 165^\circ$	

Une couche de gradient 0,15 par m est inefficace au-dessus de 1 250 m ; à cette altitude elle fournit un rayon dont l'angle α est de 18' et le « l » de 80 cm ; le ΔN correspondant est de 18.

Une couche de gradient 0,25 m est inefficace au-dessus de 1 500 m ; à cette altitude $\alpha = 35'$ et $l = 3$ m mais le ΔN nécessaire est de 60. Or, les inversions où le ΔN atteint une valeur aussi élevée sont très rares et on ne peut expliquer l'allure courante du champ en faisant appel à un tel phénomène.

Pratiquement on peut s'attendre à ce que les angles d'arrivée ne dépassent guère 10 à 20 minutes et les différences de chemin optique 1 mètre.

Nous n'avons considéré jusqu'à présent que des variations d'indice dans le sens vertical et nous avons admis implicitement que les gradients d'indice sont à peu près verticaux ; c'est une hypothèse classique qui semble en bonne concordance avec les résultats des sondages par avion, malgré l'aspect tourmenté des « cartes d'indice » qu'on en a tirées ; il ne faut pas oublier que la dilatation des ordonnées fausse la pente des courbes représentées. Un examen attentif de ces cartes montre que la composante horizontale du gradient est en général faible.

Toutefois dans certaines circonstances particulières comme le passage d'un front, dont parle M. MISME dans son article, ces variations horizontales peuvent être à l'origine de perturbations importantes du champ.

Dispositif expérimental.

Le matériel radioélectrique dont nous disposons a été décrit dans les articles cités. Nous indiquons seulement les ensembles que nous utilisons dans l'expérience actuelle.

Sur 10 cm nous avons à La Punta deux émetteurs ; au Mt-Agel deux récepteurs capables de recevoir alternativement deux signaux à deux fréquences différentes au moyen d'une commutation convenable à la cadence de une par seconde.

Nous avons fait simultanément de la diversité de fréquence et de hauteur. Sur 70 cm nous disposons d'un émetteur à La Punta et de deux récepteurs doubles comme les précédents, la commutation portant cette fois sur les aériens de sorte qu'un récepteur permet l'enregistrement du champ au voisinage de deux aériens séparés par une cinquantaine de mètres.

Sur cette dernière longueur d'onde nous avons fait de la diversité transversale, les récepteurs étant répartis de cinquante mètres en cinquante mètres sur un axe à peu près perpendiculaire au plan vertical Émetteur-Récepteur.

Nous avons adopté des vitesses d'enregistrement assez rapides (600 mm/h et 240 mm/h) pour mieux faire ressortir l'allure des variations du champ et pour atténuer les effets du défaut de synchronisme des enregistreurs.

Comparaison des diversités de hauteurs et de fréquences.

Avant de décrire les premières observations faites il est utile de comparer les comportements des diversités de fréquence et de hauteur lorsque deux ondes planes interfèrent.

Soient :

L_1 la longueur du chemin optique suivi par l'Onde O_1 (par ex. rayon direct) ;

L_2 la longueur du chemin optique suivi par l'onde O_2 ;

$l = L_1 - L_2$ la différence de chemin optique ;

α l'angle des plans d'onde au récepteur ;

$\varphi = 2\pi \frac{l}{\lambda}$ le déphasage entre les deux ondes.

Nous devons étudier les variations de ce déphasage φ pour une différence d'altitude Δh entre les deux récepteurs ou un écart de fréquence Δf entre les deux signaux reçus par chacun des récepteurs.

Il apparaît sur la figure 3 que $\Delta\varphi(\Delta h)$ ne dépend que de l'angle α des deux rayons.

$$\Delta\varphi(\Delta h) = 2\pi \alpha \frac{\Delta h}{\lambda}$$

Au contraire :

$$\Delta\varphi(\Delta f) = 2\pi \frac{l}{\lambda} \frac{\Delta f}{f_0}$$

ne dépend que de la différence des chemins optiques.

Théoriquement l'utilisation des deux diversités permettrait donc de connaître l'angle d'arrivée et la différence de chemin optique de deux ondes planes qui interfèrent.

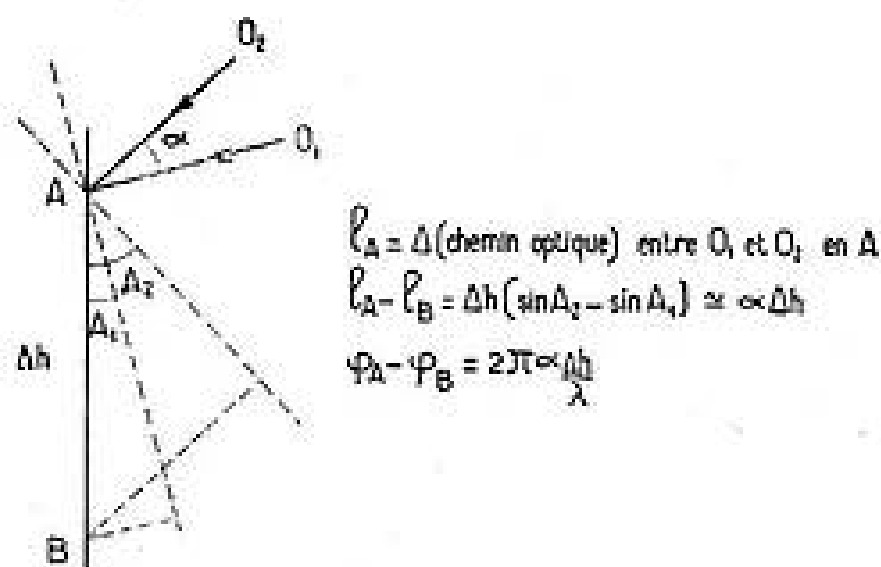


FIG. 3.

Au Mt-Agel nous avons placé nos deux récepteurs 10 cm à 22 m l'un de l'autre et notre écart de fréquence Δf est de 60 Mc/s, le dispositif de réception double ne permettant pas un écart de fréquence supérieur.

Swartwout *Autronic*

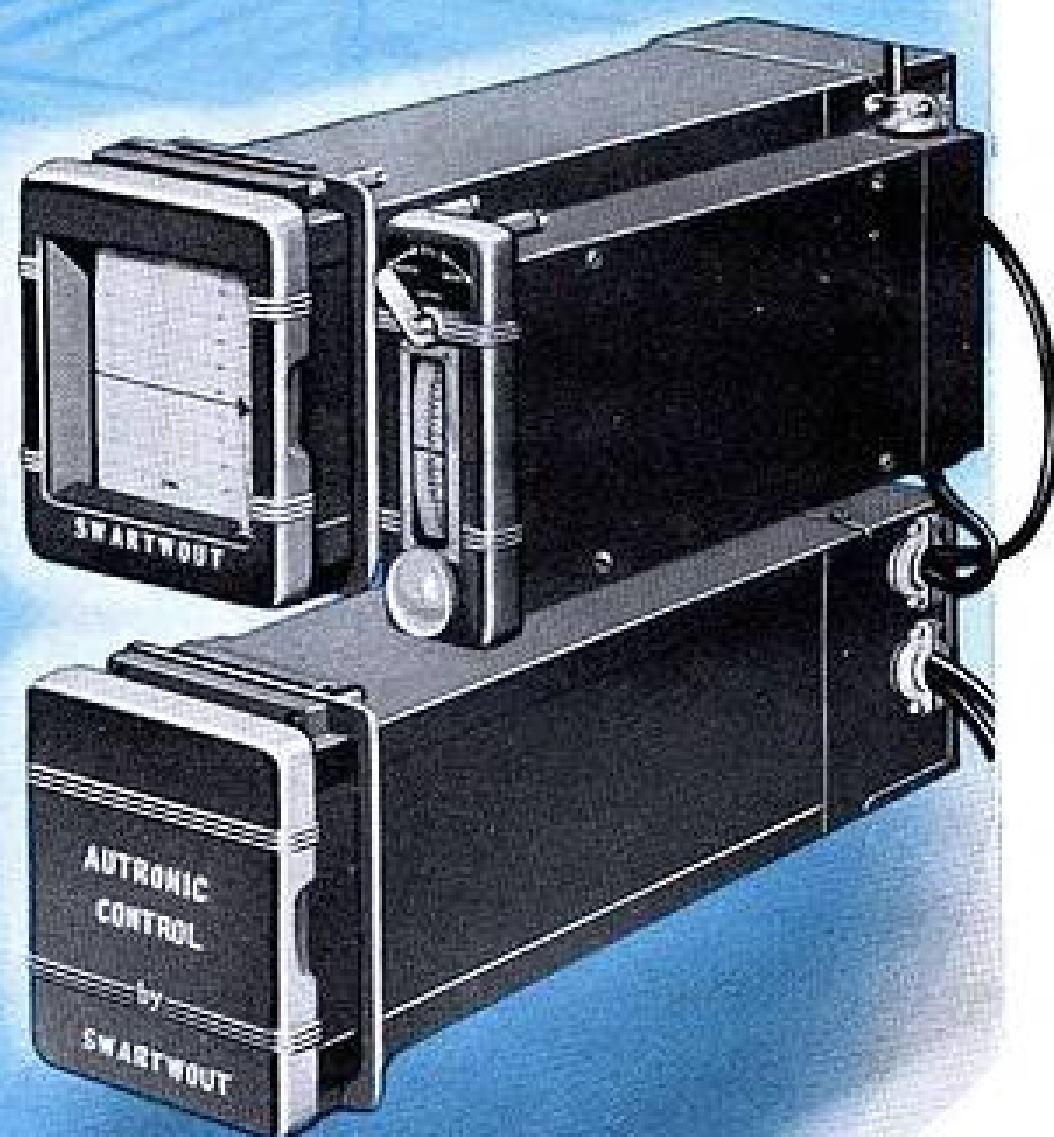
Ensembles de Contrôle ET DE **RÉGULATION** *automatiques*

SYSTÈME DE
**TÉLÉMESURE ET
TÉLÉCOMMANDE**
ENTIÈREMENT ÉLECTRONIQUE
A PERFORMANCES ÉLEVÉES

- PRÉCISION ET FIDÉLITÉ
- RAPIDITÉ DE RÉPONSE
- SÉCURITÉ
- INTERCHANGEABILITÉ
- FACILITÉ D'INSTALLATION
- ÉCONOMIE D'ENTRETIEN
- ENCOMBREMENT RÉDUIT

...Convient à tous les usages
industriels même les plus délicats
- Raffineries - Piles atomiques...

★ Demander notre notice illustrée.



INTERTECHNIQUE
FABRICATION  FRANÇAISE

81, RUE ESCUDIER - BOULOGNE-5/SEINE ★ TÉLÉPHONE : MOLITOR 83-20

de Bayard-Rode, qu'on peut formuler comme suit [1] :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{A - A_c}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega, \quad (1)$$

où

B_c = l'angle de phase à la pulsation ω_c

A = l'atténuation de transfert, c'est-à-dire l'amplification est proportionnelle à e^{-A} .

Comme nous nous intéressons à des réseaux à phase linéaire, la grandeur B^*/ω^* , qui est le retard de phase, doit être indépendante de la pulsation ω_c .

Une condition suffisante (mais pas nécessaire) de cette indépendance est que l'expression placée sous le signe somme dans l'équation (1) soit indépendante de ω_c . Cela est évidemment le cas si A est proportionnel à ω^2 , donc

$$\frac{A}{\omega^2} = \pm C = \text{constant}, \quad (2)$$

Le signe moins correspond à une courbe d'amplitude qui croît avec ω , cela veut dire qu'on a un filtre passe-haut ce qui ne nous intéresse pas ici. Choisissons donc le signe plus, correspondant à un filtre passe-bas. Dans ce cas, l'équation pour le retard de phase donne :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2C}{\pi} \int_0^\infty \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega = \infty. \quad (3)$$

Seulement, l'évaluation de l'intégrale pour une telle fonction A de ω n'est pas possible, parce que la dérivation de l'équation (1) exclue l'application de cette relation avec une courbe d'amplitude selon une courbe de Gauss [2].

Heureusement, une autre propriété de la relation (1) rend possible l'utilisation du résultat (2) dans des situations pratiques. Cette propriété est la prépondérance prononcée de l'influence de la courbe d'amplitude dans le voisinage direct de la pulsation ω_c considérée, comparée à l'influence du comportement des amplitudes aux autres fréquences [1], [3]. Cette prépondérance est due au facteur $(\omega^2 - \omega_c^2)$ dans le dénominateur de l'équation (1).

Si on réalise donc dans une certaine gamme de fréquences entre $\omega = 0$ et une pulsation de coupure $\omega = \omega_{\max}$ une courbe d'amplitude qui approche une courbe de Gauss, tandis qu'en dehors de la bande passante la déviation entre la caractéristique d'amplitude et la courbe de Gauss ne croît pas trop abruptement, on peut s'attendre à observer un comportement linéaire de la courbe de phase, avec au plus des déviations proches de la fréquence de coupure (fig. 1).

Et pour appliquer ce résultat à l'amplificateur M.F., rappelons qu'il est bien connu qu'on peut

toujours dériver d'un filtre videofréquence un filtre moyenne fréquence présentant des propriétés analogues dans la bande passante. De cela on conclut ce qui suit.

Un amplificateur M.F. aura une caractéristique de phase rectiligne, si la courbe d'amplitude est une courbe de Gauss, dont le sommet se trouve à la fréquence centrale de la bande passante. Sur l'échelle

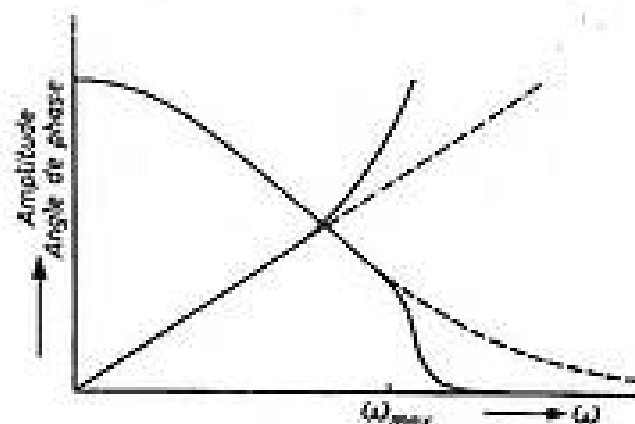


FIG. 1. — Caractéristique d'amplitude selon une courbe de Gauss ($e^{-\omega^2}$) et la courbe de phase linéaire correspondante (lignes brisées). Déviations de la linéarité se présenteront proche de la pulsation de coupure $\omega_{\max}$.

logarithmique qu'on utilise d'habitude pour tracer la caractéristique d'amplitude d'un amplificateur M.F., une telle courbe de Gauss deviendra une parabole.

Deux questions se présentent immédiatement :

1° L'aptitude d'une telle courbe d'amplitude pour l'amplification d'un signal de télévision M.F.

2° La sélectivité présentée par une telle caractéristique.

Considérons d'abord la première question. La figure 2 montre dans la partie supérieure de l'échelle logarithmique une courbe parabolique (1a), pour laquelle le paramètre a été choisi de sorte que les points indiquant une diminution de l'amplification de moitié (6 dB) coïncident avec les deux fréquences de coupure d'un signal M.F. de 625 lignes. Dans le cas de cette figure on peut s'imaginer que l'onde porteuse se trouve à 39 Mc/s, tandis que la fréquence correspondant à la fréquence video maximum de 4,5 Mc/s se trouve à 34,5 Mc/s.

Ensuite on a calculé la caractéristique d'amplitude video correspondant au cas où un signal à double bande latérale est transmis par un filtre possédant une telle courbe d'amplitude. Cette caractéristique video est représentée par la courbe 1b dans la partie inférieure de la figure 2.

Pour voir si cette courbe video est utilisable, voyons d'abord quelle partie de la caractéristique d'amplitude video doit être considérée comme idéale. Une courbe d'amplitude video rectangulaire est idéale pour tout ce qui se trouve entre la caméra et le téléviseur, mais elle n'est pas idéale pour le téléviseur lui-même, en raison des dépassements prononcés qui sont introduits par une coupure brusque de la bande passante. On préfère généralement une diminution plus graduelle vers les fréquences supé-

Miniaturisation

NOUVELLE PRODUCTION
STÉAFIX
EN CONDENSATEURS AU MICA

CONDENSATEURS MOULÉS ÉTANCHES

TYPE CM 15
CONFORMES AUX NORMES MIL

MOULÉS DANS L'ARAIDITE A CHARGE SPÉCIALE *

- Faible encombrement
- Capacités de 4,7 pf à 510 pf sur demande jusqu'à 1500 pf
- Tension de service 300 v. cc.
- Température d'emploi de -60°C à $+90^{\circ}\text{C}$

* Marque déposée de CIBA

CONDENSATEURS ENROBÉS

T. 1.000

- Mêmes caractéristiques que le CM 15
- Encombrement plus réduit
- Enrobage cire
- Température d'emploi de -35°C à $+75^{\circ}\text{C}$

CONDENSATEURS

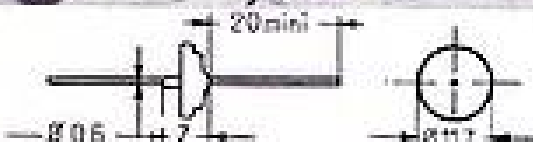
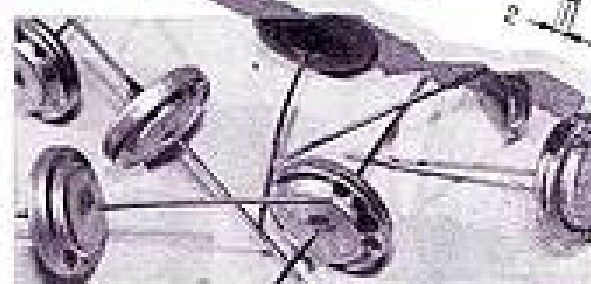
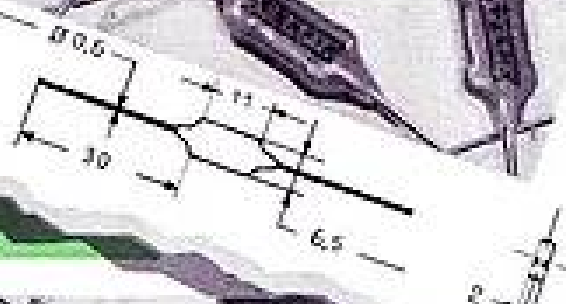
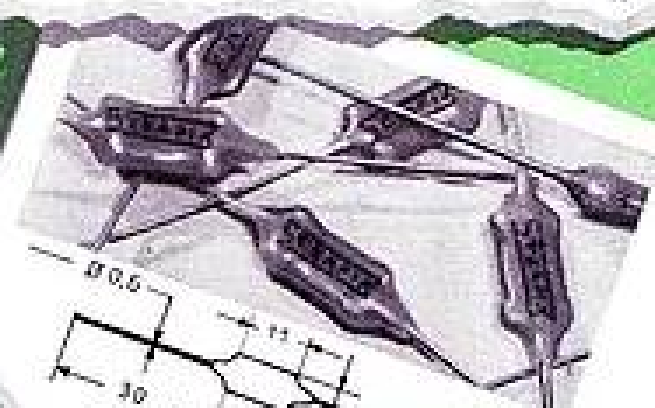
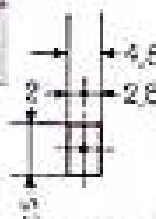
DE TRÈS GRANDE STABILITÉ

- Faible coefficient de température de valeur très régulière
- Utilisable jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1.000 Mc/s en raison de sa self négligeable

CONDENSATEURS BOUTONS DE DÉCOUPLAGE
CONFORMES AUX NORMES MIL

STÉAFIX

17, RUE FRANÇOIS, PARIS-18^e — MON. 61-19 et 02-93



Si l'on prend le cas de la combinaison du rayon direct et du rayon réfléchi en désignant par h_E et h_R les hauteurs de l'émetteur et du récepteur au-dessus du plan tangent au point de réflexion, on a :

$$\alpha = \frac{2 h_E}{d} \quad \Delta\varphi_{(\Delta h)} = \frac{4 \pi h_E \Delta h}{d} \quad l = \frac{2 h_E h_R}{\lambda d}$$

pour une atmosphère standard

$$h_E = 100 \text{ m} \quad h_R = 260 \text{ m}$$

l'écart de phase $\Delta\varphi$ a les valeurs suivantes :

$$\Delta\varphi_{(22\text{m})} \simeq 72^\circ$$

$$\Delta\varphi_{(60\text{Mc/s})} \simeq 17^\circ$$

On peut aussi compléter le tableau 2 en calculant les valeurs de $\Delta\varphi$ pour les différents rayons réfractés (colonnes 5 et 6). On remarque que le « pouvoir séparateur » de notre diversité de fréquence à 60 Mc/s est beaucoup plus faible que celui de notre diversité de hauteur à 22 m. Cela présente certains inconvénients lorsqu'il s'agit de comparer les enregistrements obtenus ; heureusement au cours des années précédentes on avait fait des essais de diversité de hauteur avec $\Delta h = 9 \text{ m}$ et de fréquence avec un écart de 150 Mc/s. Bien que ces essais n'aient pas eu lieu simultanément, leurs résultats ont permis de préciser certaines observations. Nous donnons dans les colonnes 7 et 8 du tableau 2 les valeurs d'écart de phase correspondantes.

Si on examine l'ensemble du tableau 2 on tenant compte de ce qui a été dit plus haut, on peut conclure que l'écart de phase ne doit que rarement dépasser 2π pour $\Delta h = 22 \text{ m}$ et π pour les autres diversités.

Résultats obtenus au cours du premier mois d'essais.

On pourrait penser que le dispositif que nous avons adopté permet de séparer assez facilement les affaiblissements appartenant au premier groupe signalé plus haut des autres variations du champ. En réalité le phénomène se présente rarement d'une manière aussi brutale que le laisse croire la fig. (1 A) et il faut une comparaison minutieuse des divers enregistrements pour le mettre en évidence sans doute possible. Jusqu'à présent nous n'avons pas rencontré de cas très apparents.

Au cours de cette première analyse nous avons d'abord porté notre attention sur le type de champ qu'on rencontre le plus souvent. Sur le 10 cm l'allure la plus courante du champ est représentée sur les enregistrements de la fig. 4. On peut la décrire ainsi :

On aperçoit une variation lente qui s'étend sur des périodes de quelques minutes à une dizaine de minutes, l'écart entre Max. et Min. pouvant varier de 5 à 20 décibels environ. A cette variation lente se superpose une fluctuation plus rapide dont la durée des oscillations est inférieure à la minute et

dont l'amplitude n'excède pas 2 à 3 dB. De temps à autre et en général lorsque le niveau moyen est bas on aborde des fluctuations plus rapides encore (quelques secondes de période) et surtout plus profondes, de 10 à 30 dB. On observe ce type de champ à peu près 90 % du temps, ce chiffre n'étant bien entendu qu'une estimation. Le reste du temps est partagé entre les deux types extrêmes : champ à peu près stable dont les fluctuations sont beaucoup plus lentes et moins importantes bien qu'il se produise parfois des évanouissements brusques de 20 à 30 dB ; champ très variable.

Si on compare maintenant les divers enregistrements on observe que :

1° Les variations lentes et les fluctuations de faible amplitude sont souvent parfaitement semblables et synchrones sur les enregistrements en diversité de fréquence (Fig. 4 (a) enregistrements A et B d'une part, C et D d'autre part — $\Delta f = 60 \text{ Mc/s}$ — et fig. 4 (b) enregistrements A et B $\Delta f = 150 \text{ Mc/s}$).

2° En diversité de hauteur au contraire il n'y a que des analogies dans les allures du champ mais il est rare de rencontrer des similitudes dans le détail, cela apparaît sur la fig. 4 (a) lorsqu'on rapproche les enregistrements A et C ou B et D faits à deux altitudes différant de 22 m.

On pourrait croire que l'explication de ce fait se trouve dans le déséquilibre entre les pouvoirs séparateurs des deux diversités que nous avons signalé plus haut, mais le dépouillement des courbes correspondant à $\Delta f = 150 \text{ Mc/s}$ et $\Delta h = 9 \text{ m}$ semble confirmer ce résultat.

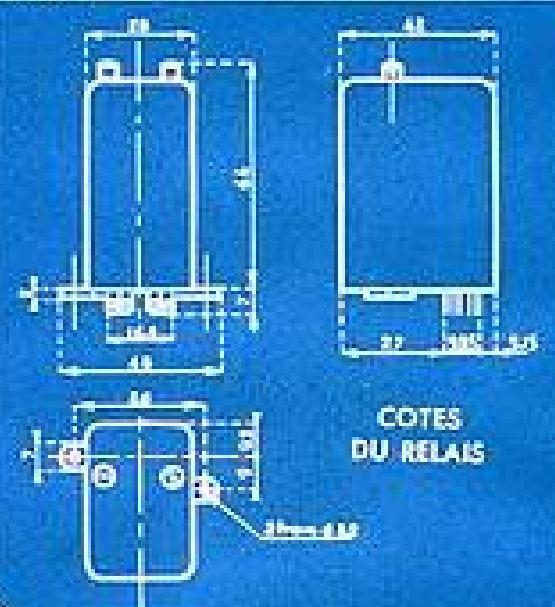
3° Que ce soit en diversité de fréquence ou de hauteur les enregistrements n'ont plus aucune similitude dans les périodes de fluctuation rapides et profondes.

Peut-on expliquer ces faits expérimentaux au moyen des phénomènes envisagés au début de l'exposé ?

On remarque tout d'abord que l'hypothèse des trajets multiples rend difficilement compte des petites fluctuations du champ ; il faut en effet pour cela que les variations de phase relatives des ondes composantes soient très rapides et on comprend que cela impose des différences de trajet entre ces ondes assez grandes devant la longueur d'onde ; le tableau 2 montre que ces différences de trajet atteignent rarement une dizaine de λ , ce qui ne semble pas suffisant pour expliquer des variations de durée inférieure à la minute au moyen d'un petit nombre de composantes.

Si on multiplie le nombre de composantes de petite amplitude on aboutit nécessairement aux phénomènes du type diffusion avec variations incohérentes du champ et ce sont les similitudes observées dans les enregistrements en diversité de fréquence qu'on ne peut plus expliquer.

Il semble plus plausible d'attribuer aux phénomènes de diffusion les fluctuations plus rapides et plus profondes qui alternent avec la variation lente.



DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double

Pression supérieure

Pas de cambrage de lames

Alignement automatique des contacts

Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)

Rappel cabribré par ressort indépendant

0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT

Le bloc moulé supprime les défauts d'emplages, il assure l'interchangeabilité automatique, un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Previews internationaux

★ APPAREILLAGE
ÉLECTRONIQUE

★ PRISES
MULTIBROCHES

★ JACKS, FICHES DE JACKS...

★ RELAIS H. F.
ET H. T. ET DE
TÉLÉCOMMANDE

★ RELAIS TÉLÉPHONIQUE

★ RELAIS POLARISÉS

B

ERNIER & C^{IE} 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XX^e - MEN. 07-24

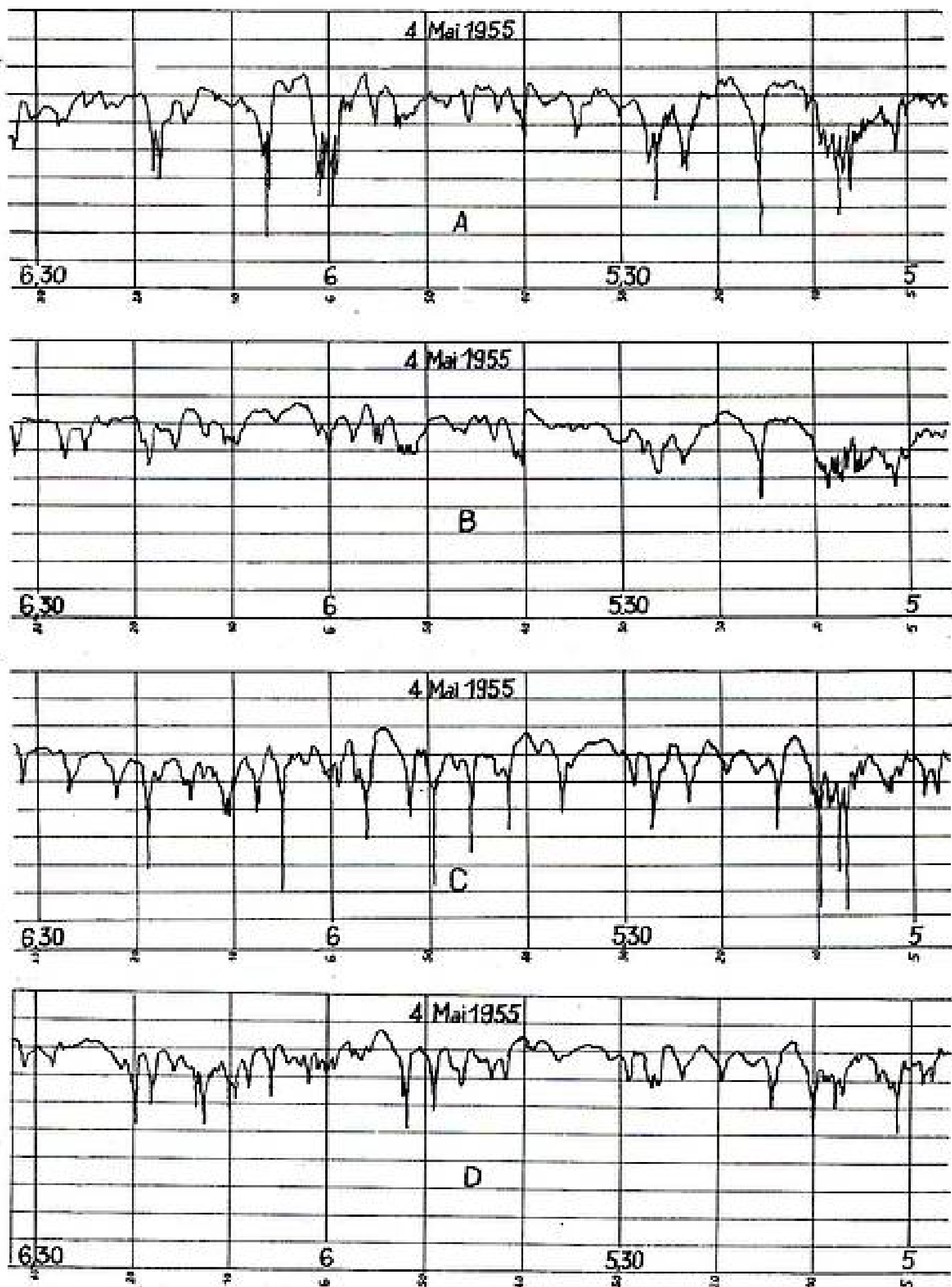


FIG. 4. a.

Là encore cependant tout n'est pas clair ; nous avons dit que ces fluctuations se présentent parfois sans qu'il y ait une hausse sensible du champ moyen ; or la diffusion liée à la turbulence atmosphérique dans toute la zone qui sépare l'émetteur du récepteur ne peut prendre brutalement une grande ampleur et s'atténuer à nouveau quelques minutes après.

Enfin un troisième fait est rebelle à l'interprétation classique, c'est la différence de comportement des diversités de hauteur et de fréquence même lorsqu'elles ont des pouvoirs séparateurs comparables. L'absence fréquente de similitude entre les fluctuations du deuxième ordre sur les enregistrements en diversité de hauteur lorsqu'elle apparaît

HEWLETT



PACKARD

Fréquencemètre 500 B

Le fréquencemètre *hp* 500B est d'un emploi aussi utile qu'aisé en laboratoire et en plateforme.

Sans préparation laborieuse il permet de procéder à la mesure :

- de fréquence de signaux sinusoïdaux, pulsés, ondes carrées ou erratiques (moyenne),
- de stabilité des oscillateurs,
- de dérive des cristaux.

Le *hp* 500B sert à la mesure des pressions, températures, pressés et de tous les phénomènes physiques dont la variable peut être traduite en fréquence électrique.

Le *hp* 500 B possède une sortie de synchronisation de stroboscope et de branchement d'enregistreur permanent, permettant ainsi de l'intégrer dans tout système de commande automatique de vitesse, de fréquence ou vitesse dans le temps, de taille de cristaux, etc.

Couvrant la gamme de 1 cps à 100 Kc, la lecture de grande précision donnée par le 500B n'est pas affectée par des variations de $\pm 10\%$ en tension du secteur d'alimentation ou des signaux à mesurer.

Un dispositif particulier permet d'étaler sur toute l'échelle de mesure 10 % ou 30 % de la fréquence à observer.



Nouveau,
Précis,
Pratique

1 cps à 100 Kc

Emplois
industriels
multiples

CARACTÉRISTIQUES

Bande de fréquence d'utilisation : 1 cps à 100 Kc en 9 gammes

Tension d'entrée : 0,2 V sur sinusoïdes - 0,1 V au minimum en impulsion tension maximum 250 V.

Impédance d'entrée : 1 mégohm environ, shunté par 40 μ F.

Précision : mieux que $\pm 2\%$ de l'échelle.

Contrôle automatique : sur la fréquence du réseau utilisé.

Sortie enregistreur : sur jack 1 mA sur 1 400 ohms.

Impulsions de sortie : Synchronisées sur le signal d'entrée.

Entrée cellule sur jack : pour phototube IP41, 40 μ F.

Alimentation : 115/230 V, $\pm 10\%$ - 50 à 1 000 cps.

Poids : 0 kgs.

Dimensions : 30 x 20,5 x 18,5 cm.



DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
FRANCE ET U.F.

RADIO-ÉQUIPEMENTS

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



FIG. 4. b.

en diversité de fréquence nécessite l'intervention de phénomènes auxquels on a attribué un rôle peut-être trop secondaire jusqu'à présent. Le plus simple de ceux-ci semble être l'effet de focalisation ou de convergence des rayons.

Avant d'en faire une analyse sommaire il faut dire un mot des essais sur 70 cm. Ceux-ci ont commencé un peu en retard de sorte que le dépouillement n'en est pas très avancé. La diversité transversale avait pour but entre autres de vérifier la légitimité de l'hypothèse du gradient d'indice vertical. En fait on a observé des différences assez importantes entre les enregistrements mais nous ne savons pas encore s'il ne faut pas les attribuer aux légères différences de hauteur imposées par le terrain de réception.

Effets de focalisation.

Lorsqu'on parle d'ondes planes et de rayons on suppose implicitement que la répartition du flux dans un plan d'ondes est homogène. Cependant les ondes qui parviennent au récepteur après avoir traversé une atmosphère de structure irrégulière ne sont pas planes mais « quasi planes », bien que la surface d'ondes soit très voisine d'un plan les effets de convergence ou de divergence subis par les rayons font que la répartition du flux d'énergie sur cette surface est assez variable. L'énergie captée par l'aérien est donc plus ou moins grande suivant qu'il se trouve dans une zone de convergence ou de divergence des rayons (figure 5 c).

Pour étudier ces phénomènes par les voies de l'optique géométrique, il faut porter son attention sur la famille de rayons qui contribuent à l'apport d'énergie au récepteur. On peut faire un calcul approché dans le cas où le gradient de l'indice de réfraction est vertical et où les rayons font des angles petits avec le plan horizontal.

On sait que la théorie des rayons conduit à exprimer la courbure du rayon en chaque point par

$$\frac{d\alpha}{ds} = \frac{\overline{\text{grad } n} \cdot \overline{l}}{n} \quad (\text{fig. 5}).$$

α étant l'angle du rayon avec une direction fixe du plan vertical Emetteur-Récepteur par exemple la direction initiale du rayon.

Avec les hypothèses faites

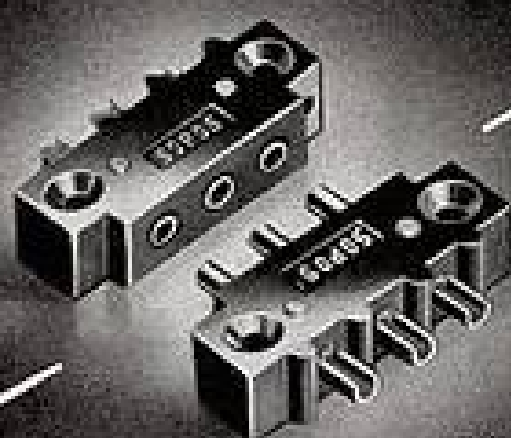
$$\overline{\text{grad } n} \cdot \overline{l} \approx \text{grad } n \approx \frac{dH}{dn}$$

$$\frac{dx}{ds} \approx \frac{dn}{dH}$$

Considérons maintenant ce qui se passe dans un plan perpendiculaire à l'axe Emetteur-Récepteur à la distance x_p de l'émetteur ; ce plan est à peu près une surface d'onde. Un rayon issu de l'émetteur est courbé par la réfraction, au lieu d'atteindre le

FICHES SUBMINIATURES

3 FICHES 7 CAPOTS
30 COMBINAISONS



SM 3

15 Ampères
500 V. ALT.



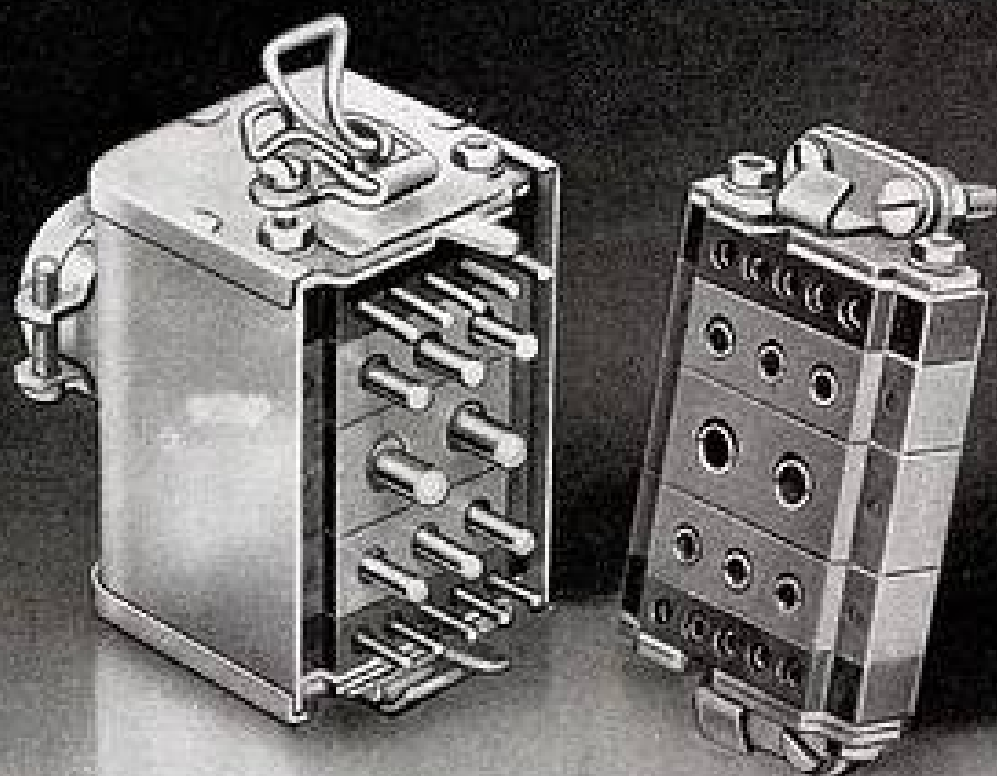
SM 5

5 Ampères
250 V. ALT.



SM 2

25 Ampères
750 V. ALT.



**S
O
P
O
S**

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE

ETS SOCAPEX-PONSOT

9, Rue Édouard-Nieuport, SURESNES (Seine)

LONGchamp 20-40 / 41 / 42

point M_1 correspondant au cas de la propagation rectiligne il parvient au point M'_1 . On posera :

$$H_{M'_1} - H_{M_1} = h$$

Un deuxième rayon très voisin du premier, faisant à l'origine l'angle $\Delta\alpha_0$ avec lui atteindra le point M'_2 au lieu du point M_2 ; par suite de l'inégalité

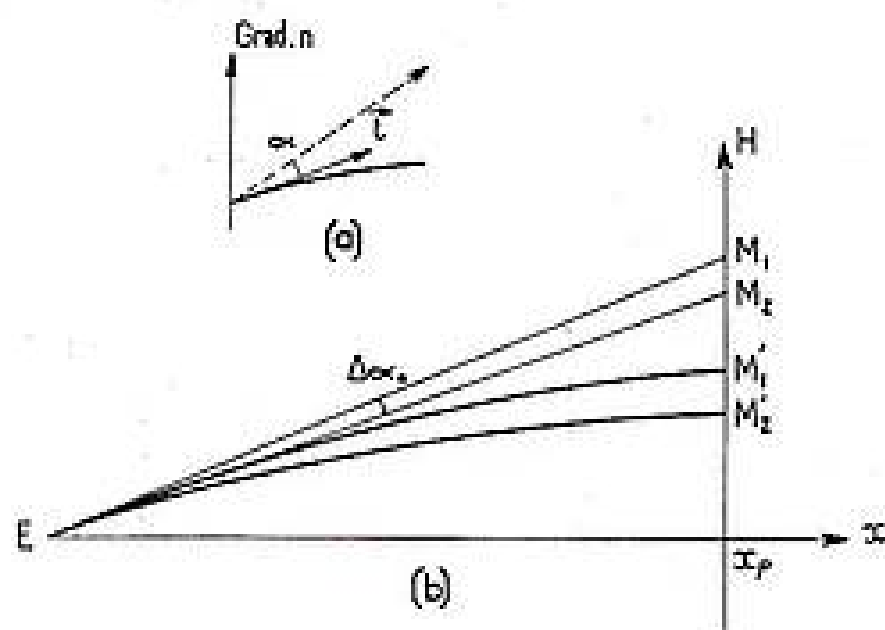


FIG. 5 a et 5 b.

des gradients d'indice rencontrés sur leurs trajets par les deux rayons, $H_{M'_2} - H_{M_2}$ sera différent de h .

On posera :

$$H_{M'_2} - H_{M_2} = h + y$$

la quantité y caractérise l'effet de focalisation ; en première approximation le rapport du flux d'énergie reçue par un aérien dont la surface équivalente est vue de l'émetteur sous un angle voisin de $\Delta\alpha_0$ au flux d'énergie reçue par le même aérien dans le cas d'une onde plane homogène est donné par :

$$\Phi = \frac{w}{w_0} = \left| \frac{M_1 M_2}{M'_1 M'_2} \right| = \left| \frac{x_p \Delta\alpha_0}{x_p \Delta\alpha_0 + y} \right|$$

Il faut évaluer h et y ; le calcul de h fournit le trajet suivi par le rayon. Dans le cadre des hypothèses que nous avons faites, on peut confondre l'arc de courbe s avec l'abscisse x , il vient :

$$\begin{aligned} h &= \int_0^{x_p} \alpha(x) dx \text{ avec } \alpha(x) = \int_0^x \left(\frac{d\alpha}{dx} \right) dx \\ &= \int_0^x \text{grad } n(x) dx \\ h(x_p) &= \int_0^{x_p} dx \int_0^x \text{grad } n(x) dx \\ &= \int_0^{x_p} (x_p - x) \text{grad } n(x) dx = \int_0^{x_p} (x_p - x) \frac{dn}{dH}(x) dx \end{aligned}$$

Pour calculer $y(x_p)$ on supposera que la variation de l'indice est suffisamment régulière pour que sa dérivée seconde par rapport à H soit constante entre les deux rayons voisins ; en réalité cette hypothèse demande à être confirmée par des mesures météorologiques fines.

Il vient alors en désignant par Δ (grad n) la variation du gradient du premier au deuxième rayon dans le plan d'abscisse x

$$\begin{aligned} y(x_p) &= \int_0^{x_p} (x_p - x) \Delta \text{grad } n(x) dx \\ y(x_p) &= \int_0^{x_p} (x_p - x) \frac{d^2 n}{dH^2} [x \Delta \alpha_0 + y(x)] dx \quad (10) \end{aligned}$$

L'équation intégrale à limite variable ainsi obtenue est équivalente à une équation différentielle du deuxième ordre à laquelle conduisent deux dérivations successives par rapport à x_p

$$y'' - p(x)y - x \Delta \alpha_0 p(x) = 0 \quad (11)$$

en posant :

$$\frac{d^2 n}{dH^2} = p(x)$$

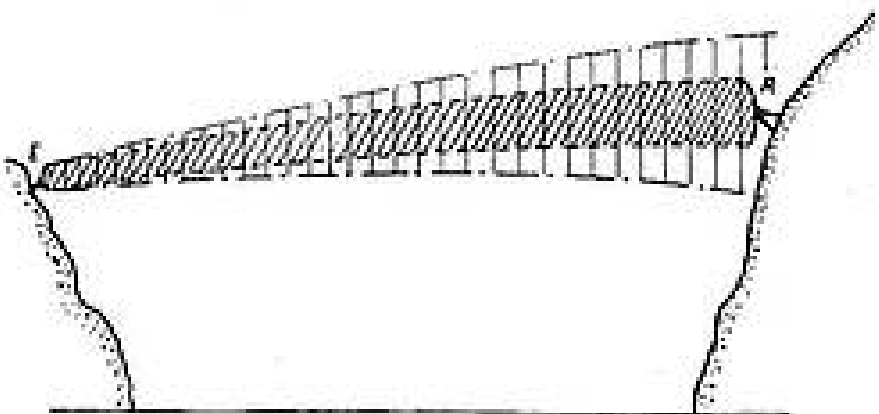


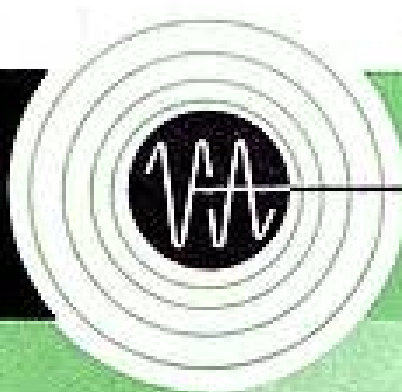
FIG. 5 c.

la solution cherchée est celle qui correspond à $y(0) = y'(0) = 0$.

Qu'on utilise l'une ou l'autre des deux formes (10) et (11) il faut connaître d'une part le trajet suivi par le rayon, d'autre part la valeur de $\frac{d^2 n}{dH^2}$ le long de ce trajet pour évaluer l'importance de l'effet de focalisation.

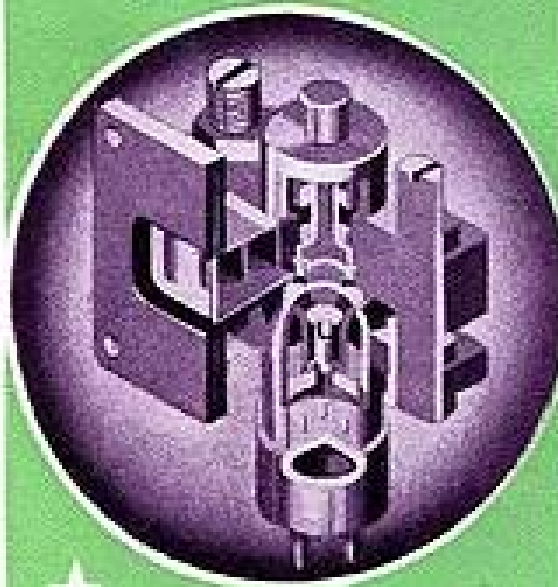
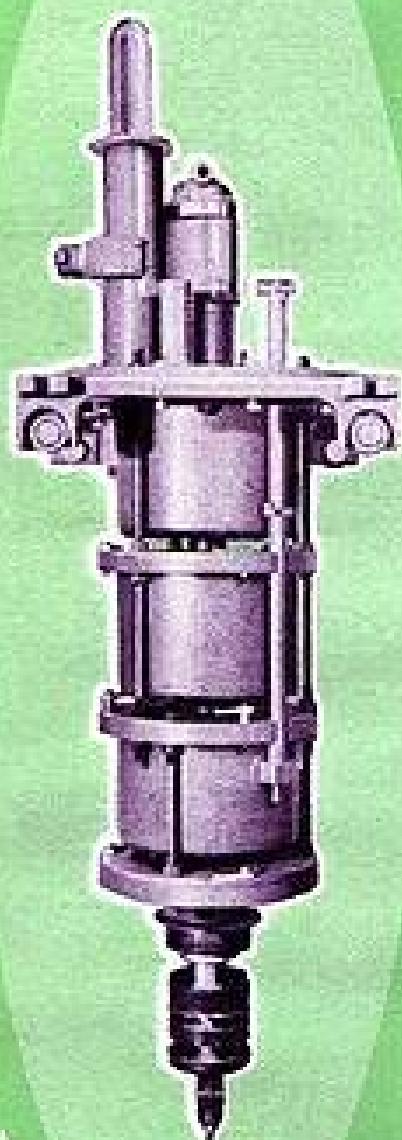
Les relevés de courbes d'égal indice au moyen de sondages par avion comportent deux causes d'erreurs ; la première réside dans l'imperfection des appareils de mesure, dont la constante de temps risque d'être trop grande et d'atténuer les variations réelles. La deuxième provient du fait que les mesures sont trop espacées pour connaître la structure fine de l'indice. Cependant si comme on l'a dit on fait l'hypothèse que la variation de l'indice en fonction de la hauteur est assez régulière, on peut tirer partie des « cartes d'indice ». Le problème est alors de

KLYSTRONS



VARIAN associates
PALO ALTO, CALIFORNIA

Agence PUBLITEC-DOMENACH



PERFORMANCES INÉGALÉES DANS TOUTES LES APPLICATIONS

Leurs qualités : performance - robustesse - stabilité en fréquence - grande puissance - longue durée de vie

TYPE TUBE	DESCRIPTION	FREQUENCE	PUISANCE
X-12	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	12.4-17.5 kMc	30 mW
X-13	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	8.3-12.4 kMc	250 mW
X-13B	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	7.3-11.0 kMc	250 mW
V-23	Oscillateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	9.1-11.0 kMc	5 watts
1-25 E, S, F, I,	Oscillateur reflex, Accords par une seule vis et un écrou de blocage. Culot axial.	5.3- 7.5 kMc	0.1 à 1 W
V-33	Amplificateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	9.1-11.0 kMc	6 watts
V-33B	Amplificateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	8.3-10.0 kMc	6 watts
V-39C	Oscillateur reflex, à cavité externe. Culot en résine phénolique. Cavité de réglage VA-1239.	10-13.5 kMc	150 mW
V-46C	Oscillateur reflex, à cavité externe. Culot en résine phénolique. Cavité de réglage VA-1240.	13-21 kMc	100 mW
V-43B	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	375-425 Mc	15 kW(cw)
V-43C	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	890-940 Mc	15 KW(cw)
V-45	Klystron multiplicateur, Accords par vis unique. Culot axial.	1.86/ 4.3 kMc	240 mW
V-53	Oscillateur reflex, Vis unique de réglage. Culot résine phénolique.	10.7-11.7 kMc	50 mW
V-54	Oscillateur reflex, Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	10.5-12.2 kMc	200 mW
V-55	Oscillateur reflex, Vis et écrous de réglage. Culot résine phénolique.	8.3-11.5 kMc	600 mW
V-58	Oscillateur reflex, Vis unique de réglage. Culot résine phénolique.	8.3-10.0 kMc	600 mW
V-62	Amplificateur à deux cavités Grille de contrôle Réglage par vis et écrous. Culot résine phénolique	9.1-11.0 kMc	4 W (cw) 100 W (pk)
V-63	Oscillateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé.	8.3-10.0 kMc	5 Watts
VA-65	Amplificateur à deux cavités, grille de contrôle, réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé	9.1-11.0 kMc	4 W (cw) 200 W (pk)
V-82	Amplificateur à 4 cavités, gain : 35 db, 2.5 % de facteur de travail.	9.3 kMc	5 kW, pk
VA-87B, C	Amplificateur à 4 cavités, gain : 40 db, 20 % de facteur de travail.	2700-2900 Mc	2 MW, pk
VA-92	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	14.0-17.5 kMc	30 mW
VA-92B	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	12.4-14.5 kMc	100 mW
VA-94	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	16.0-17.0 kMc	40 mW
VA-96	Oscillateur reflex, Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	22.0-25.0 kMc	30 mW
VA-97	Oscillateur reflex, Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	34.0-35.6 kMc	20 mW
V-133	Oscillateur reflex à cavité externe. Sorties en plastique moulé.	8.8- 9.6 kMc	35 mW
V-134	Oscillateur reflex, Réglage par vis et écrous. Culot en résine phénolique.	10.5-12.2 kMc	200 mW
V-135	Oscillateur reflex à cavité externe. Sorties en plastique moulé.	8.8- 9.6 kMc	55 mW
VA-137	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.3-10.0 kMc	140 mW
VA-201	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	8.3- 9.6 kMc	90 mW
VA-203	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.3- 9.6 kMc	30 mW
VA-206	Oscillateur reflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	3.6- 7.6 kMc	175 mW
VA-207	Oscillateur reflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	6.8-11.0 kMc	80 mW
U-220 E, S, F, I,	Oscillateur reflex, réglage par vis unique. Culot axial.	5925-7425 kMc	1 watt
VA-220J	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot axial.	4.9- 5.3 kMc	1 watt
U-221 E, S, F, I,	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot axial.	5925-7425 kMc	100 mW
VA-221H	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot axial.	5.35-5.56 kMc	40 mW
U-226 E, S, F,	Amplificateur à 4 cavités, gain : 50 db.	1700-2400 Mc	10 kW(cw)
VA-227J	Oscillateur reflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	2.0-12.0 kMc	225-40 mW
U-227-2212	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	470-890 Mc	35 kW(cw)
U-2310 - Y/280	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.3-10.0 kMc	125 mW
U-2311 - Y/281	Identique au type 260, avec l'axe d'accord à méplat.	8.3-10.0 kMc	125 mW
Y-262	Identique au type V-260, avec surface de contact plaqué or.	8.3-10.0 kMc	125 mW
U-2312 - Y/276	Identique au V-260, excepté sorties en plastique moulé.	8.3-10.0 kMc	125 mW
U-2313 - Y/280	Oscillateur reflex, Réglage par vis et écrous. Culot en résine phénolique.	8.3-10.5 kMc	140 mW
U-2314 - Y/280	Identique au Y-280, mais sortie en plastique moulé.	8.3-10.5 kMc	140 mW
U-2315 - Y/151	Oscillateur reflex, Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	8.3-10.0 kMc	140 mW
U-2316 - Y/151	Oscillateur reflex, Réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé.	8.3-10.0 kMc	125 mW

ROCKE
CERTIFIED

ROCKE INTERNATIONAL - BUREAU DE LIAISON

113, RUE DE L'UNIVERSITÉ, PARIS-7^e • TÉL. : INV. 99-20

déterminer les moyens de calcul numérique ou analogique propres à résoudre les équations (10) ou (11).

Un cas particulièrement simple est celui où la dérivée seconde de l'indice est constante le long du trajet ; il s'agit en somme d'un modèle d'atmosphère analogue au modèle standard mais l'approximation est parabolique au lieu d'être linéaire.

L'équation (11) s'intègre

A) $\frac{d^2n}{dH^2} = K \geq 0$ (divergence)

$$y'' - Ky - K \Delta\alpha_0 x = 0$$

$$y = \Delta\alpha_0 \left(\frac{\sqrt{K} x}{sh \sqrt{K} x} - x \right)$$

(y est du signe de $\Delta\alpha_0$ divergence)

l'effet de focalisation correspondant s'exprime par

$$\Phi = \frac{\sqrt{K} x}{sh \sqrt{K} x}$$

l'effet de focalisation s'exprime par

$$\Phi = \frac{\chi x}{\sin \chi x}$$

pour les faibles valeurs de χx $y \sim \frac{\Delta\alpha_0 K x^2}{6}$

Le domaine de validité de la solution est limité aux valeurs de $x < \frac{\pi}{\chi}$ pour laquelle les deux rayons se croisent.

Interprétation de certains faits expérimentaux au moyen de la focalisation.

1° Cette théorie permet d'expliquer en partie la rapidité des fluctuations du signal reçu ; en effet, dans une atmosphère perturbée, il suffit de faibles variations locales de la distribution de l'indice pour modifier sensiblement le signal par suite de l'effet d'accumulation le long du trajet.

Lorsque le phénomène de focalisation se superpose à l'interférence de deux ondes, par exemple,

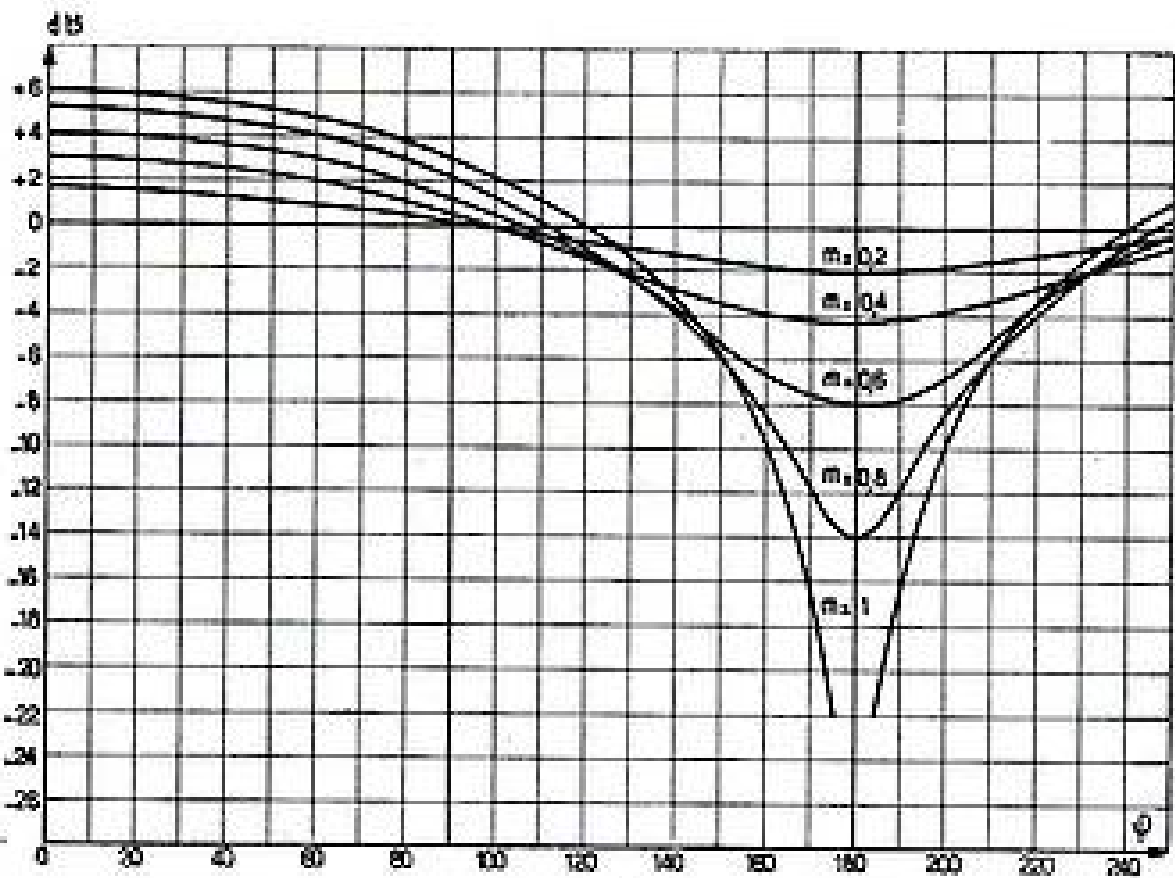


FIG. 6.

pour les faibles valeurs de $\sqrt{K} x$ $y \sim \frac{\Delta\alpha_0 K x^2}{6}$

B) $\frac{d^2n}{dH^2} = K < 0$ (convergence)

posons :

$$K = -\chi^2$$

$$y = \Delta\alpha_0 \left(\frac{\sin \chi x}{\chi} - x \right)$$

l'onde directe et l'onde réfléchi, il accentue les variations du signal résultant. On peut construire le diagramme donnant l'amplitude du signal résultant de l'interférence de deux ondes en fonction du déphasage φ des deux ondes en prenant pour référence l'amplitude de l'onde de plus grande amplitude et pour paramètre m l'amplitude relative de la seconde (fig. 6).

On voit qu'une défocalisation du rayon direct équivaut à une augmentation de m et peut entraîner un affaiblissement important si le déphasage φ est assez voisin de $(2K + 1)\pi$; il en est de même d'une focalisation du rayon réfléchi.

SUPERSONIC

TOUTES ETUDES ET REALISATIONS DE

BOBINAGES SPECIAUX A USAGE PROFESSIONNEL

22, AVENUE VALVEIN • MONTREUIL SOUS/BOIS - TEL. AYR. 57-30

2° La différence de comportement que l'on a observée entre les diversités de fréquence et de hauteur s'interprète également. Dans le premier cas les trajets sont à peu près identiques et les deux signaux reçus subissent les mêmes effets de focalisation. Il n'en est pas toujours de même pour deux aériens dont l'altitude diffère d'une dizaine de mètres.

Cependant cette théorie est loin de tout expliquer, en particulier, même lorsqu'on lui associe la théorie des trajets multiples, elle ne rend pas compte des effets sélectifs qu'on observe si fréquemment lors des fluctuations rapides et profondes du signal. D'ailleurs elle n'est qu'une extension de l'optique géométrique et il ne faut pas oublier que celle-ci ne constitue une approximation valable pour les ondes radioélectriques que sous deux conditions (voir par ex. *Propagation of short Waves* — Kerr — Collection du M.I.T., vol. n° 13).

La première exprime que le gradient d'indice ne doit pas trop varier entre deux points séparés par une distance voisine de la longueur d'onde ; par conséquent on exclut ainsi les réflexions partielles sur les « discontinuités » d'indice et les champs de diffusion.

La seconde impose que les effets de focalisation ne soient pas trop intenses ou plus précisément qu'on ne se trouve pas dans des zones de caustique pour les rayons.

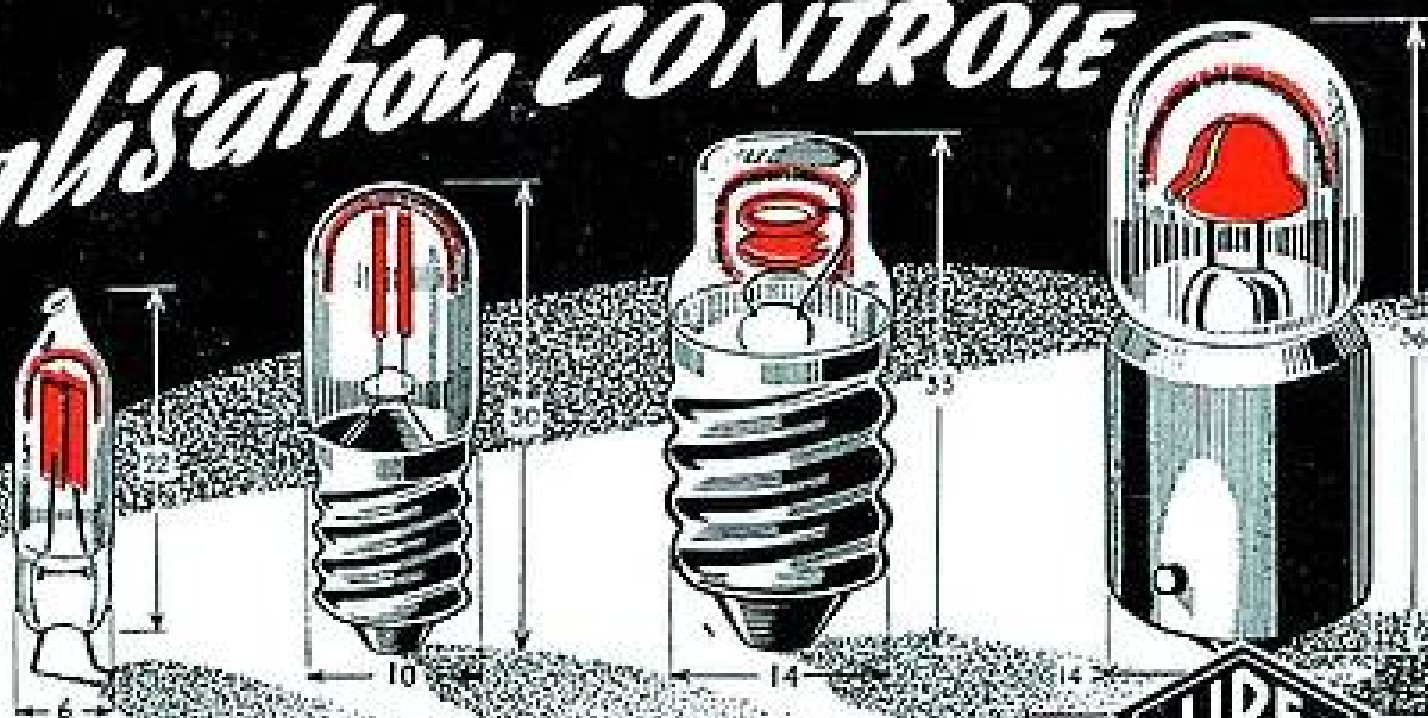
Conclusion.

L'hypothèse des trajets multiples est nettement insuffisante pour expliquer les variations du champ. Si on lui adjoint les effets de focalisation, on éclaireit un certain nombre de points concernant en particulier la diversité d'espace et de fréquence, mais toutes les fluctuations rapides où se manifestent des effets fortement sélectifs sont encore obscures. Deux voies d'interprétation n'ont pas encore été suffisamment étudiées :

La première fondée sur les irrégularités de l'indice dans l'atmosphère demande avant tout des mesures météorologiques précises.

La deuxième consiste dans l'analyse de ce qui se passe au voisinage des caustiques au moyen d'une théorie appropriée.

Signalisation CONTRÔLE



NÉON L.I.R.E.

LABORATOIRE INDUSTRIEL
ET DE RECHERCHES ELECTRONIQUES

69, RUE DES GALVENTS — CLAMART (SEINE) — TEL. : MIC 46-19



DEMANDEZ
notre documentation
complète

Agence DOMENACH



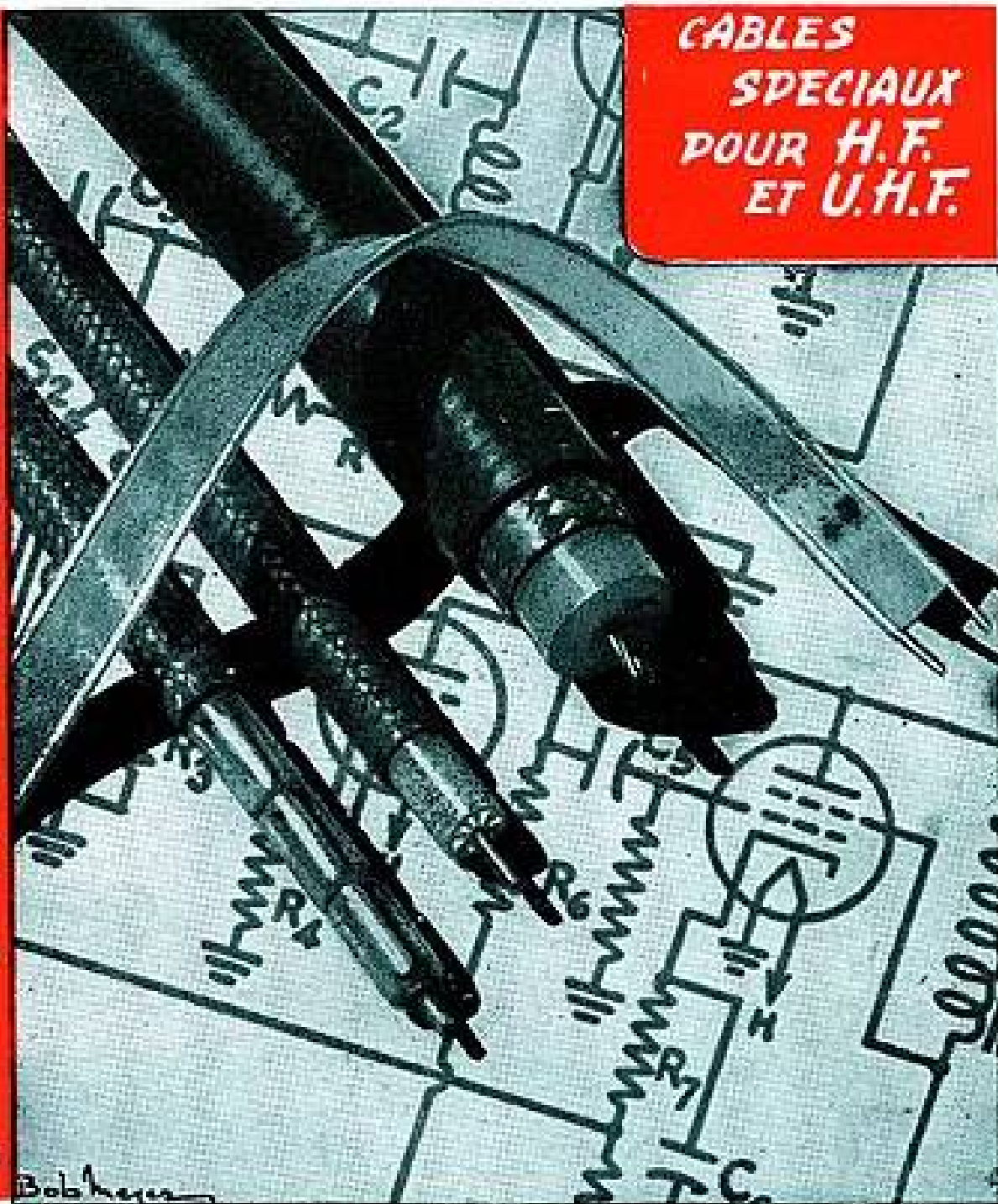
LES CABLES DE LYON

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.



ÉTUDE DE L'INFLUENCE DE LA TURBULENCE ATMOSPHÉRIQUE SUR DES LIAISONS MÉDITERRANÉENNES EN ONDES ULTRA-COURTES ⁽¹⁾

PAR

François du CASTEL
Ingénieur des Télécommunications
au C.N.E.T. (L.N.R.)

I. Caractéristiques géographiques et radioélectriques des liaisons étudiées.

Les liaisons , qui servent de base à cette étude, ont fonctionné entre la Corse et la côte méditerranéenne durant les années 1953 à 1955 [1] [2].

Les émetteurs étaient situés en Corse sur un sommet voisin d'Ajaccio (La Punta alt. 760 m), les récepteurs sur le Continent à diverses altitudes (Fort du Mont Agel alt. 1 140 m, Fort de la Tête de Chien alt. 570 m, Musée Océanographique de Monaco alt. 80 m). Les caractéristiques géographiques des liaisons figurent sur le tableau I.

Les coupes des trajets sont représentées sur la figure 1 avec un rayon fictif de la terre de $4a/3$. La situation géographique des liaisons est représentée sur la carte, figure 2.

Les caractéristiques radioélectriques des liaisons sont indiquées sur le tableau II, où les grandeurs sont exprimées en dB.

⁽¹⁾ Communication présentée en séance de section à la Société des Radioélectriciens le 3 juin 1955.

Les aériens utilisés étaient pour le 70 cm, à l'émission une parabole de diamètre 3 m, à la réception des doubles yagis, à 7 éléments ; pour le 22 cm des cornets ; pour le 10 cm des paraboles de diamètre 1,80 m. Les angles caractérisant les diagrammes de rayonnement (pour les liaisons en-dessous de l'horizon) ont les valeurs indiquées au tableau III. (angle d'ouverture horizontal et vertical à demi-puissance).

La puissance recevable en espace libre et la marge

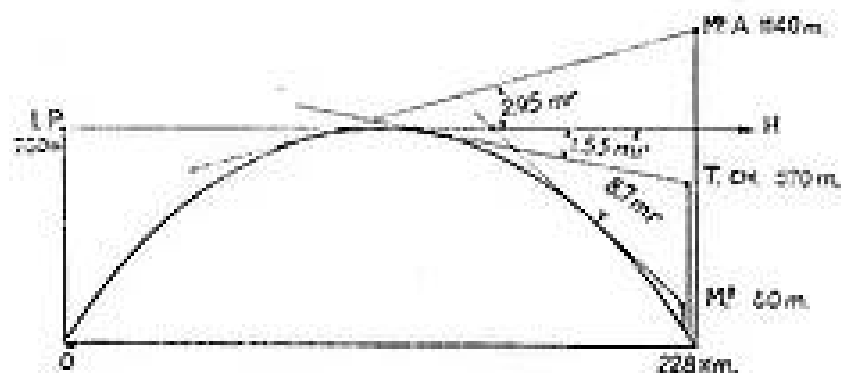


FIG. 1. — Coupe des liaisons (terre radioélectrique $4/3$).

théorique de réception en-dessous de cette valeur jusqu'au bruit théorique sont, en exprimant par les symboles majuscules les valeurs en dB des grandeurs

TABEAU I
Caractéristiques géographiques des liaisons

Emission	Hauteur h m	Réception	Hauteur h m	Distance d km	Angle des horizons 0 millirad	Longueur d'onde λ cm	Fréquences Mc/s
La Punta	760	Mt Agel	1 140	228	- 3	70, 22, 10	432
		T. de Chien	570	225	1,5	70, , 10	3 150
		Monaco	80	224	8,7	70	1 400

**POUR
DIRIGER
CONTROLLER
SURVEILLER
COMMANDER**

SANS FIL



EXPLOITATIONS
FORESTIÈRES &
AGRICOLLES



CHANTIERS
MINES • USINES



TRANSPORTS
ROUTIERS
• TAXIS •



LIAISON
CÔTE-NAVIRES
REMORQUEURS
SERVICES
PORTUAIRES &
FLUVIAUX



SERVICES PUBLICS

• POLICE •
• POMPIERS •



DÉFENSE CIVILE
AMBULANCES
MÉDECINS



CHEMIN DE FER
GARES DE TRIAGE
ENTREPÔTS



• DOUANE •
LIAISON
HERTZIENNE
ETC... ETC...

**D'UN EMPLOI ILLIMITÉ
LE**

MOBILOPHONE

SIMPLEX ET
• DUPLEX •

70 - 87,5 ET
156 - 174 Mc/s

POSTE MOBILE
COMMANDE
À DISTANCE



POSTE MOBILE
MONTAGE SOUS
TABLEAU DE BORD

POSTE FIXE
• TRT 296 •



TRT

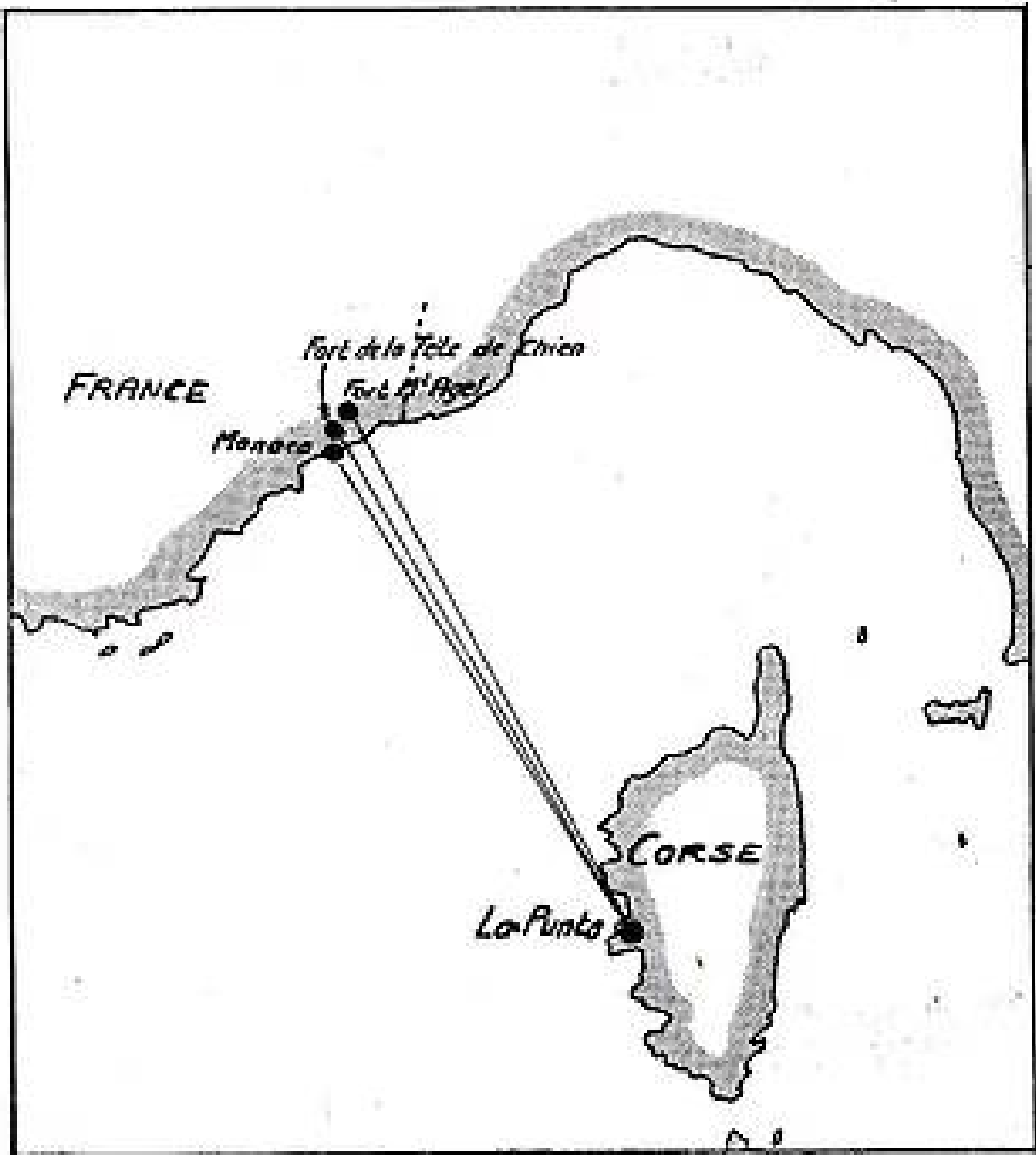


26, RUE BOYER — PARIS-XX^e — TÉLÉPHONE : MÉNIL 62-94

TABLEAU II
Caractéristiques radioélectriques des liaisons

	Lgr d'onde dB /m	Puissance d'émission <i>P</i> dB /W	Gain aérien émission <i>G</i> dB /dipôle	Gain aérien réception <i>G</i> dB /dipôle	(Distance) <i>2 D</i> dB /km	Bde pass. <i>D</i> dB /kc /s	Fact. de Bruit <i>F</i> dB
70 cm	- 3	15	18	13	47	10	10
22 cm	-13	23	23	23	47	30	15
10 cm	-20	3	33	33	47	25	13

FIG. 2. — Situation géographique des liaisons.



dans les mêmes unités pratiques que celles du tableau II (Puissance de réception en dB /mW).

$P_o = - 52 + P_e + G_e + G_r + 2 A - 2 D$			
$P_o - P_b = 92 + P_e + G_e + G_r + 2 A - 2 D - B - F$			
	70 cm	22 cm	10 cm
Puissance espace libre	- 56	- 43	- 50 dB /mW
Marge de réception	68	56	56 dB

II. Caractéristiques des champs attribuées à l'influence de la turbulence atmosphérique.

Les bandes enregistrées aux diverses réceptions se présentent sous des aspects assez variés. On peut raisonnablement penser que l'apparition de scintillation est caractéristique des effets de la turbulence, même si d'autres phénomènes peuvent intervenir, et s'efforcer de dégager les enregistrements affectés de scintillation aux trois stations de réception.

A la station la plus basse (Monaco) où seule fonctionnait une liaison sur 70 cm, les enregistrements,

TABLEAU III
Lobes des aériens

	angle horizontal α	angle vertical β
70 cm émission	0,07 rad. (4°)	0,07 rad. (4°)
réception	0,16 rad. (9°)	0,07 rad. (4°)
10 cm émission et réception	0,035 rad. (2°)	0,035 rad. (2°)

dont des aspects caractéristiques sont décalqués sur les figures 3, font apparaître deux types de propagation principaux.

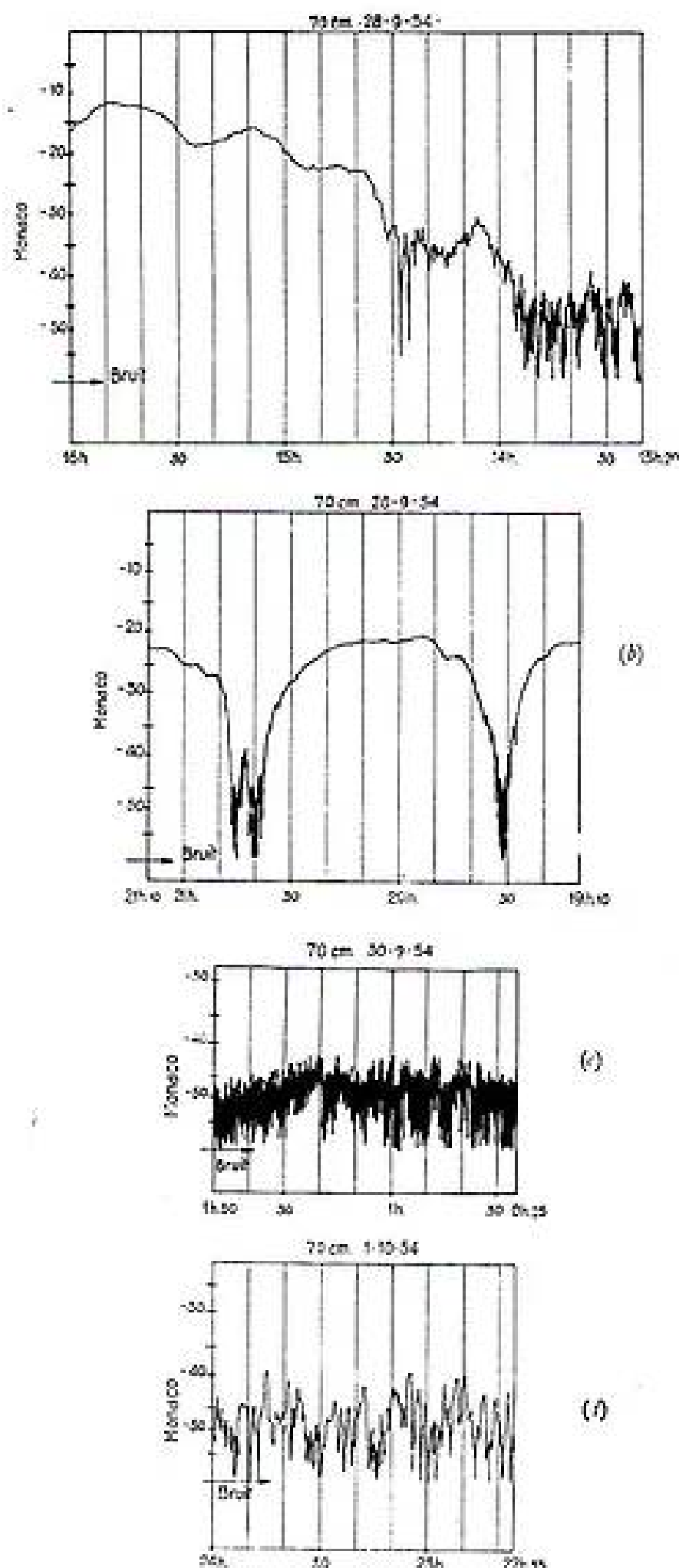


FIG. 3. — Types d'enregistrements observés à Monaco sur 70 cm.

(1) Soit un champ assez élevé et assez stable, jusqu'à 10 dB au-dessous de l'espace libre (fig. 3a après 15 h 30), parfois affecté d'évanouissements (fig. 3 b) dont le creux est fluctuant au-dessous de 45 dB.

(2) Soit un champ bien plus faible (fig. 3a avant 14 h) et fluctuant. Son niveau moyen varie entre — 45 et — 55 dB, les fluctuations pouvant d'ailleurs être plus ou moins rapides et d'amplitude variable (fig. 3c et 3d).

Il est plausible de penser que ce dernier type de champ est dû à une propagation derrière l'horizon, au-delà de la zone de diffraction sphérique (qui donnerait un champ de — 63 dB pour une réfraction standard), par diffusion liée à la turbulence atmosphérique. Cette propagation serait la propagation normale, laquelle peut être masquée par un champ plus fort provenant d'un autre phénomène (super réfraction, guidage, réfraction sur une couche d'inversion élevée, influence d'une couche d'inversion basse) [3]. La figure 9 donne, en représentation plane de la terre et courbe des rayons, une image des effets de quelques uns de ces phénomènes, qui pourraient être à l'origine du premier type de propagation observée.

On a donc considéré que l'effet de la turbulence se produisait au niveau correspondant à la propagation du type (2), lequel correspond aussi à l'apparition de fluctuations dans les creux d'évanouissements de type (1). Le niveau de ce champ a pour valeur médiane — 50 dB.

A la station intermédiaire (La Tête de Chien), située un peu en-dessous de l'horizon, deux liaisons ont fonctionné, sur 70 et 10 cm.

Sur 70 cm (fig. 4) le champ est

(1) soit élevé et stable (fig. 4a), parfois coupé d'évanouissements dont le creux est fluctuant au-delà d'un certain niveau (fig. 4b) ;

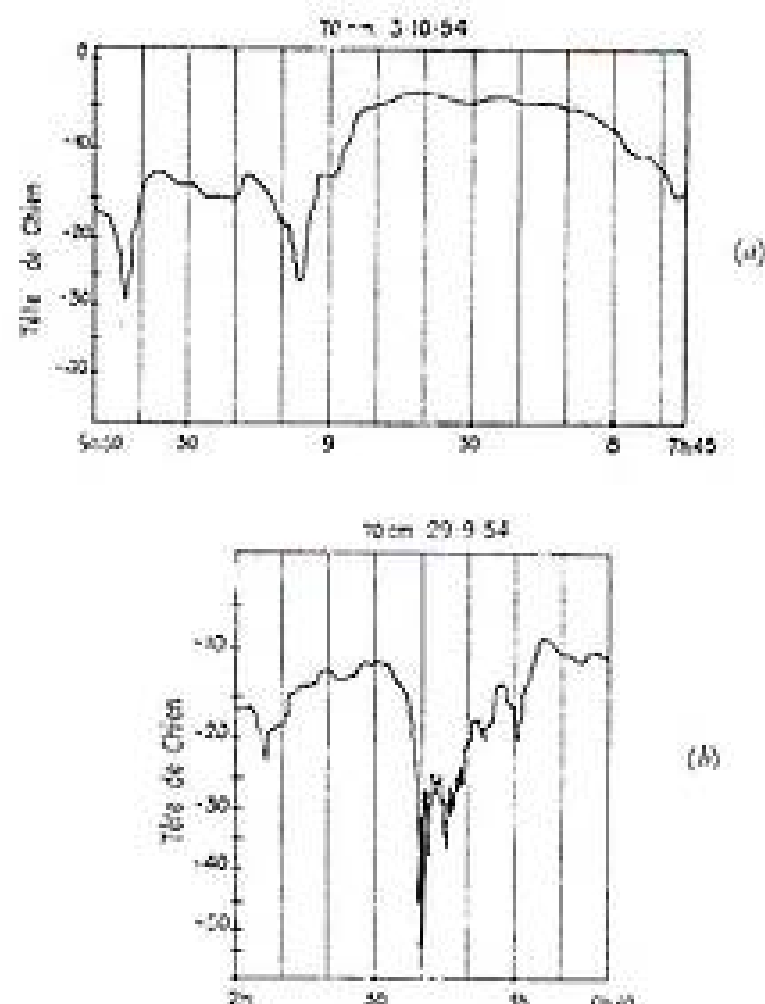


FIG. 4a et 4b. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 70 cm.

(2) soit un peu plus faible et affecté de scintillation (fig. 4c) ;

(3) soit nettement plus faible et fluctuant (fig. 4d).

Le champ normal doit être dû à la diffraction sphérique. Le calcul en atmosphère standard [1] donne un champ de -18 dB qui correspond au type (2) Mais pour des causes diverses, analogues à celles

un champ de diffusion plus élevé que le champ de diffraction. Le niveau du champ de diffusion déterminé de la même façon a pour valeur médiane -25 dB

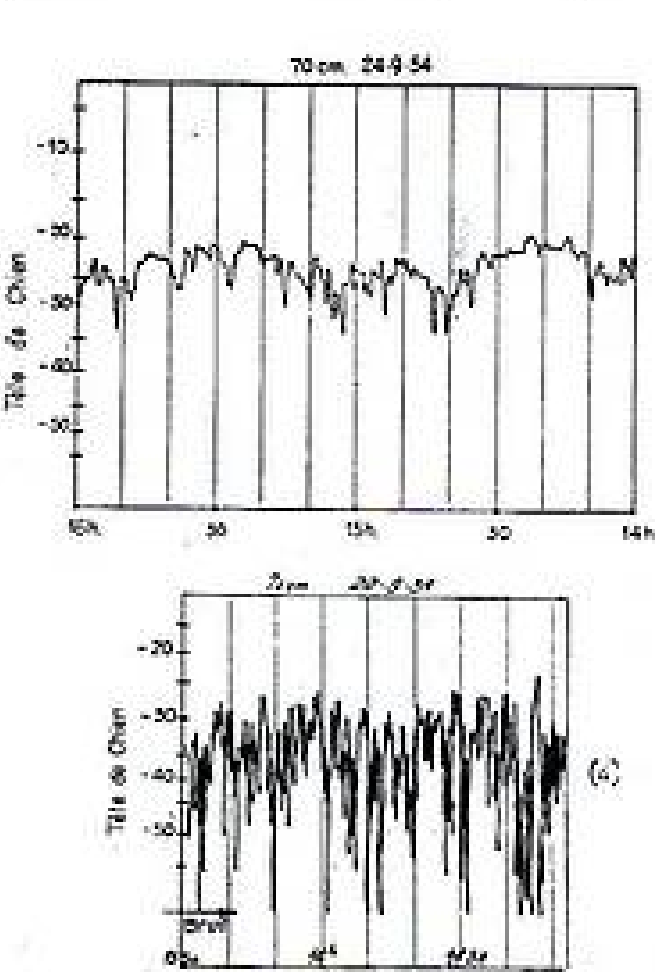


FIG. 4 c et d. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 70 cm

signalées plus haut (fig. 9) le champ peut être plus fort ou plus faible. Lorsque l'affaiblissement augmente la scintillation apparaît, puis au-dessous d'un niveau variant entre -25 et -35 dB le champ prend un aspect fluctuant.

On peut penser qu'il existe un champ de diffusion permanent, sous-jacent au champ de diffraction sphérique, et qui se traduit lorsque le niveau baisse par une scintillation ou une fluctuation. On pourrait, pour en chiffrer la valeur, raisonner sur un cas théorique de composition d'un vecteur de grandeur constante (champ de diffraction) et d'une somme de vecteurs plus petits et de phases aléatoires (champ de diffusion) et, à partir de la distribution statistique des champs scintillants, en déduire le rapport des deux champs. Il a semblé plus simple, sinon plus précis, de prendre pour niveau du champ de diffusion le niveau des champs fluctuants, qui correspond d'ailleurs à l'apparition de fluctuations dans le creux des évanouissements. Le niveau de ce champ a pour valeur médiane -38 dB.

- Sur 10 cm (fig. 5), le champ est
- (1) soit assez stable, mais avec une scintillation plus ou moins profonde (fig. 5a)
 - (2) soit plus élevé et coupé d'évanouissements fluctuants dans les creux (fig. 5 b).

Le champ normal de diffraction sphérique donnerait en atmosphère standard un niveau de -34 dB. Le champ de type (1) est de niveau plus élevé, variant entre -20 et -30 dB.

On peut raisonner comme pour le 70 cm, mais avec

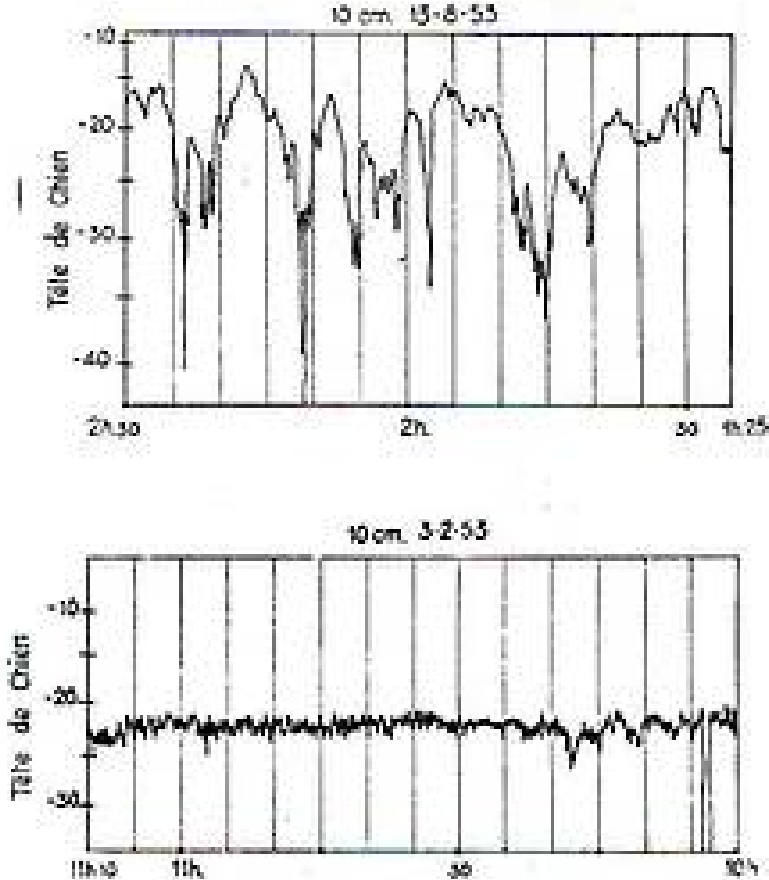


FIG. 5. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 10 cm.

A la station la plus élevée (Mont Agel) la liaison est, en atmosphère standard, au-dessus de l'horizon. Des liaisons y sont fonctionné sur 70, 22 et 10 cm.

- Sur 70 cm les exemples de la figure 6 montrent.
- (1) soit un champ stable et élevé, coupé d'évanouissements sans scintillation (fig. 6a) ;
 - (2) soit un champ plus faible où des fluctuation apparaissent dans les creux des évanouissements (fig. 6 b) ;
 - (3) soit un champ très atténué de caractère fluctuant (fig. 6c entre 22 et 23 h).

On peut encore interpréter ces divers aspects comme étant dû à l'existence d'un champ prépondérant, le champ direct voisin de l'espace libre, qui peut être affaibli, soit par interférence avec un rayon réfléchi sur le sol ou réfracté en altitude, soit par suite d'une stratification de l'atmosphère suivant

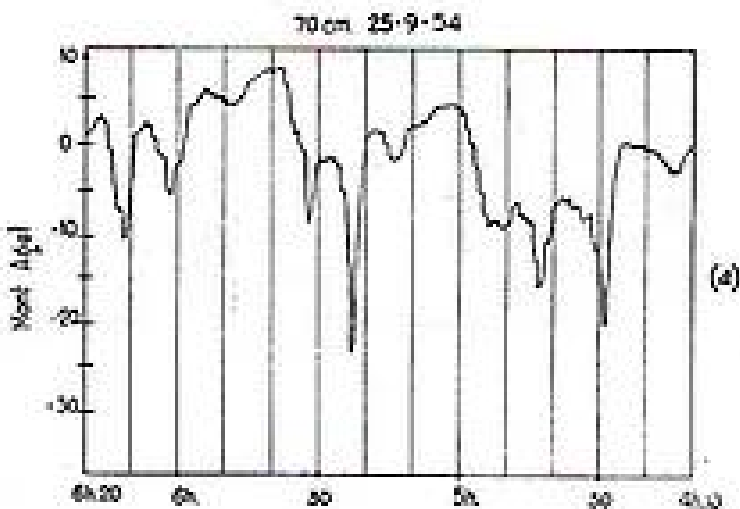


FIG. 6 a. — Types d'enregistrement observé au Mont-Agel sur 70 cm

les mécanismes schématisés sur la fig. 9. Un champ de diffusion existe cependant et se manifeste lorsque l'atténuation du champ principal est suffisante. Sa valeur médiane, déterminée également par le niveau des champs fluctuants, est de -35 dB.

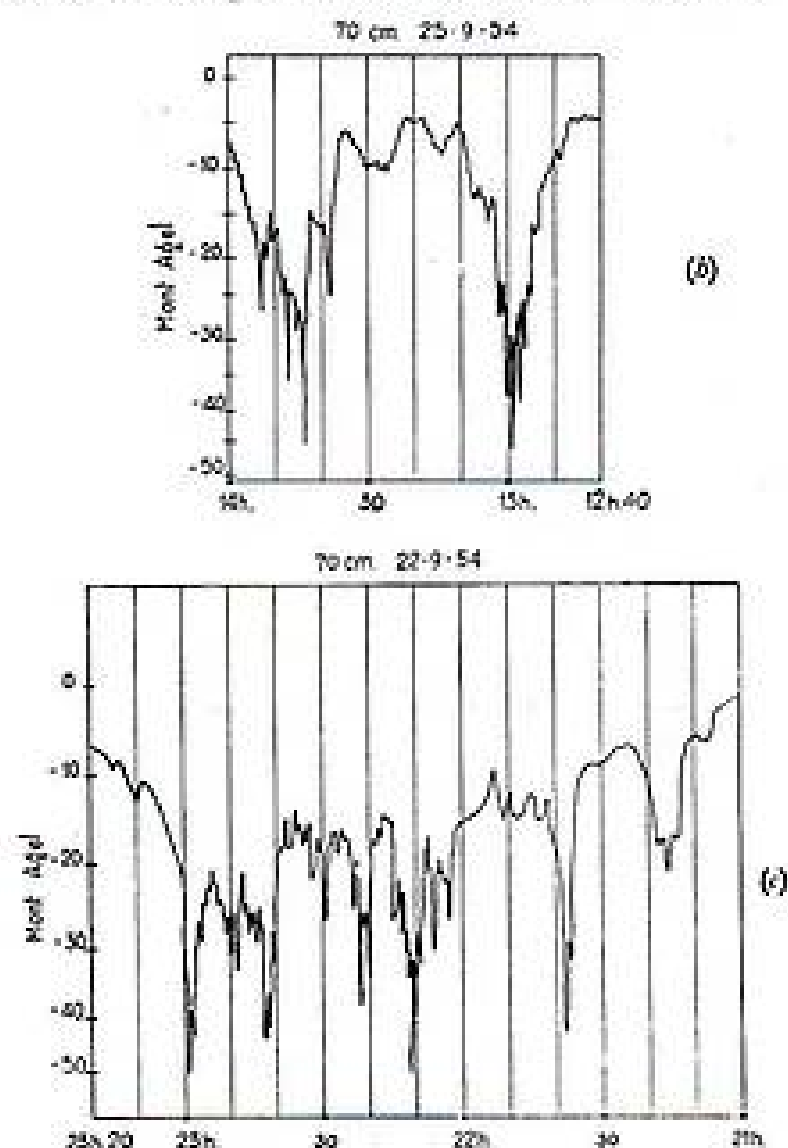


FIG. 6 b et 6 c. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 70 cm.

Sur 22 cm on retrouve des cas analogues, mais avec apparition à un niveau plus élevé de scintillation ou de fluctuation (fig. 7 a, b, c.)

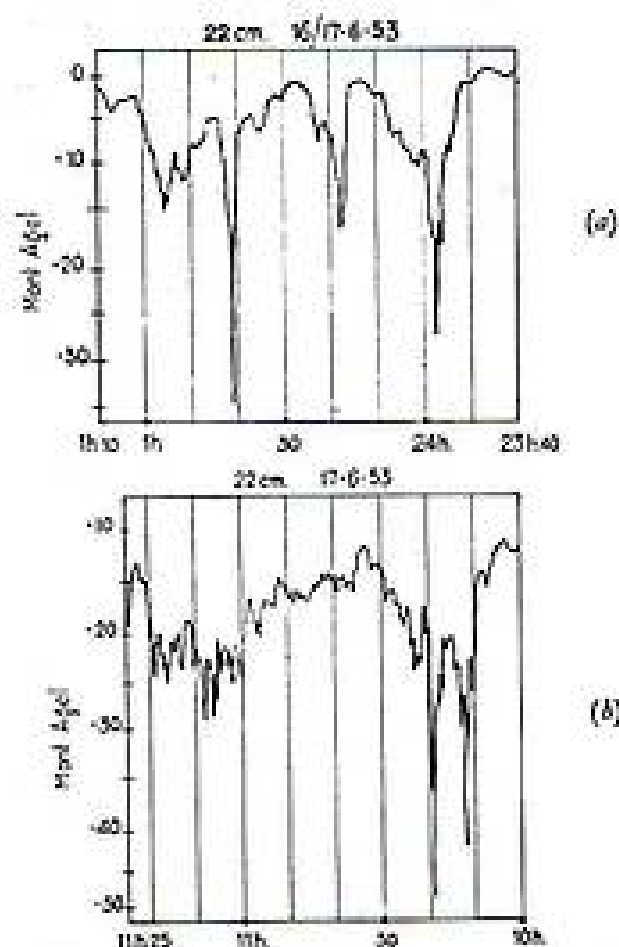


FIG. 7 a et 7 b. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 22 cm.

Le champ de diffusion peut être estimé présent à une valeur médiane de -25 dB.

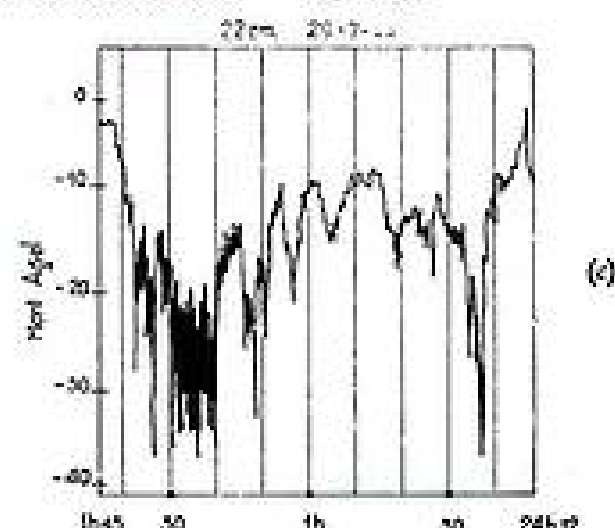


FIG. 7 c. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 22 cm.

Sur 10 cm, les figures 8a, 8b, 8c montrent des phénomènes semblables, avec une influence de la turbulence créant un champ plus voisin de la valeur du champ direct (apparition de scintillation sur les champs stables comme sur la figure 8 a).

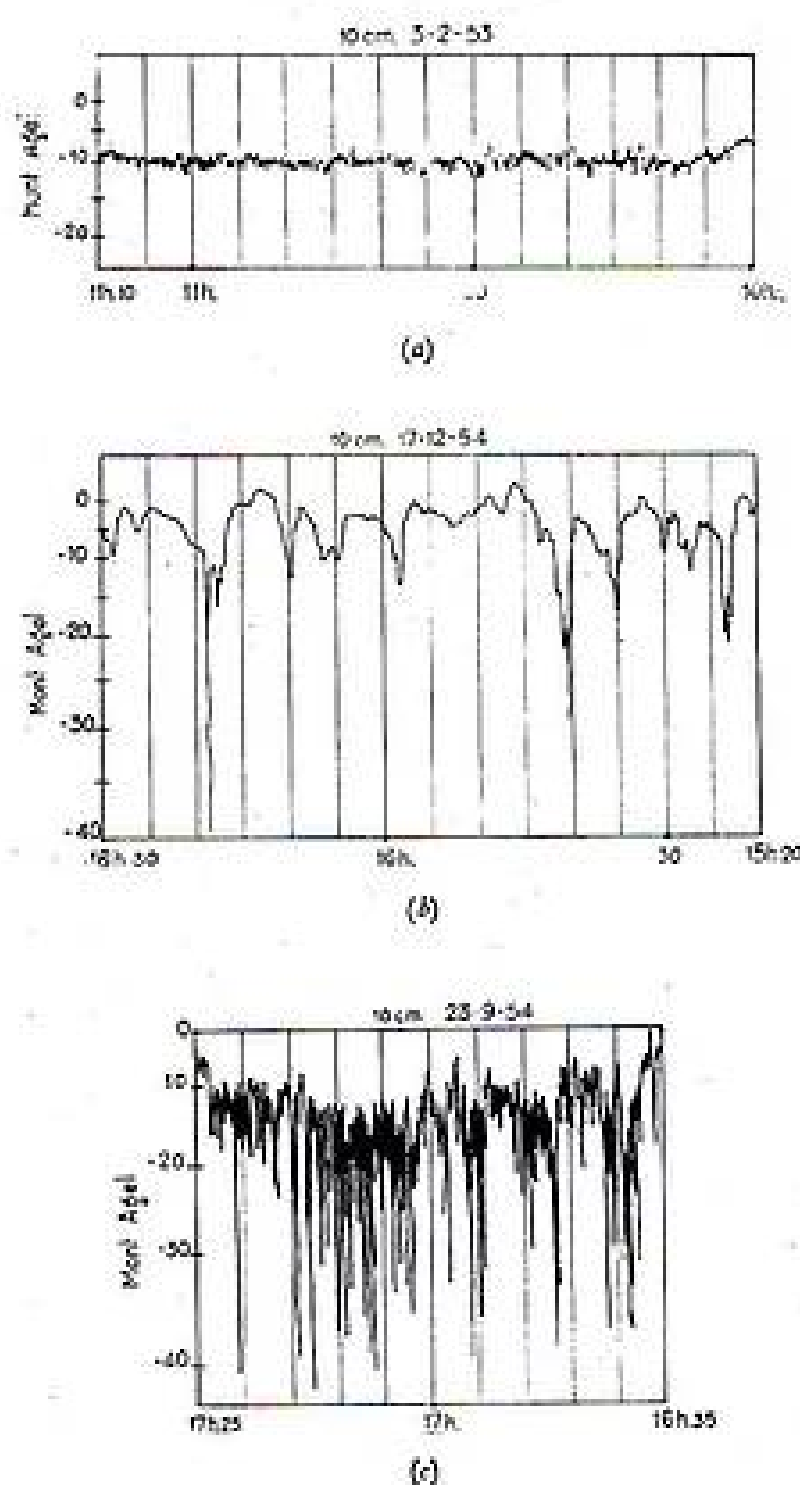


FIG. 8. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 10 cm.

La valeur médiane du champ de diffusion est ainsi trouvée égale à -18 dB.

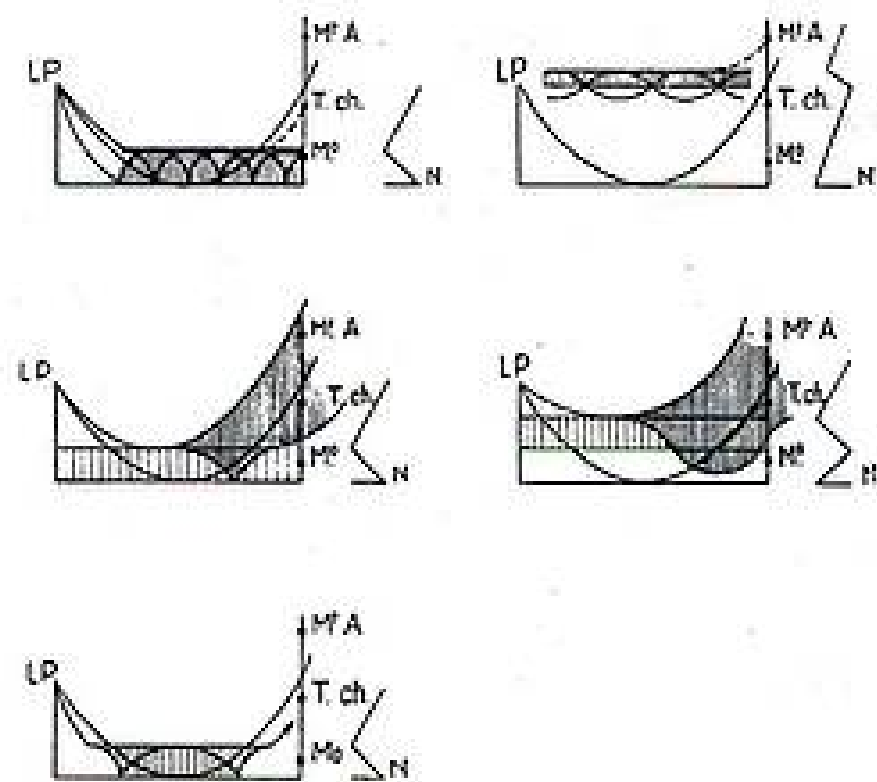


FIG. 9. — Influence d'une stratification de l'atmosphère sur la propagation.

Ces différentes valeurs des champs de turbulence, ainsi que les valeurs des champs médians globaux, sont reportées sur le tableau IV.

TABLEAU IV
Valeurs des champs observés

		Champ médian en dB au-dessous de l'espace libre	Champ de turbulence
Monaco	70 cm	42	50
Tête de Chien	70 cm	17	38
	10 cm	23	25
Mont Agel	70 cm	5	38
	22 cm	8	25
	10 cm	10	18

Ces différentes valeurs ont été reportées sur la figure 10 en fonction de la hauteur de réception, sur

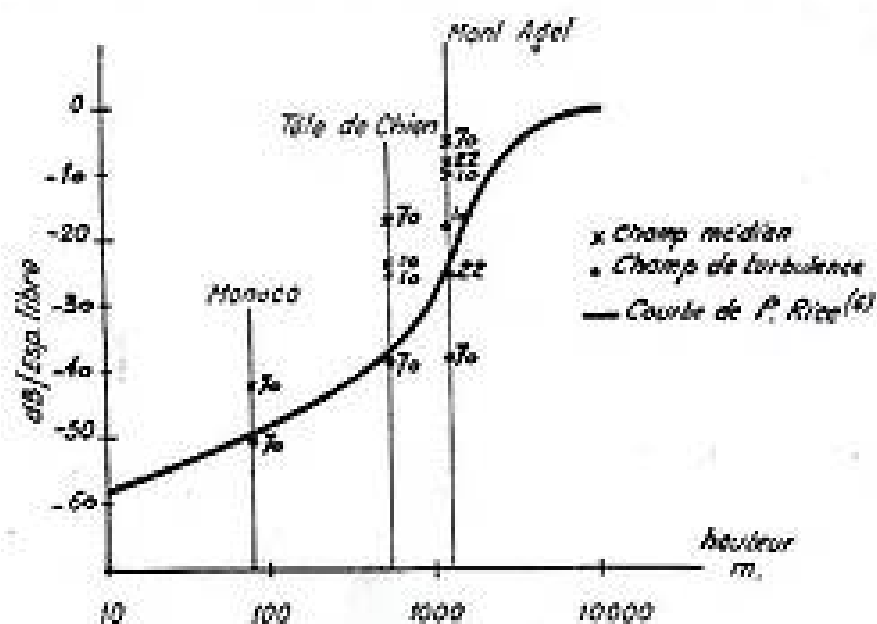


FIG. 10. — Affaiblissement de propagation en fonction de la distance angulaire.

la figure 11 en fonction de la distance angulaire (angle des horizons). On a indiqué sur la même figure deux courbes dues l'une à P. RICE [6] à partir de données expérimentales obtenues à 100 Mc/s (fig. 10),

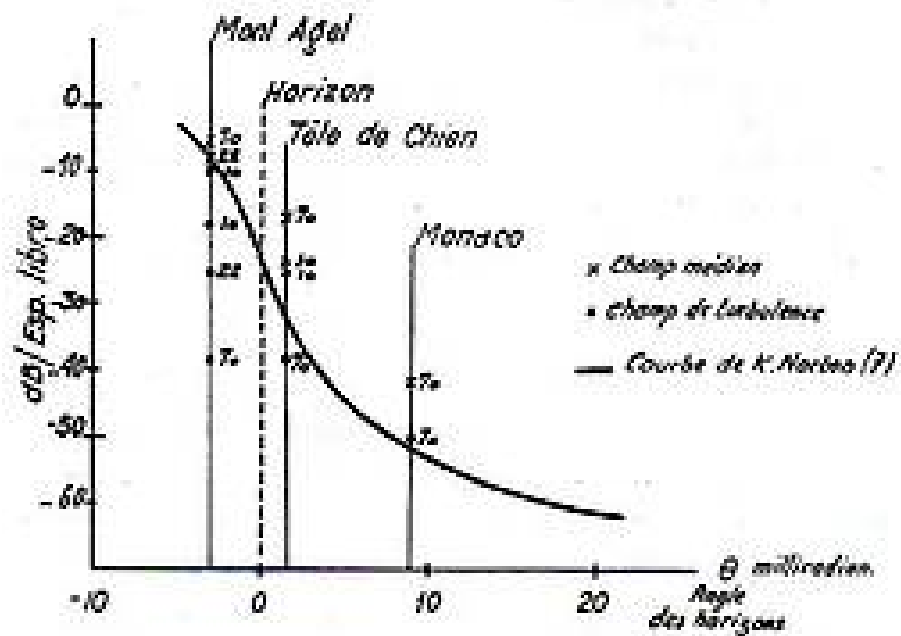


FIG. 11. — Affaiblissement de propagation en fonction de la hauteur de réception.

l'autre à K. NORTON [7] à partir de données obtenues à 1 000 Mc/s. Ces courbes n'étant que des courbes moyennes, il y a une certaine divergence avec les valeurs obtenues ici, qui peut provenir de l'influence particulière du climat méditerranéen.

III. Calcul du champ de turbulence.

Pour mener le calcul, d'après la théorie actuelle de la diffusion par turbulence troposphérique, on a étudié tout d'abord le champ produit par un élément de volume et cherché ensuite les volumes contributifs susceptibles de correspondre aux liaisons actuelles soit peu au-dessous de l'horizon, soit en visibilité radioélectrique.

Différents paramètres caractérisant la turbulence s'introduisent au cours de calcul. Les valeurs de champ trouvés précédemment permettront d'en calculer un ordre de grandeur.

1. Diffusion par un élément de volume.

On sait [8] qu'on peut exprimer la puissance diffusée par un élément de volume sous la forme

$$\sigma = \overline{n^2} \frac{2\pi^4}{\lambda^4} \frac{1}{K} \frac{dF(K)}{dK}$$

avec $K = \frac{4\pi \sin \theta/2}{\lambda}$ (Nombre d'onde)

$\overline{n^2}$ = valeur quadratique moyenne des fluctuations de l'indice de réfraction N . La fonction $F(K)$ est la transformée de FOURRIER de la fonction de corrélation des fluctuations de l'indice $(\overline{n_1}, \overline{n_2})$ en deux points :

$$F(K) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty N(\rho) \cos(K\rho) d\rho$$

$$N_{(\theta)} = \overline{n^2} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} \overline{n_1} \cdot \overline{n_1'} dt.$$

De même que $N(\rho)$ s'exprime par un produit des fluctuations $\overline{n}$ de N en deux points, $F(K)$ représentera le spectre des valeurs quadratiques moyennes des fluctuations, c'est-à-dire la fonction de répartition des densités énergétiques des éléments contribuant au champ, exprimée en nombre d'onde K .

Au lieu de K on peut introduire la grandeur $\Lambda = \frac{2\pi}{K} = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\theta}{2}}$, homogène à une longueur, qui est un vecteur porté par la bissectrice de l'angle θ . La fonction $F(K)$ devient une fonction $\Phi(\Lambda)$ qui représente de même la distribution des dimensions des éléments énergétiques contribuant au champ exprimée en longueur d'onde d'espace Λ .

On peut dire [9] que l'échange d'énergie ayant lieu dans l'atmosphère par l'intermédiaire de la turbulence, transformant l'apport (solaire) extérieur d'énergie en chaleur, se fait par échange progressif entre les éléments tourbillonnaires de dimensions de plus en plus petites, grâce aux forces de frottement entre ces éléments. L'échange est d'autant plus inten-

On voit apparaître une analogie, (valable dans les limites des hypothèses sur lesquelles repose la théorie [10]), avec une distribution fictive des irrégularités de l'atmosphère, pour l'élément de volume considéré, de dimension Λ .

On peut introduire alors un paramètre l , échelle moyenne de turbulence, qui peut se définir mathématiquement comme le rayon de corrélation des fluctuations de l'indice, et qui est physiquement une grandeur voisine de l'échelle microscopique définie plus haut. La distribution fictive ci-dessus sera alors semblable à un réseau de diffraction, la condition d'une puissance maximum renvoyée dans la direction θ s'exprimant par une relation entre l et Λ , avec la condition nécessaire $l < \Lambda$.

Mais quelle fonction $F(K)$ ou $\Phi(\Lambda)$ faudra-t-il alors choisir? Si on se réfère aux spectres de turbulence proposés par différents auteurs [11] [12] [13], on constate (fig. 12) qu'ils sont relativement voisins dans une large gamme de valeurs du nombre d'onde (ou de la longueur d'onde d'espace), et on peut prendre pour approximation de la fonction caractéristique

$$F(K) \simeq \frac{2}{\pi} \frac{K^{-2}}{l}$$

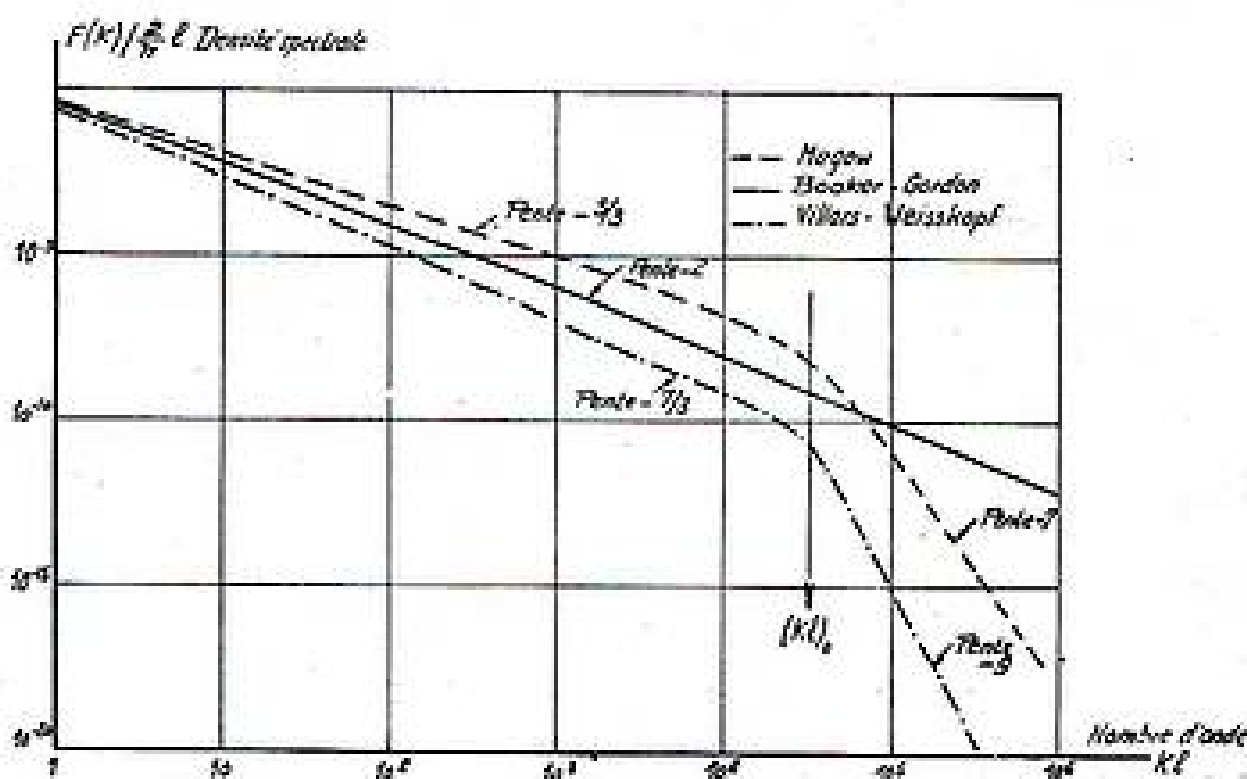


FIG. 12. — Spectres de turbulence.

se que les dimensions en sont plus petites, les gradients des vitesses se trouvant plus élevés. On voit ainsi apparaître deux dimensions caractéristiques de la turbulence, une échelle macroscopique correspondant aux éléments les plus grands intervenant dans cet échange, et une échelle microscopique correspondant à la viscosité de l'atmosphère, et pour laquelle l'échange est total.

La puissance diffusée par un élément de volume sera alors d'une part proportionnelle à la valeur quadratique moyenne des fluctuations de l'indice $\overline{n^2}$, d'autre part fonction de la seule composante de dimension Λ du spectre, correspondant à l'angle θ des directions reliant l'élément de volume considéré à l'émetteur et au récepteur.

La puissance élémentaire diffusée s'écrit alors, avec

$$\nu = \frac{\overline{n^2}}{l}$$

$$\sigma = \nu \frac{2}{\pi} \frac{\Lambda^4}{\lambda^4} = \nu \frac{2}{\pi} \frac{1}{\theta^4}$$

Elle dépend de la puissance -4 de l'angle de diffusion. Il est donc nécessaire de distinguer le cas où la liaison est au-delà de l'horizon et le cas où la liaison est en visibilité radioélectrique, pour l'intégration de σ dans le volume contributif.

2. Puissance diffusée pour les liaisons au-dessous de l'horizon.

Deux limitations immédiates de volume de diffusion apparaissent. D'une part l'angle minimum θ_0 des horizons, de l'autre les lobes des aériens. C'est dans la totalité du volume ainsi limité que les premiers auteurs [14] effectuaient l'intégration de la puissance diffusée (fig. 13).

Par la suite, dans l'hypothèse d'une décroissance assez rapide de la turbulence en altitude, W. GORDON

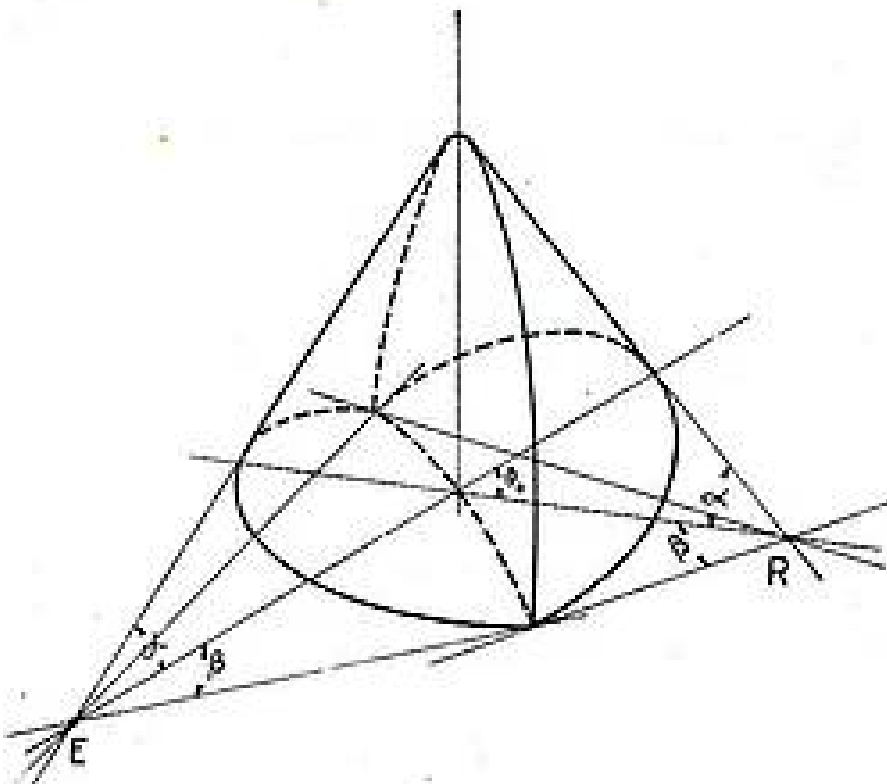


FIG. 13. — Volume de diffusion limité par les lobes des aériens.

[13] a suggéré une réduction de ce volume et sa limitation par un plan horizontal assez voisin du point de rencontre des horizons. Mais il semble que dans le cas des liaisons considérées une telle limitation ne soit pas valable, ce point de rencontre étant, en atmosphère standard, à une altitude de 80 m au-dessus du sol pour les liaisons avec Monaco et de quelques mètres seulement pour les liaisons avec la Tête de Chien, et non plus à plusieurs centaines de mètres comme dans les cas considérés par W. GORDON.

Une autre façon d'aborder l'étude du volume est celle utilisée par K. NORTON [15], dans l'interprétation des résultats du Mont Cheyenne, qui procède à une intégration dans tout l'espace. Mais celle-ci n'est possible que parce qu'il utilise des aériens isotropes, ce qui n'est pas le cas ici.

Enfin l'auteur a suggéré récemment [9] que la limitation du volume de diffusion découlait logiquement de la notion de longueur d'onde d'espace introduite plus haut. A chaque angle θ des rayonnements direct et diffusé correspond une valeur de Λ . Les valeurs de Λ possibles sont comprises entre une valeur maximum Λ_0 fixée par l'angle minimum θ_0 des horizons, et une valeur minimum Λ_1 correspondant aux plus petites dimensions des tourbillons (viscosité) qui fixe un angle maximum θ_1 . Le volume de diffusion est limité par ces deux valeurs θ_0 et θ_1

(fig. 14) (En d'autres termes on peut dire que seule une portion du spectre $\Phi(\Lambda)$ intervient).

Pour les liaisons considérées l'ignorance de la valeur minimum ne permet pas de choisir un tel volume, et en première approximation c'est un volume limité par les lobes d'aériens qui a été choisi, bien qu'il semble que le contrôle de la puissance reçue ne dépende de l'ouverture des aériens qu'au-dessous d'une valeur assez faible de l'angle d'ouverture [16].

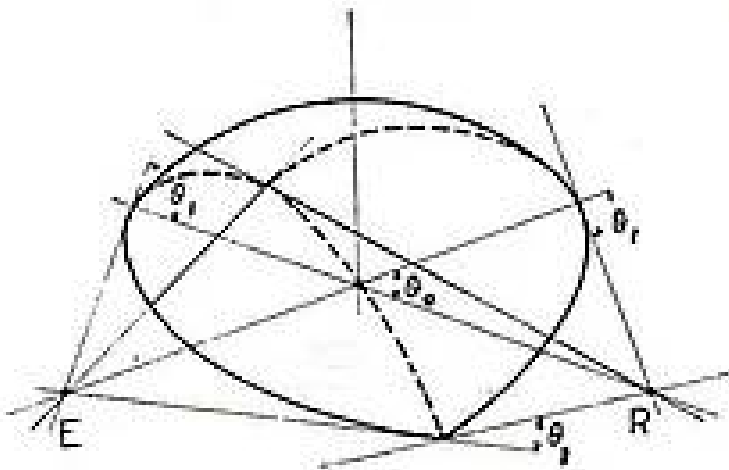


FIG. 14. — Volume de diffusion limité par les longueurs d'onde d'espace

La puissance diffusée s'écrit alors, en tenant compte de la réflexion au sol :

$$dP_d = 2 \frac{P}{4 \pi r^2} G_e G_r \sigma dV \ 2 \frac{\lambda^2}{4 \pi r'^2}$$

r et r' désignant les distances du volume élémentaire dV à l'émetteur et au récepteur ou en introduisant la puissance qui serait reçue en espace libre.

$$P_0 = \frac{P_e}{4 \pi d^2} G_e G_r \frac{\lambda^2}{4 \pi}$$

d'où

$$dP = 4 P_0 d^2 \frac{\sigma dV}{r^2 r'^2}$$

ou

$$P_d = \frac{8 P_0 d^2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{\nu}{r^2 r'^2 \theta} dV.$$

Compte tenu des hypothèses ayant déterminé le choix du volume V , il est plausible, puisqu'il ne peut s'agir d'atteindre qu'un ordre de grandeur, de faire les approximations suivantes :

— pour les distances r et r' , on écrira

$$\int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{\nu dV}{r^2 r'^2 \theta} \simeq \int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{16 \nu dV}{d^4 \theta^4}$$

— pour le volume V

$$V \simeq \frac{\pi d^3}{24} \frac{\alpha \beta + \alpha' \beta'}{2}$$

qui remplace le volume réel par la partie commune à deux demi cones $E(\alpha \beta)$, $R(\alpha' \beta')$

— pour l'angle θ
$$\theta_a \simeq \theta_0 + \frac{\alpha + \alpha'}{6}$$

qui correspond sensiblement au centre de gravité de volume V .

La puissance diffusée s'écrit alors

$$P_d = P_0 \frac{128 \nu V}{\pi d^2 \theta_a^4}$$

qui permet de calculer le paramètre de turbulence $\nu = \frac{\overline{n^2}}{l}$

$$\nu = \frac{P_d}{P_0} \frac{\pi d^2 \theta_a^4}{128 V}$$

Le tableau V donne les valeurs correspondant aux liaisons :

TABLEAU V
Diffusion au-dessous de l'horizon

	P_d/P_0	d m	α rad.	β rad.	α' rad.	β' rad.	θ_a rad.	V m ³	ν
Monaco 70 cm	10^{-2}	$2,3 \cdot 10^3$	0,07	0,16	0,07	0,07	0,034	$1,2 \cdot 10^{12}$	$1,6 \cdot 10^{-13}$
T. de Chien 70 cm	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$2,3 \cdot 10^3$	0,07	0,16	0,07	0,07	0,0245	$1,2 \cdot 10^{12}$	$5,2 \cdot 10^{-14}$
10 cm	$3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^3$	0,035	0,035	0,035	0,035	0,013	$0,18 \cdot 10^{12}$	$5,8 \cdot 10^{-14}$

3. — Puissance diffusée pour les liaisons en visibilité.

Dans le cas des liaisons en visibilité, on peut considérer [17] la diffusion élémentaire dans toutes les directions $\Sigma = \int \sigma d\Omega$, qui a pour valeur dans les mêmes hypothèses de spectre que précédemment :

$$\Sigma = \nu' \frac{8 \pi^2}{\lambda^2} \text{ avec } \nu' = \overline{n^2} l.$$

Le long du trajet de longueur d la puissance diffusée sera

$$P = P_0 e^{-\Sigma d}$$

ou plus précisément, pour tenir compte de l'influence du sol, en introduisant un coefficient $\varepsilon \leq 1$, fonction

du dégagement de la liaison [18] (qui se trouve ici sensiblement égal à l'unité).

$$P = P_0 e^{-\varepsilon d}$$

L'influence de la turbulence se manifestera alors en introduisant :

a) par diffusion arrière, un affaiblissement de valeur $P_a = P_0 e^{-\varepsilon d}$.

Dans les liaisons considérées (La Punta-Mont Agel avec les longueurs d'onde 70, 22 et 10 cm) on trouve que cet affaiblissement est négligeable à 70 cm, voisin de 1 dB à 22 cm et de 2 dB à 10 cm.

b) par diffusion avant, un champ de diffusion de valeur

$$\begin{aligned} P_d &= P_0 (1 - e^{-\Sigma d}) \\ &= P_a [\Sigma d \varepsilon + \frac{1}{2} (\Sigma d \varepsilon)^2 + \dots] \end{aligned}$$

Chacun des termes de la parenthèse correspondant à une diffusion d'ordre 1, d'ordre 2, etc... En ne considérant que la diffusion d'ordre 1, on déduit des valeurs trouvées pour les champs de turbulence au Mont Agel la valeur du paramètre de turbulence $\nu' = \overline{n^2} l$;

$$\nu' = \frac{P_d}{P_a} \frac{\lambda^2}{8 \pi^2 d}.$$

TABLEAU VI
Diffusion en visibilité

λ_{cm}	P_d/P_a	d_m	ν'
70	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$2,3 \cdot 10^3$	$8,6 \cdot 10^{-12}$
22	$3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^3$	$8,2 \cdot 10^{-12}$
10	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^3$	$8,5 \cdot 10^{-12}$

IV. Caractéristiques de la turbulence.

Le calcul des champs de turbulence au-delà de l'horizon a permis d'avancer quelques valeurs du paramètre de turbulence $\nu = \frac{\overline{n^2}}{l}$

Sur la figure 15 les valeurs de ν ont été reportées en fonction de la hauteur correspondant à l'angle θ_a

choisi comme caractéristique du volume de diffusion soit pour les 3 liaisons :

h_0	1 230	640	180	mètres
$\nu = \frac{\overline{n^2}}{l}$	$1,6 \cdot 10^{-12}$	$5,2 \cdot 10^{-12}$	$5,8 \cdot 10^{-12}$	

compte de l'altitude du dégagement de la liaison La Punta Mont Agel, soit 180 m, et des valeurs de ν trouvées ci-dessus pour cette altitude, on peut en déduire une valeur de l'échelle de turbulence

$$l = \frac{\nu'}{\nu} = \frac{8,5 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-14}} = 17 \text{ mètres}$$

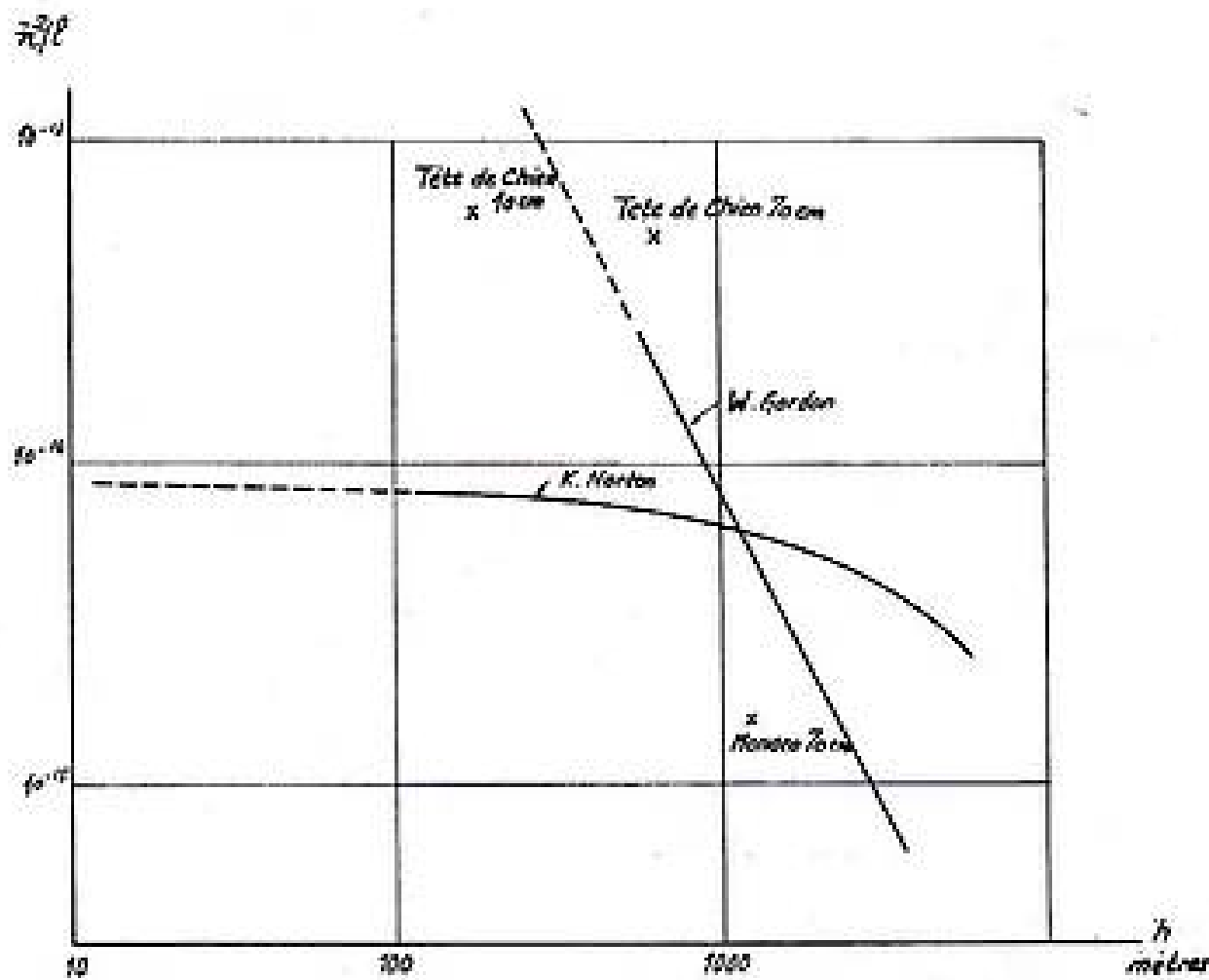


FIG. 15. — Paramètre de turbulence.

On peut comparer ces résultats, (en rappelant que la hauteur indiquée ne peut être considérée que comme un ordre de grandeur en raison des approximations du calcul), avec ceux indiqués dans la littérature et notamment :

— par K. NORTON [15], à partir des données obtenues sur des liaisons à 100 et 1 000 Mc/s, à des distances correspondant à des angles θ_0 de 20 à 100 milliradians (donc à des hauteurs de diffusion bien plus élevées qu'ici).

— par W. GORDON [13], à partir de mesures au réfractomètre faites par avion à des altitudes supérieures à 500 m.

Ces résultats, reportés sur la figure 15, correspondent donc à des valeurs de la turbulence à des altitudes plus élevées que les liaisons considérées. Il semble que les valeurs obtenues se situent sur une courbe intermédiaire entre la courbe exponentielle proposée par K. NORTON, et la courbe en h^{-2} proposée par W. GORDON.

Le calcul du champ de turbulence en visibilité à fournit une valeur du paramètre $\nu' = \frac{\overline{n^2}}{l}$. En tenant

Cette valeur est un peu inférieure à celles mesurées au réfractomètre aux U.S.A. [13], qui ont été trouvées comprises entre 20 et 130 m.

Elle peut être plausible en climat méditerranéen et à faible altitude.

On peut encore, en revenant au volume de diffusion proposé plus haut comme étant limité par les longueurs d'onde d'espace Λ_0 et Λ_1 , soit les angles de diffusion θ_0 et θ_1 (fig. 14), faire une estimation de ces dimensions limites des tourbillons intervenant dans la diffusion.

On supposera pour cela que la valeur du volume calculée plus haut est valable mais correspond au volume limité par les longueurs d'onde d'espace. Ce dernier volume peut s'écrire, en première approximation :

$$V' \simeq \frac{\pi d^3}{48} \operatorname{tg} \theta_1 (3 + \operatorname{tg}^2 \theta_1) \simeq \frac{\pi d}{48} 3 \theta_1$$

et l'angle θ'_a correspondant au centre de gravité du volume.

$$\theta' \simeq \frac{\theta_1}{3}$$

La puissance diffusée au delà de l'horizon s'écrit alors :

$$P_d = P_0 \frac{128 \pi V}{d^2 \theta_1^4 \pi}$$

d'où
$$\theta_1^3 = \frac{648 \pi d}{P_d / P_0}$$

Le tableau VII indique les valeurs de θ_0 et θ_1 et des dimensions limites des tourbillons

$$\Lambda_{max} \simeq \frac{\lambda}{\theta_0} \quad \text{et} \quad \Lambda_{min} \simeq \frac{\lambda}{\theta_1}$$

TABEAU VII
Echelles de turbulence

Liaisons	θ_0	θ_1	Λ_{max}	Λ_{min}	l
Monaco 70 cm T. de Chien	$8,70 \cdot 10^{-3}$ rad	0,3 rad	80 m	2,3 m	17 m
70 cm	$1,5 \cdot 10^{-3}$	0,36	470	2	—
10 cm	$1,5 \cdot 10^{-3}$	0,14	70	0,7	—

Ces valeurs Λ_{max} et Λ_{min} donnent un ordre de grandeur de la zone du spectre de turbulence intervenant dans la diffusion. Elles correspondent sur la figure 5 aux valeurs de $K=1,3$ à 3 pour 70 cm, 1,5 à 9 pour 10 cm de longueur d'onde, soit à une zone où les spectres proposés sont voisins, ce qui jutifie le choix du spectre en K^{-2} .

L'ensemble des valeurs proposées pour les différents paramètres de la turbulence ne peuvent être considérées, ainsi qu'il a été dit, que comme des ordres de grandeur. Il serait intéressant de pouvoir les contrôler par les valeurs tirées d'autres liaisons.

Il est actuellement nécessaire également que d'autres études de liaisons mettant en jeu les phénomènes de turbulence, puissent permettre de préciser la valeur des hypothèses faites à la base de la théorie (spectre de turbulence, volume de diffusion, etc...).

BIBLIOGRAPHIE

[1] F. DU CASTEL, G. DUMOULIN. — *Note Préliminaire*, L.N.R., n° 184 (déc. 54).
[2] P. BLASSEL, L. BOTTHIAS, P. CHAVANCE. — *Ann. Télécomm.*, Vol. 9, n° 6, p. 158 (juin 54).
[3] J. VOGEL. — *Onde Electrique*, V. 34, p. 487 (juin 54).
[4] D. KERR. — *Radiation Laboratoires*. Série, N° 13, M.I.T., p. 122 sq. (1953).
[5] J.C. SIMON. — *Annales de Radioelectricité*. T. X, N° 39 (janv. 55).
[6] P. RICE, O. DANIEL. — *Transactions of the I.R.E.*, PGAP (avril 55).
[7] J. HERBSTREIT, K. NORTON, P. RICE, G. SHAFER. — *Conf. Record. IRE*, p. 2, p. 85. (1953).
[8] J. VOGEL. — *Onde Electrique*, V 35, p. 565 (juin 55).
[9] F. DU CASTEL. — *Communication aux journées d'études sur « le développement des applications des interférences »* (mai 1955), à paraître dans *Revue d'Optique*.
[10] P.L. HENNEQUIN. — *Compte rendu Groupe d'Etude de Propagation*, L.N.R. N° 1 (nov. 54, avril 55).
[11] E. MEGAW. — *P.I.R.E.*, part. III, T 3, p. 1 (janv. 53).
[12] F. VILLARS, V. WEISSKOPF. — *Phys. Rev.*, T 94 p. 232 (15 avril 54).
[13] W. GORDON. — *P.I.R.E.*, Vol. 43, p. 23 (janv. 55).
[14] H. BOOKER, W. GORDON. — *P.I.R.E.*, Vol. 38, p. 401 (avril 50).
[15] J. HERBSTREIT, K. NORTON, P. RICE, G. SHAFER. — *N.B.S. Report* 2459 (avril 53).
[16] H. BOOKER, J. DE BETTENCOURT. — *P.I.R.E.*, vol. 43, N° 3, p. 281 (mars 55).
[17] P.L. HENNEQUIN. — *Note Préliminaire*, N° 184, L.N.R. (Annexe), (déc. 54).
[18] J. VOGEL. — *C.R. Ac. Sci., Paris*, Vol. 237, p. 491 (31 août 53).

FADINGS D'INTERFÉRENCES CAUSÉS PAR DES DISCONTINUITÉS FRONTALES ⁽¹⁾

PAR

P. MISME

*Ingénieur de la Météorologie au C. N. E. T.
Département propagation*

1. — Déviation d'un rayon causée par une discontinuité de milieu (Fig. 1).

Reprenons les notations classiques de l'optique géométrique, soit n_1 et n_2 les indices de réfraction de deux milieux différents, i et r les angles d'incidence et de réfraction, nous avons :

$$n_1 \sin i = n_2 \sin r$$

Posons :

$$i - r = \beta \quad n_2 = n_1 + \Delta n$$

En admettant que β est toujours petit, et en nous limitant aux termes du 1^{er} et du 2^e ordre dans les

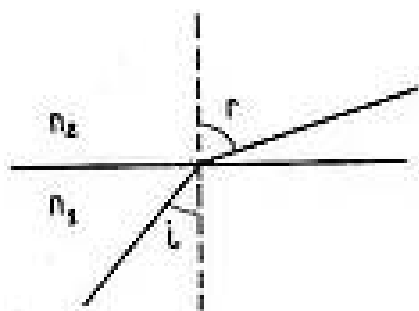


FIG. 1

développements en série de $\sin \beta$ et $\cos \beta$ on peut finalement écrire :

$$\beta = -\cotg i + \sqrt{\cotg^2 i + 2 \Delta n}$$

On voit que l'on retrouve la formule classique $\beta = \sqrt{2 \Delta n}$ dans le cas de rayon rasant ($\cotg i = 0$) mais dans tous les autres cas β est plus petit que cette dernière valeur. D'autre part la figure 2 montre que pour un angle de 5° environ du rayon incident avec la surface de discontinuité, un rayon traversant cette surface n'est pratiquement pas dévié.

⁽¹⁾ Communication présentée en séance de section à la Société des Radiélectriciens le 3 juin 1955.

2. — Rappel de la notion de front.

On sait que l'atmosphère est formée de grandes masses d'air sensiblement homogènes en température et humidité donc en indice, séparées par des surfaces de discontinuité appelées Fronts. Par extension on appelle Front la courbe représentant l'intersection de cette surface de discontinuité avec le sol. On définit habituellement plusieurs types de fronts :

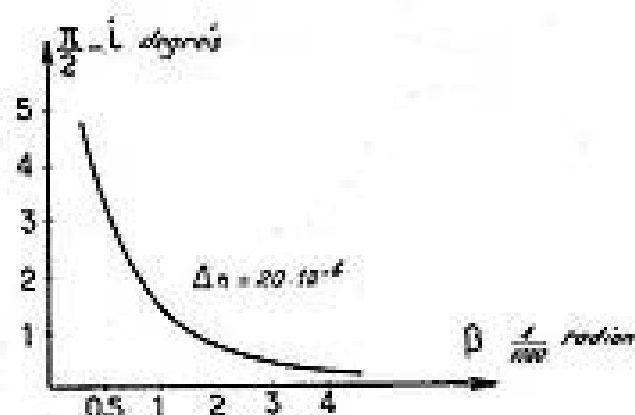


FIG. 2

Front froid : la masse d'air froid se déplace vers l'air chaud.

Front chaud : la masse d'air chaud se déplace vers l'air froid.

La longueur d'un front peut atteindre et même dépasser 1 000 km et sa courbure est faible. Les différents fronts sont assez souvent matérialisés par des phénomènes nuageux et des précipitations, mais il n'en est pas toujours ainsi. Enfin signalons que la trace au sol d'un front froid est en général plus nette que celle d'un front chaud.

A échelle fine la vitesse de déplacement d'un front n'est pas uniforme, ce qui se traduit par le fait que dans un plan horizontal de petites dimensions le front se présente sous la forme d'une ligne soumise à des fluctuations aléatoires, la courbe moyenne se déplaçant à la vitesse de déplacement du Front.

3. — Calcul des différences de chemin entre plusieurs rayons arrivant au récepteur.

Nous avons vu au § 1 qu'une différence de 5° autour de la direction rasante suffisait à expliquer des différences de déviation de l'ordre de plusieurs milliradians.

Soient n_1 et n_2 les indices de réfraction de deux masses d'air séparées par un front F dans le plan horizontal. Considérons figure 3 le cas où les indices sont tels qu'un rayon EN soit réfracté dans la

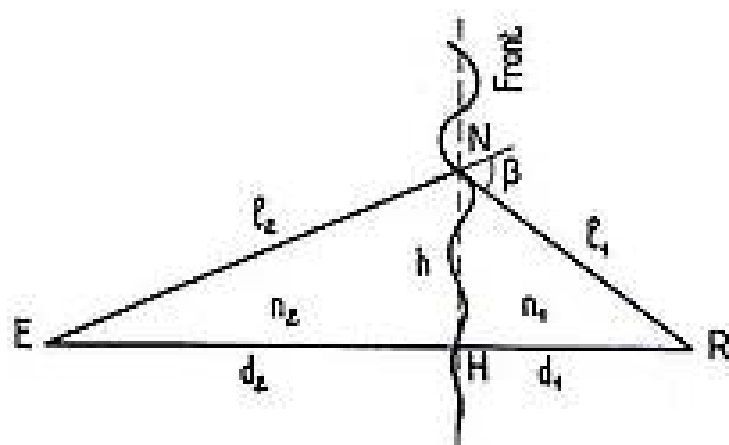


FIG. 3

direction NR , en appelant E et R les émetteurs et récepteurs et β l'angle maximum de déviation du rayon EN . L'angle d'incidence en N étant à priori différent de l'angle d'incidence en H on peut admettre que l'on aura presque en permanence un rayon non dévié ER et un autre rayon ENR (il existe de la même façon un rayon symétrique de ENR par rapport à ER). Étudions donc la plus grande différence possible de chemin optique, c'est-à-dire la différence des trajets ENR et ER .

Posons :

$$\begin{aligned} d_1 + d_2 &= D \\ d_1 &= KD \text{ avec } K \text{ variant de } 0 \text{ à } 1 \\ d_2 &= D(1 - K) \\ n_1 &= n \quad n_2 = n + \Delta n \end{aligned}$$

Calculons l_1 et l_2 en fonction de K , D , β .

On trouve en supposant β petit :

$$\begin{aligned} l_1 &= KD \sqrt{1 + \beta^2 (1 - K)^2} \\ l_2 &= (1 - K) D \sqrt{1 + K^2 \beta^2} \end{aligned}$$

Calculons maintenant la différence des chemins optiques c'est-à-dire :

$$\Delta L = l_1 n_1 + l_2 n_2 - d_1 n_1 - d_2 n_2$$

En supposant toujours β assez petit, nous obtenons finalement

$$\Delta L = \frac{K(1 - K) D \beta^2}{2} (n - K \Delta n)$$

et comme $\frac{\Delta n}{n}$ est toujours très petit

$$(1) \quad \Delta L = \frac{K(1 - K) D \beta^2}{2}$$

On voit ainsi que :

$$(2) \quad \Delta L_{\max} = \frac{D \beta^2}{8} \leq \frac{D \Delta n}{4}$$

ΔL maximum pour $K = \frac{1}{2}$. La plus grande valeur possible de β est $\sqrt{2 \Delta n}$.

4. — Interprétation et ordre de grandeur.

Nous voyons d'abord que la différence de chemin optique ΔL s'annule pour $K = 0$ et pour $K = 1$ c'est-à-dire lorsque tout le trajet est dans une masse d'air homogène, résultat à priori évident.

On peut admettre comme ordre de grandeur une valeur de Δn d'environ $20 \cdot 10^{-6}$ ce qui, en appliquant la formule (2) nous donne pour $D = 100 \text{ km}$

$$\Delta L_{\max} = 20 \text{ cm}$$

Comme nous avons la possibilité d'avoir en plus du rayon direct deux rayons réfractés, nous pouvons admettre que cette valeur est presque toujours atteinte. Nous aurons donc un nombre maximum de fadings profonds lié à la variation de K dans la formule (1), c'est-à-dire au déplacement de la surface de discontinuité le long de l'axe RE . Les deux rayons arrivant en R ont la même amplitude car aucun des deux n'a subi un affaiblissement supérieur à l'autre par suite de son trajet.

5. — Remarque sur la structure des fronts.

Tous les fronts ne présentent pas les caractéristiques nécessaires à la convergence des rayons que nous avons envisagée, il faut en effet une surface de discontinuité très nette et non pas une zone de mélange épaisse d'une dizaine de km comme cela se rencontre souvent, il faut en plus que l'indice dans la nouvelle masse d'air soit tel que les rayons soient convergents, c'est-à-dire qu'il faut que l'humidité diminue et que la température augmente ou soit sensiblement stationnaire⁽¹⁾. C'est assez souvent le cas des fronts froids.

6. — Exemple emprunté au parcours expérimental Le Havre-Buron (près de Caen) (sur 4000 Mc/s).

La distance est de 50 km. Cette liaison offre la particularité que le rayon réfléchi sur la mer est masqué par une colline. Il s'en suit une remarquable stabilité du champ reçu et de ce fait les causes de fadings sont rares et peuvent être analysées plus facilement. Dans certains cas la hauteur de la marée au moment de la pleine mer est telle que le rayon réfléchi peut arriver, mais des tables assez précises permettent de connaître l'heure et la hauteur de ces marées.

(1) Nous nous proposons de traiter plus tard le cas général de tous les fronts et averses.

Le 21 avril un Front froid venant de la mer du Nord et apportant une différence d'indice de $18 \cdot 10^{-4}$ a suivi la trajectoire de la figure 4. Son passage s'est matérialisé à la station de Buron par une très faible baisse de température et une nette diminu-

le coefficient de réflexion sur terre est mal connu et d'autre part les perturbations sur le rayon direct sont du même ordre que les perturbations sur le rayon réfléchi.

On peut pourtant noter que le passage d'un orage,

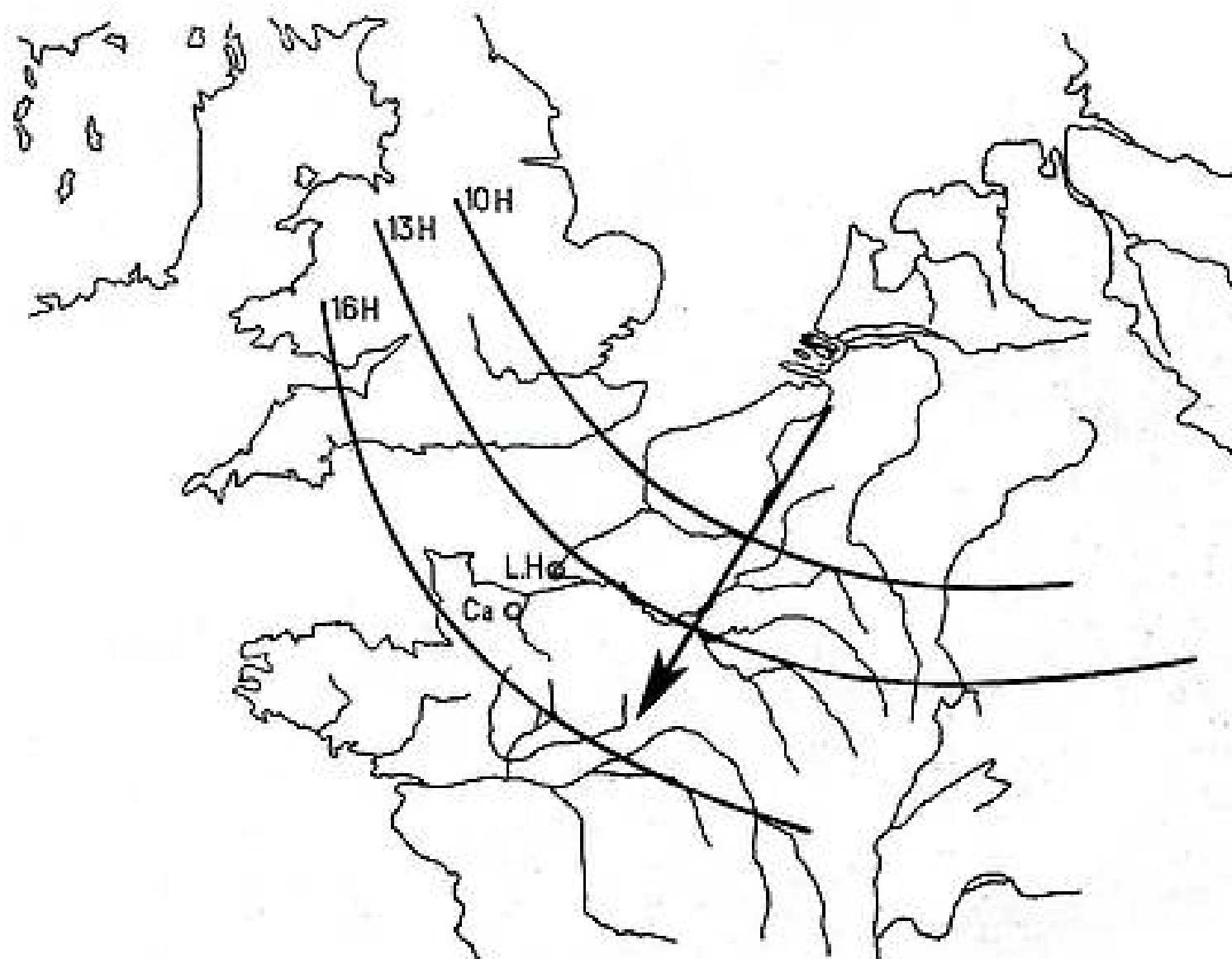


FIG. 4

tion d'humidité. (Le mauvais réglage en valeur absolue de l'hygromètre n'a pas permis de faire le calcul en fonction des données enregistrées à Buron et les chiffres cités ci-dessous ont été calculés en fonction des données fournies aimablement par la Météorologie Nationale). Les calculs donnent une valeur maximum $\Delta L = 16$ cm.

La figure 5, page 46, représente une reproduction de la bande d'enregistrement de Buron. On voit apparaître un certain nombre de fadings correspondant à la variation de chemin optique de 0 à 16 cm et de 16 cm à 0. A partir de 18 h et jusqu'à 21 h les fadings ne sont plus causés par le passage du front car le trajet est en air homogène, mais à la haute mer. Signalons que la mer était basse à 14 h et qu'il n'y a par conséquent pas d'ambiguïté quant à l'origine des fadings (voir tableau annexe).

7. — Exemple du trajet de faisceau hertzien Dijon-Cuiseaux.

Ce trajet est suffisamment dégagé pour que le rayon réfléchi arrive au récepteur. Des calculs précis sont à peu près impossibles car d'une part

le 25-3-55, entre 2 h. et 7 h., sur ce trajet cause de graves perturbations à la réception ainsi que le montre la figure 6, page 47.

8. — Cas de la diversité de hauteur.

Nous avons vu que l'explication que nous donnons du mécanisme des fadings ne fait intervenir que le plan horizontal, par conséquent il faudrait peut-être chercher dans cette voie l'explication des fadings synchrones dans le cas de diversité de hauteurs.

ANNEXE

Heures et hauteurs des marées en mètres à 10 minutes près sur la zone de réflexion du rayon réfléchi

Heures :

13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24
21 avril :

3 1,9 1,2 1,0 1,9 4,1 6,5 7,6 7,6 7,5 7,2 5,6
d'après « La Mer » almanach maritime du Havre et des Côtes de Normandie, éditions Micaux, Le Havre.

Remarque : Seules les marées supérieures à 7 m permettent quelquefois au rayon réfléchi d'atteindre Buron.

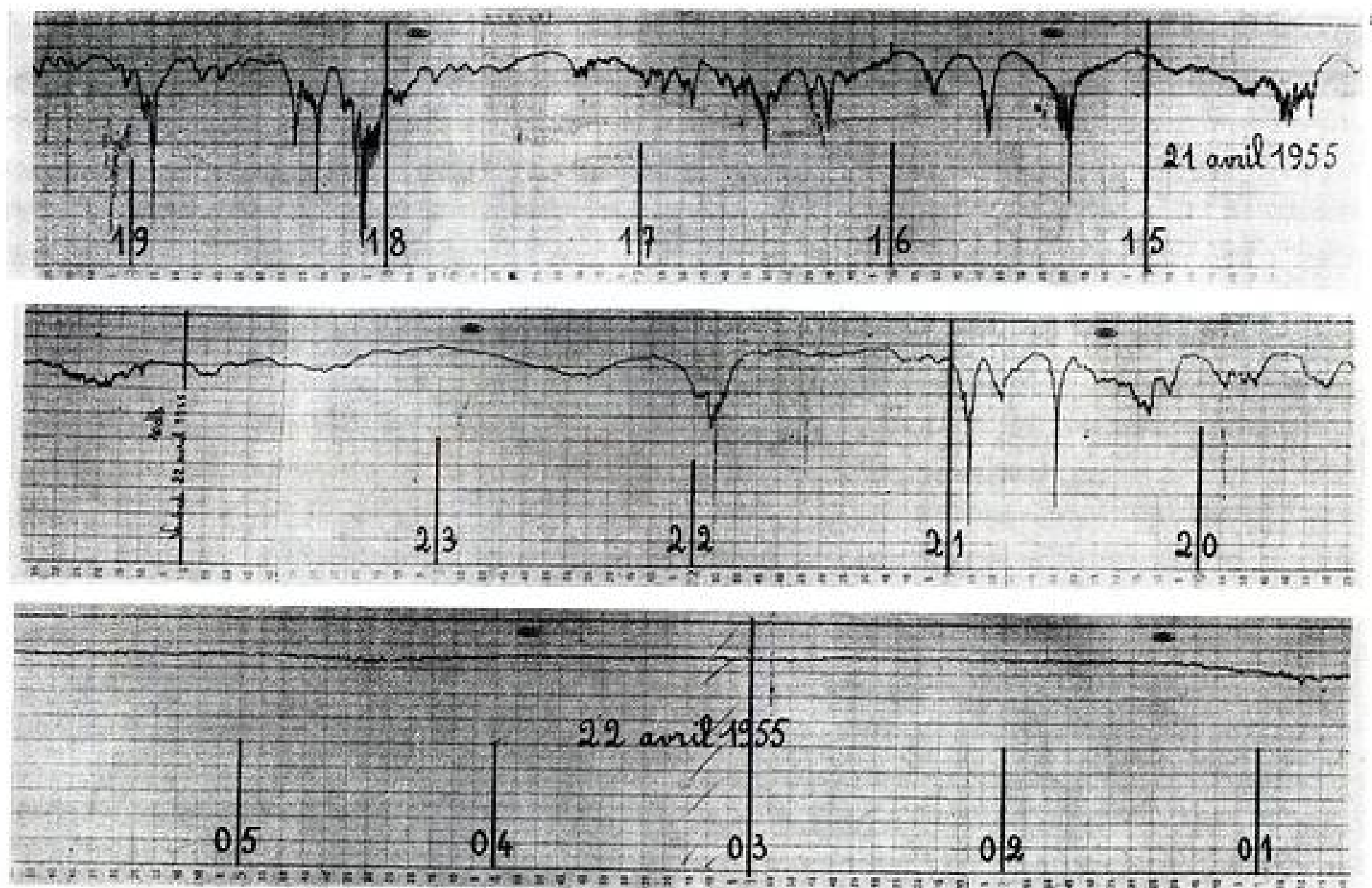


FIG. 5. — L'Aloué Le Havre-Bassin (Coteq). — Remarque : Lier les diagrammes d'enregistrement de droite à gauche et de haut en bas.

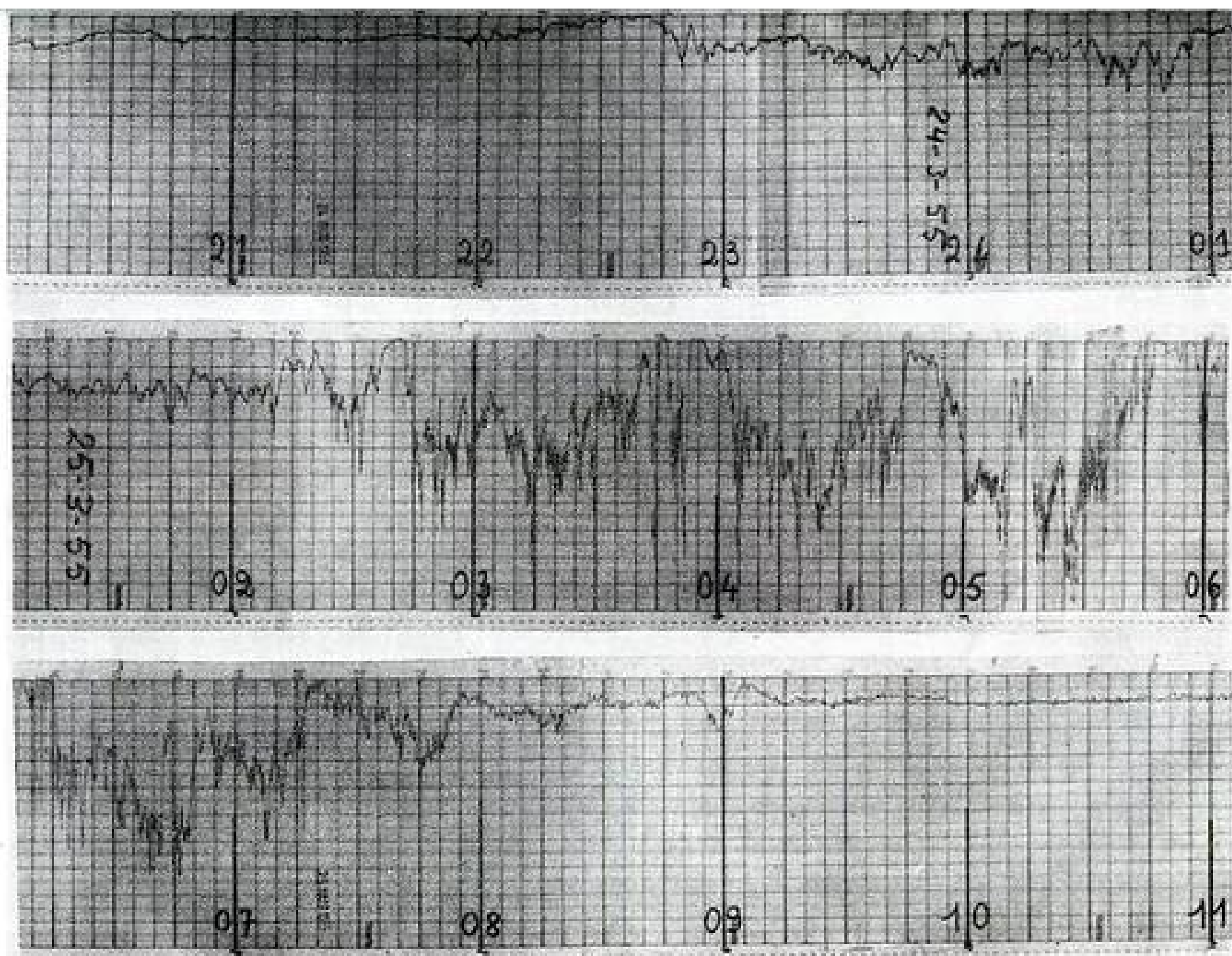


Fig. 1. — ECG (Bios Polaroid). — Remarque: Lire les diamètres d'entraînement de gauche à droite et de haut en bas.

7

RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION A PHASE LINÉAIRE

PAR

D^r IR. A. VAN WEEL

*Laboratoire de Recherche Philips
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken
Eindhoven — Pays-Bas*

I. — Introduction.

Si on prend un livre quelconque sur la télévision, on trouvera certainement dans une des premières pages l'observation que dans le cas de la télévision, contrairement au cas de la transmission du son, les composantes des différentes fréquences qui constituent le signal, ne doivent pas être transmises seulement avec l'exacte proportion mutuelle des amplitudes, mais que leur position relative dans le temps doit aussi être conservée. Cela veut dire, que la courbe de phase doit être linéaire.

Or, nous devons remarquer, que jusqu'ici la mise au point et la fabrication des récepteurs de télévision se base presque exclusivement sur la considération et la mesure des courbes d'amplitude. Les raisons de cette situation sont d'une part la difficulté des mesures du temps de retard, d'autre part le fait que jusqu'à ces dernières années, malgré cette négligence, les images présentaient une qualité acceptable.

Mais alors que le nombre croissant des émetteurs de télévision nécessitait une augmentation de la sélectivité des récepteurs, la qualité de l'image diminuait. On a trouvé que la raison était un comportement non-linéaire de la courbe de phase de l'amplificateur à moyenne fréquence. Si l'on mesure la courbe de retard de groupe, qui doit être plate dans la bande passante, on constate une crête prononcée, située près de la fréquence de l'onde porteuse image. Cela introduit des erreurs de phase considérables dans le spectre video aux fréquences inférieures, ce qui donne lieu dans l'image à des traînées aux passages noir-blanc, rendant l'image floue.

On a cherché à supprimer ces défauts en introduisant une compensation dans la partie videofréquence, où une erreur de phase égale, mais de signe opposé peut compenser les non-linéarités de l'amplificateur

M.F. Mais il est bien évident qu'une telle compensation n'est acceptable qu'au cas où il n'existerait aucune manière de fabriquer un amplificateur M.F. qui ait lui-même une courbe de phase linéaire, parce que chaque méthode de compensation a le désavantage de principe que de petites variations relatives des grandes erreurs qui doivent se compenser, donnent lieu à de grandes erreurs dans le résultat.

En pratique ces variations peuvent être la conséquence des variations entre différents récepteurs, ou bien pour un récepteur donné, de petits désaccords. Néanmoins, diverses fabriques introduisent dans leurs téléviseurs, des compensations qui pour des raisons de simplicité ne peuvent être qu'assez grossières. D'autre part on examine la possibilité d'introduire une prédistorsion de phase dans la partie videofréquence de l'émetteur, ce qui pourrait compenser les erreurs de phase d'un récepteur dit « moyen ».

Dans cet article, nous discuterons les résultats qui ont été obtenus en mettant au point un téléviseur avec un amplificateur M.F. qui, en satisfaisant aux exigences posées par la sélectivité, présente une caractéristique de retard de groupe plate, du moins dans la plage de fréquences où cela importe.

On discutera d'abord l'aspect théorique en se basant sur la loi de Bayard-Bode. Ensuite quelques détails pratiques sont donnés et après cela une série de photographies permettra de comparer un récepteur normal au récepteur à phase linéaire.

II. Considérations théoriques.

Les comportements de la courbe d'amplitude et de la courbe de phase d'un réseau électrique du type à phase minimum sont reliés l'un à l'autre par la loi

rieures. La forme exacte est plus ou moins une question d'opinion personnelle. On a tracé dans la fig. 2 la courbe IIb, qui est une courbe de Gauss jusqu'à la fréquence de coupure, où l'amplitude est encore de 50 %.

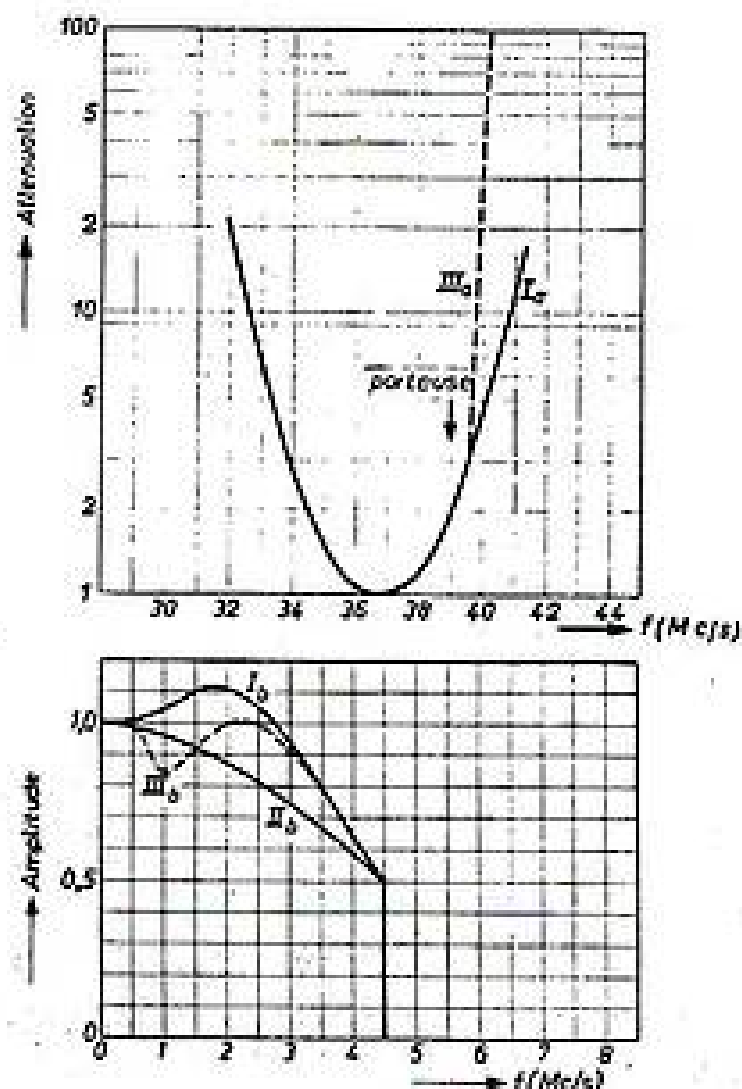


FIG. 2. — Ia : courbe d'amplitude M.F. selon une courbe de Gauss pour une bande passante de 39 Mc/s (onde porteuse) - 34,5 Mc/s. IIIa : courbe d'amplitude à une coupure plus brusque. Ib : courbe d'amplitude de la modulation équivalent à la courbe Ia ; IIIb : idem pour la courbe IIIa ; IIb courbe d'amplitude video optimum.

Evidemment, les écarts entre les courbes I et II ne sont pas très prononcés et diminuent encore dans le cas d'un signal à bande latérale unique. Pour cette raison, on a tracé dans le courbe M.F. la droite III, qui satisfait d'une manière quelconque aux exigences de la sélectivité. La courbe video III en ce cas s'approche évidemment encore mieux de la courbe idéale II. Nous ferons abstraction pour le moment de la phase et nous examinerons exclusivement le comportement des amplitudes.

Puisque nous disposons encore de la possibilité d'influencer la courbe video globale dans les circuits video, nous pouvons conclure, qu'une courbe d'amplitude M.F., qui est une courbe de Gauss, est utilisable dans un téléviseur.

Ensuite il faut considérer la sélectivité. On exige souvent un affaiblissement de cent fois de l'onde porteuse du canal adjacent, c'est-à-dire 40 dB, rapporté au centre de la bande passante. La fréquence de cette onde porteuse diffère de 1,5 Mc/s de la fréquence porteuse image, elle est donc dans notre exemple de 40,5 Mc/s. Ici l'affaiblissement n'est que 7 fois et il manque environ un facteur 14 pour

effectuer l'affaiblissement de 100 fois exigé. Il est donc nécessaire d'augmenter l'affaiblissement et cela sans influencer la courbe de retard aux environs de l'onde porteuse image, qui se trouve à 39 Mc/s.

Pour trouver la solution à ce problème, revenons à la loi de Bayard-Bode. Nous mettrons la grandeur A , qui ne peut plus être une fonction purement quadratique de la fréquence, sous la forme :

$$A = A_1 + A_2 \quad (4)$$

où A_1 est la fonction quadratique considérée jusqu'ici, tandis que A_2 est l'apport nécessaire pour réaliser la sélectivité demandée. La loi de Bayard-Bode s'écrit maintenant :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{A_1 - A_c}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega + \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{A_2}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega \quad (5)$$

Le premier terme donne le retard de phase normal et constant, tandis que le deuxième terme donne l'influence de l'augmentation de la sélectivité.

Evidemment ce deuxième terme doit être réduit le plus possible. Du point de vue de la réduction nécessaire, la grandeur A_2 peut être nulle à toutes les fréquences, sauf dans la bande à réduire. Celle-ci est déterminée par la largeur du spectre de l'émetteur son et, augmentée un peu pour couvrir l'instabilité de l'accord du récepteur.

Dans la figure 3, on a tracé une parabole A_1 et un rectangle A_2 qui représente l'atténuation supplémentaire nécessaire. Pour des pulsations ω_c pas très proches de la pulsation ω_a de la crête d'atténuation, le second terme de l'équation (5) est proportionnel

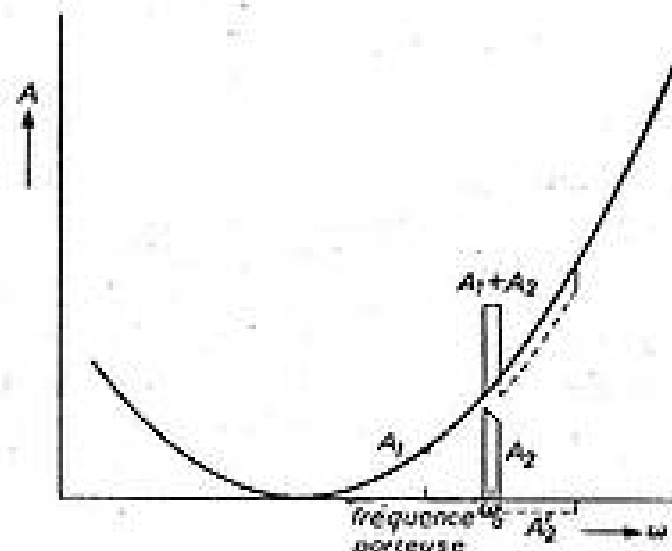


FIG. 3. — Les termes A_1 et A_2 en fonction de la pulsation de l'équation (5). L'onde porteuse son du canal adjacent à la pulsation ω_a .

à l'aire du rectangle, parce que $\omega^2 - \omega_c^2$ est à peu près constant. Il en résulte qu'on peut diminuer l'influence sur la courbe de phase de l'atténuation supplémentaire en la réduisant autant que possible à la plage de fréquences qui doit être supprimée.

On peut se demander si une extension de la fonction A_2 par une partie négative A_2' aurait une influence avantageuse sur le comportement de la

courbe de phase, parce que cela pourrait diminuer davantage la largeur du deuxième terme de l'équation (5), en tout cas aux environs de la fréquence porteuse vision. Un tel effet se présente pour certains circuits pièges et on a trouvé qu'en ces cas, la courbe de retard est plus plate qu'avec des circuits pièges qui n'introduisent pas cette partie négative.

Il va sans dire que les courbes réelles qu'on peut réaliser dans la pratique diffèrent beaucoup des rectangles considérés jusqu'ici. Néanmoins, ces considérations théoriques donnent des directives pour la mise au point d'un amplificateur à phase linéaire.

III. — Description du téléviseur à phase linéaire.

III a. — Etages M.F.

Pour discuter le récepteur lui-même, nous suivrons le même plan que jusqu'ici, donc d'abord nous considérons un amplificateur M.F. à phase linéaire, sans tenir compte de la suppression nécessaire à la fréquence de l'onde porteuse son du canal adjacent. Ensuite nous parlerons du circuit piège nécessaire pour établir cette suppression.

La méthode de calcul d'un amplificateur M.F. à courbe d'amplitude plate est bien connue. On utilise soit des circuits décalés, soit des filtres de bandes, et on calcule assez aisément les fréquences de résonance des différents circuits, leurs amortissements, couplages etc. Pour établir un amplificateur à courbe de retard plate, les calculs sont un peu plus compliqués, mais peuvent être faits [4] [5].

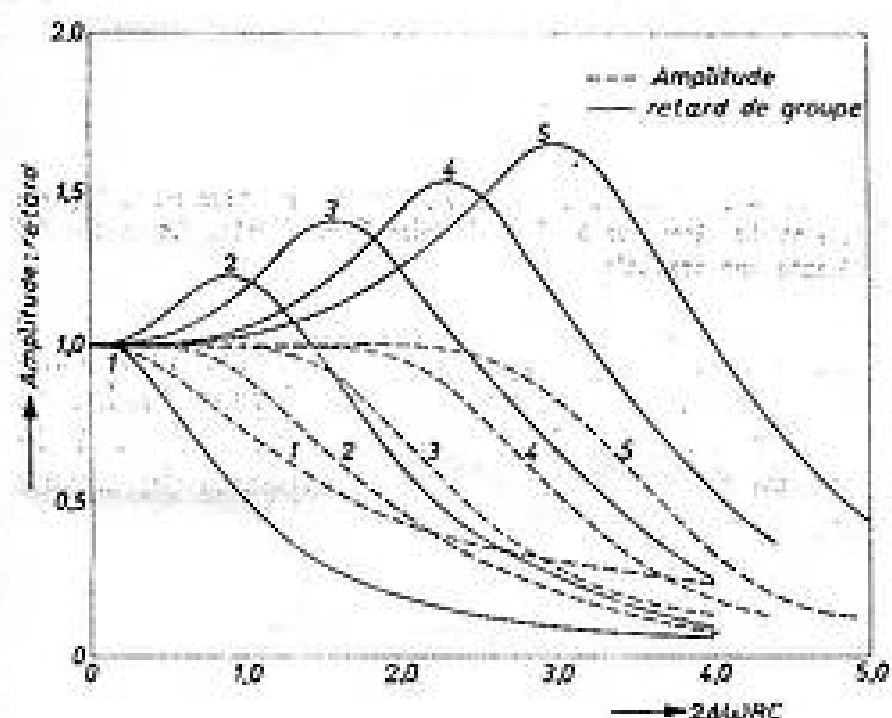


FIG. 4. — Courbes d'amplitude (lignes brisées) et courbes de retard de groupe (lignes pleines) d'un amplificateur à nombres différents de circuits décalés pour une courbe d'amplitude plate dans la bande passante.

Dans la figure 4 les deux familles de courbes représentent les courbes d'amplitude (lignes brisées) et les courbes de retard de groupe (lignes pleines) d'un amplificateur à circuits décalés pour différents nombres de circuits accordés pour le cas d'une courbe d'amplitude plate dans la bande passante. On voit comment la bande passante s'élargit quand le

nombre des circuits croît, mais en même temps, comment les déformations de la courbe de retard augmentent aussi.

Une situation analogue se présente dans la fig. 5 qui représente les courbes d'amplitude et de retard dans le cas d'une courbe de retard plate. On voit comment la largeur de bande à temps de retard constant s'accroît si on utilise un plus grand nombre

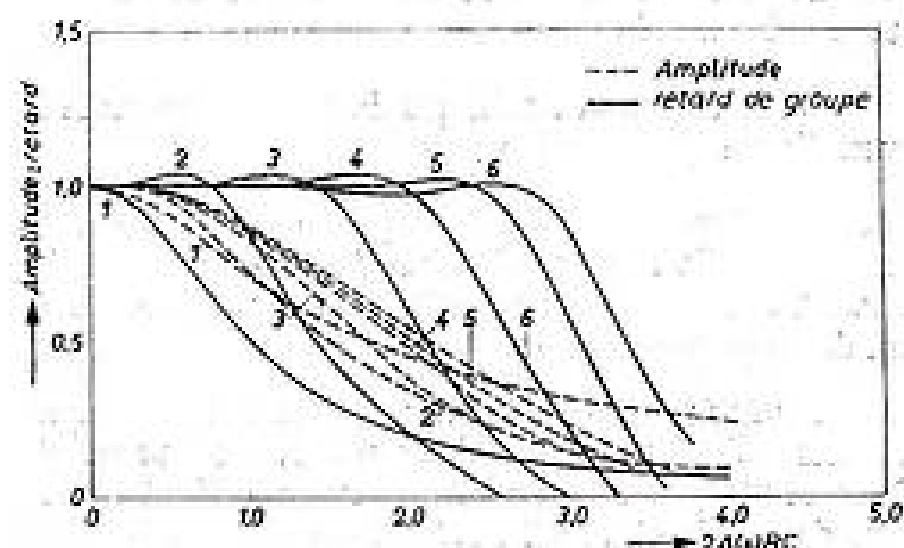


FIG. 5. — Les mêmes courbes de la fig. 4 pour le cas d'une courbe de retard de groupe plate dans la bande passante.

de circuits, mais aux limites de la bande de fréquences où le retard est encore constant, la courbe d'amplitude « tombe » de plus en plus. Evidemment on peut réaliser soit une courbe d'amplitude plate, soit une courbe de retard plate, mais pas toutes les deux à la fois.

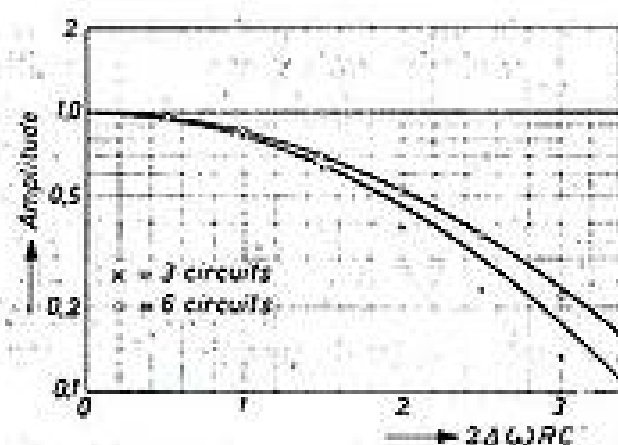


FIG. 6. — Les courbes d'amplitude pour 3 circuits (petites croix) et 6 circuits (petits cercles) de la figure 5 comparées avec des courbes de Gauss (lignes pleines).

La figure 6 montre comment la courbe d'amplitude s'approche d'une courbe de Gauss, lorsque le temps de retard est constant. Les petites croix et les petits cercles dans cette figure indiquent le comportement de la courbe d'amplitude pour des combinaisons de respectivement trois et six circuits décalés. Les lignes pleines sont des paraboles exactes et puisque l'échelle de cette figure est logarithmique, ces lignes sont des courbes de Gauss. On voit comment les caractéristiques d'amplitudes s'approchent des courbes de Gauss ; les premières déviations se présentent aux grandeurs 1,4 et 2,7 sur l'axe des abscisses. Comparez cela avec la déviation de la courbe de retard de groupe dans la figure 5.

Disposant des courbes de la figure 5 et des données des circuits correspondants, il faut ensuite choisir le nombre de circuits décalés, ou filtres de bandes analogues, à utiliser dans l'amplificateur M.F. On prend ici en considération les points suivants :

1° Le nombre d'étages ;

2° La largeur de bande, déterminée par les deux fréquences où l'amplification est réduite d'un facteur deux, le temps de retard étant constant dans toute cette bande ;

3° L'amplification totale, qui doit être évidemment aussi élevée que possible ;

4° La sélectivité, qui sera plus élevée au fur et à mesure que le nombre de circuits sera plus grand ; il sera donc avantageux d'utiliser le plus grand nombre de circuits possible.

Pour illustrer ces considérations, prenons l'amplificateur M.F. à phase linéaire qui a été mis au point. Dans ce récepteur, il y avait 5 étages M.F. et la largeur de bande était 4,5 Mc/s. Dans ces 5 étages, on pourrait utiliser au total 5, 6, 7, 8, 9 ou 10 circuits accordés, si on fait abstraction des circuits compliqués à plus de deux circuits accordés par étage. Pour chacun de ces cas on calcule l'amplification et en considérant en même temps la sélectivité, on peut décider du nombre de circuits à utiliser. Dans cet amplificateur, on utilise 8 circuits au total, de sorte que 4 circuits constituent une combinaison à courbe de retard plate, tandis que la courbe d'amplitude tombe d'un facteur $\sqrt{2}$ aux limites de la bande passante.

L'amplification moyenne par étage se révèle être de 10 à 15 % moindre qu'au cas où on utilise dans chaque étage un filtre de bande. Cela signifie une réduction de l'amplification totale d'un facteur deux ; si cela n'était pas tolérable on pourrait réduire la largeur de bande de 10 à 15 %. En général, l'amélioration de l'image due à la suppression des erreurs de phase sera plus importante que la réduction de résolution causée par la diminution de la largeur de bande.

Considérons maintenant la suppression de l'onde porteuse son du canal adjacent. Comme nous l'avons déjà dit, l'influence du circuit piège utilisé pour effectuer cette suppression doit être limitée autant que possible aux environs directs de la fréquence à supprimer. Cela indique l'emploi des circuits pièges avec une induction élevée (et pour cela une faible capacité) ou bien des circuits bouchons de faibles impédances. Pourtant de tels circuits ont le désavantage de ne donner qu'une faible suppression.

La solution peut être trouvée par l'emploi de filtres de bandes pontés, qui permettent d'effectuer une suppression infinie à une fréquence déterminée. La figure 7 présente un tel circuit. Le couplage normal entre les deux circuits accordés est effectué par la capacité C_3 , qui est court-circuitée à la fréquence à supprimer par le montage en série de $L_4 - C_4$. La résistance toujours présente dans ce dernier circuit empêche une suppression totale, et il est évident

qu'au fur et à mesure que l'on augmente la valeur de l'induction L_4 , la résistance en série croît et la

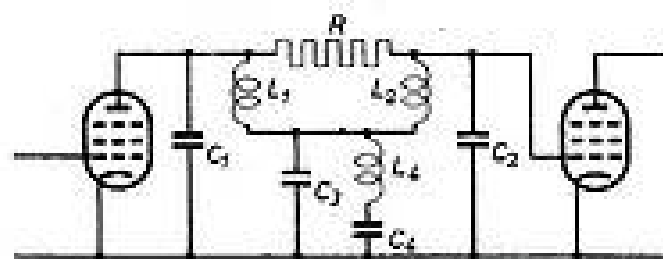


FIG. 7. — Filtre de bande ponté.

suppression diminue. Mais le couplage additionnel, introduit par la résistance R , peut maintenant compenser le couplage résiduel dû au circuit en série $L_4 - C_4$.

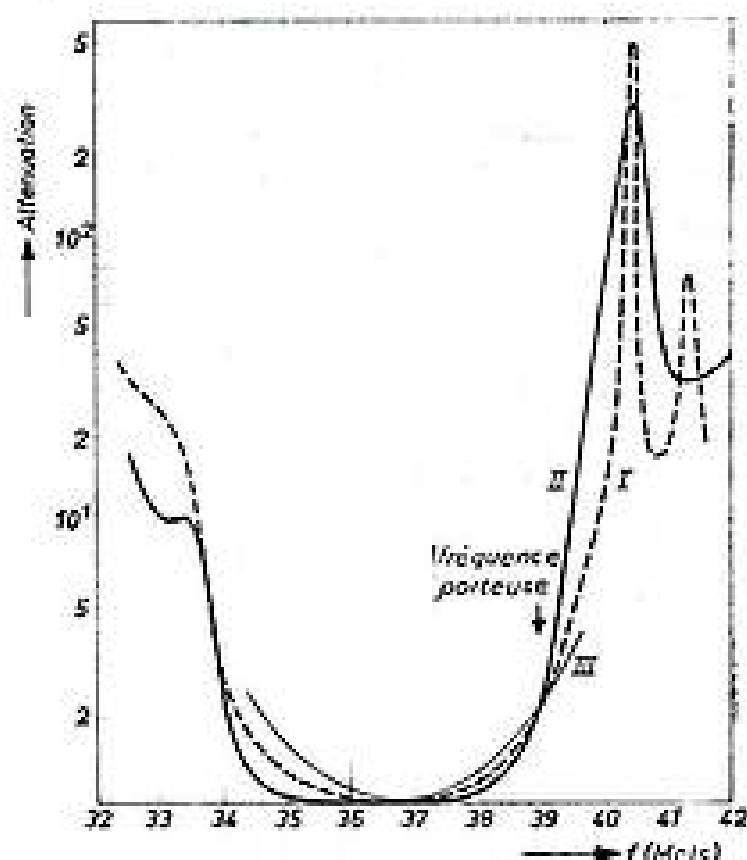


FIG. 8. — Courbes d'amplitude M.F. d'un récepteur normal (ligne pleine) et du récepteur à phase linéaire (ligne brisée). La courbe III représente une parabole.

On a réalisé la suppression nécessaire en n'utilisant qu'un circuit piège. Afin d'indiquer l'ordre de grandeur des impédances utilisées : la capacité de couplage C_3 est de 100 pF ; la capacité du circuit piège C_4 de 5 pF.

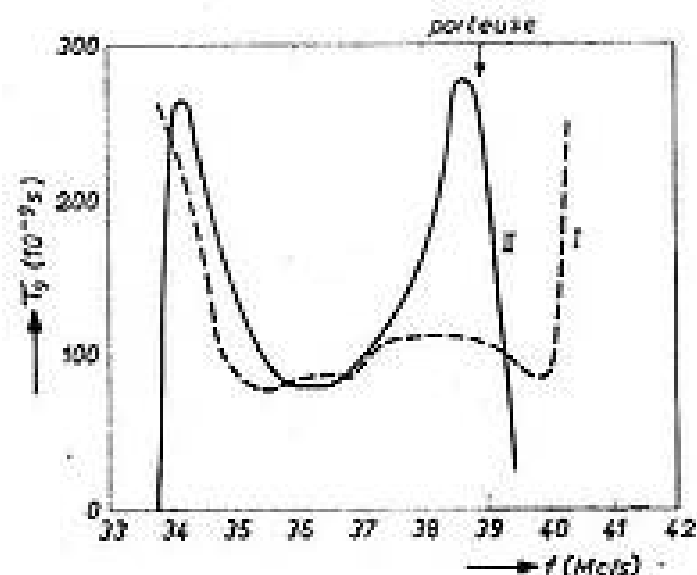


FIG. 9. — Courbes de retard de groupe M.F. d'un récepteur normal (ligne pleine) et du récepteur à phase linéaire (ligne brisée).

Les figures 8 et 9 montrent les courbes d'amplitude et de retard de groupe mesurées sur l'amplificateur à phase linéaire (lignes brisées) et sur un récepteur tout à fait conventionnel (lignes pleines).

On voit comment la courbe de retard du récepteur conventionnel présente une crête prononcée qui coïncide à peu près avec l'onde porteuse, ce qui donne lieu à une distorsion de phase considérable du signal vidéo.

Les figures 8 et 9 montrent aussi comment des écarts assez grands des deux courbes de retard correspondent à des faibles écarts des courbes d'amplitude. Pour cette raison, il sera très difficile de mettre au point un amplificateur M.F. à phase linéaire en mesurant seulement la courbe d'amplitude. Il faut qu'on dispose d'appareils de mesure de temps de retard adéquats [6] [7].

fréquences de 31,9 et 41,4 Mc/s. Les deux derniers étages contiennent deux filtres de bandes, donc aussi quatre circuits, et ici aussi l'ensemble est à phase linéaire. Les deux circuits pièges servent à supprimer les fréquences de 33,4 et 40,4 Mc/s.

III b. Etages H.F. et videofréquence.

Jusqu'ici, seul l'amplificateur M.F. a été considéré, parce que cet amplificateur est la cause des erreurs de phase les plus importantes dans un téléviseur. Néanmoins, il faut aussi prêter attention aux autres parties du récepteur.

Quant aux étages H.F., on peut être très bref. Ces étages ne contiennent qu'un ou deux circuits accordés et ne peuvent donc pas introduire de très grandes erreurs de phase.

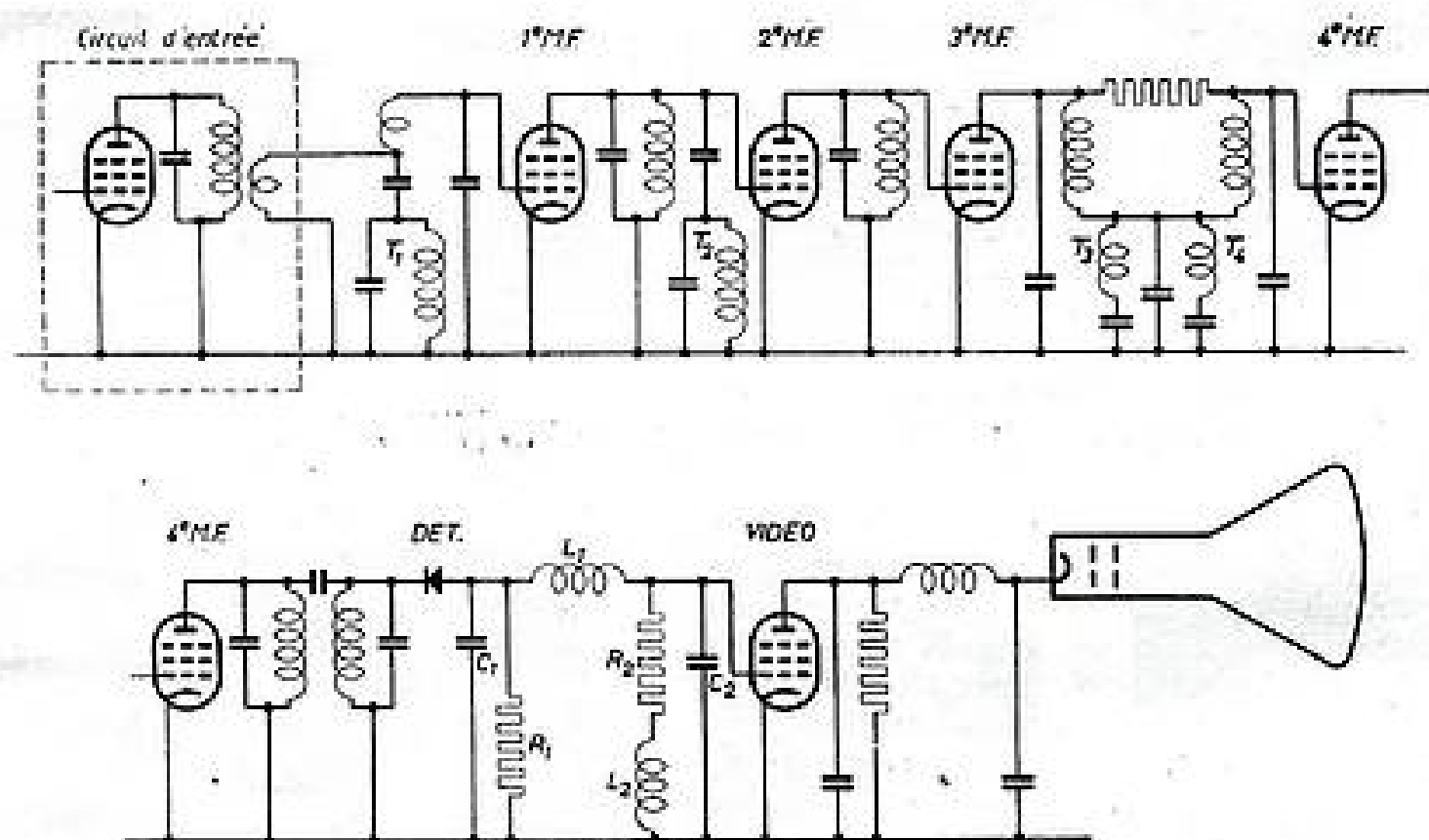


FIG. 10. — Circuit simplifié de l'amplificateur M.F. à phase linéaire.

La courbe des amplitudes de l'amplificateur à phase linéaire montre qu'à part la suppression nécessaire à la fréquence de 40,4 Mc/s, qui est dans ce cas la fréquence correspondant à l'onde porteuse son du canal adjacent, il y a deux autres crêtes d'amortissement. Une crête se trouve à 33,4 Mc/s et sert à diminuer l'onde porteuse son propre, l'affaiblissement de 10 fois étant suffisant pour le système « inter-carrier sound » utilisé dans ce récepteur.

Le circuit piège qui introduit une crête à 41,4 Mc/s est nécessaire pour empêcher que la courbe d'amplitude retombe trop. L'influence d'un troisième circuit piège n'apparaît pas dans cette caractéristique parce que ce circuit supprime l'onde porteuse vision du canal voisin à la fréquence de 31,9 Mc/s, mais ce circuit piège est indiqué dans le schéma simplifié de la figure 10.

On y voit dans les trois premiers étages un filtre de bande et deux circuits décalés, qui constituent ensemble un réseau à courbe de retard plate. Les deux circuits pièges qu'on y voit suppriment les

L'amplificateur video fréquence exige plus d'attention. D'abord la courbe d'amplitude doit être plate jusqu'à la fréquence de coupure parce que les fréquences video élevées sont déjà amorties d'un facteur deux dans l'amplificateur M.F. Du reste, l'amplificateur videofréquence ne présentait beaucoup de difficultés du point de vue de la linéarité de la courbe de phase.

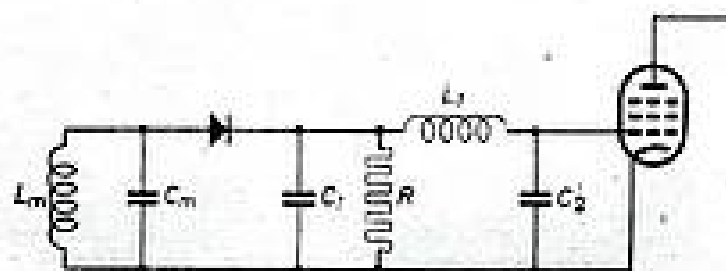


FIG. 11. — Etage détecteur conventionnel avec un filtre en π .

Par contre le circuit détecteur présentait un problème intéressant. Le circuit détecteur utilisé était tout à fait conventionnel et consistait du côté video-

fréquence en un filtre en π , avec une résistance montée directement après le cristal (fig. 11).

En mesurant la caractéristique d'amplitude video globale, on trouva qu'elle ne correspondait pas à ce que l'on pouvait calculer en se basant sur les caractéristiques H.F., M.F. et videofréquence, mais on constata dans la courbe d'amplitude une bosse inattendue de 10 à 15 % aux fréquences video centrales.

Pour expliquer cet effet il faut se rappeler que pour un détecteur, l'impédance de charge ne doit pas différer beaucoup pour un courant continu et pour un courant alternatif. Dans le montage de la figure 11, l'impédance de charge est nulle à la résonance de L et C_2 . Cette résonance est située à environ $0,7 \omega_{max}$ donc ici à environ 3,2 MHz. Cela signifie qu'à cette fréquence de modulation, il ne peut y avoir une tension video aux bornes du détecteur. En d'autres termes, on a affaire à un mécanisme redresseur qui ne rappelle en aucune manière le processus de détection normal.

A bien réfléchir, on devrait s'étonner encore davantage que la courbe d'amplitude globale, mesurée à la sortie de la section en π , donc aux bornes du condensateur C_2 , ne diffère pas plus de celle que l'on trouverait dans le cas d'un détecteur de tension et d'une section en π qui ne s'influenceraient pas. Il paraît probable qu'à la fréquence de résonance en question, il se présente un processus de « détection de courant », qui apparemment fonctionne encore assez bien.

Étant donné qu'à ce stade de nos recherches, le temps nous faisait défaut pour analyser complètement ce processus de détection, nous avons abordé le problème comme suit : ce qui précède met l'accent sur la faible impédance qui se forme à cause de la résonance série de L avec C_2 . Si cela est la raison de l'écart constaté, il faut qu'un certain amortissement du circuit L - C_2 , ait une influence marquée en empêchant que l'impédance série devienne trop faible.

Afin de contrôler ce phénomène, nous avons scindé la résistance R en une résistance d'entrée et une résistance de sortie de la section en π . En effet, on constata que la courbe video, à laquelle on pouvait s'attendre théoriquement (en se basant sur la détection de tension supposée) correspondait mieux aux courbes video-mesurées. Ce qui fut surtout intéressant au cours de ces expériences, c'est le fait que cette modification de la forme de la caractéristique d'amplitude video n'est accompagnée que d'une très légère variation de la caractéristique de retard video.

Cette variation de la caractéristique de retard était bien plus petite que la variation qui se présente lorsque, dans la partie purement video, donc par exemple dans le circuit anode du tube video, on amenait la caractéristique d'amplitude à la forme voulue par des mesures appropriées. Il semble que ce montage détecteur ne peut être considéré comme un réseau à phase minimum.

L'intérêt de ces expériences est le fait que l'on peut constater qu'il est possible d'influencer la caractéristique d'amplitude, en modifiant le circuit du détecteur, et cela, en n'influant que très légèrement la caractéristique de retard.

Ceci donne un moyen de plus pour donner la forme voulue aux caractéristiques globales.

IV. — Comparaison d'un téléviseur conventionnel à téléviseur à phase linéaire.

Dans la figure 12 sont présentées les courbes d'amplitude globales d'un récepteur normal et du récepteur à phase linéaire. La courbe I vaut pour le récepteur à phase linéaire, les courbes II et III valent

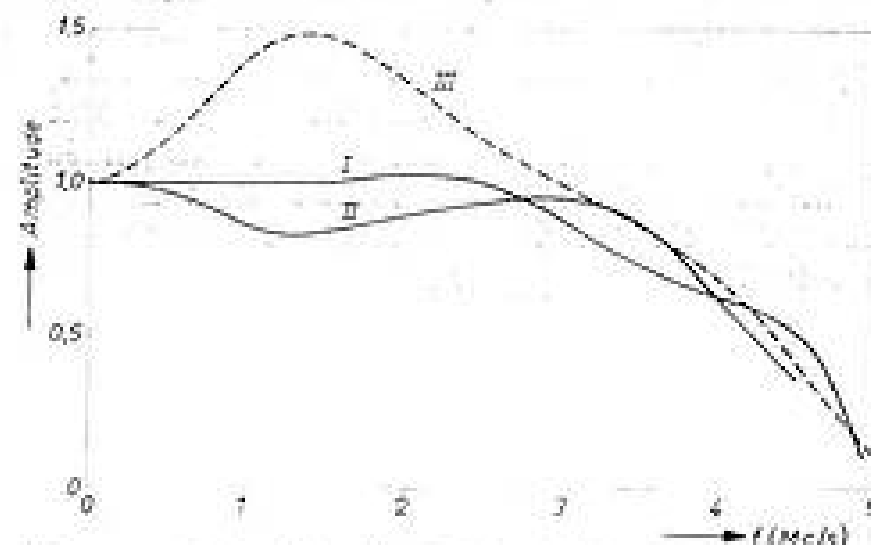


FIG. 12. — Courbes d'amplitude video globales du récepteur à phase linéaire (courbe I), d'un récepteur normal sans compensation de phase dans la partie videofréquence (courbe II) et avec une telle compensation (courbe III).

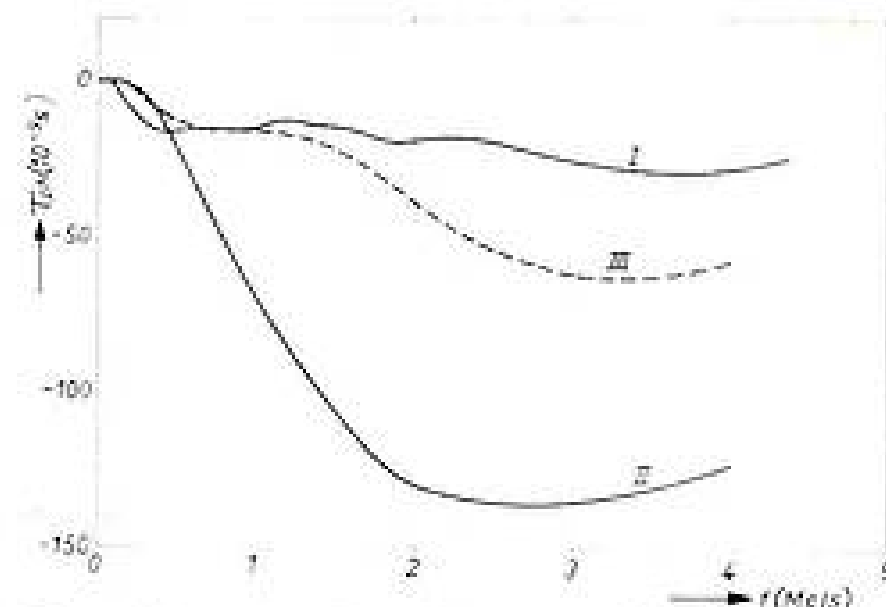


FIG. 13. — Courbes de retard de phase pour les récepteurs indiqués dans la légende de la fig. 12.

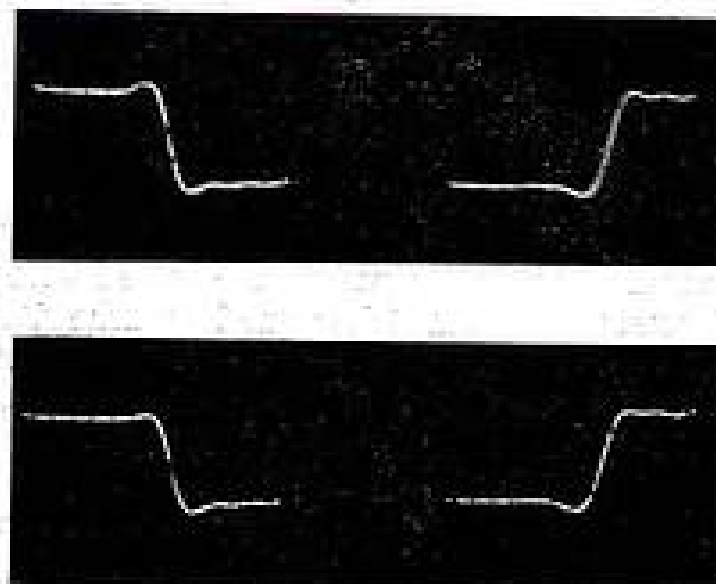


FIG. 14. — Réponse transitoire globale du récepteur à phase linéaire. Le taux de modulation est de 10 % pour les courbes supérieures et de 70 % pour les courbes inférieures. Le blanc correspond au niveau supérieur et le noir au niveau inférieur.

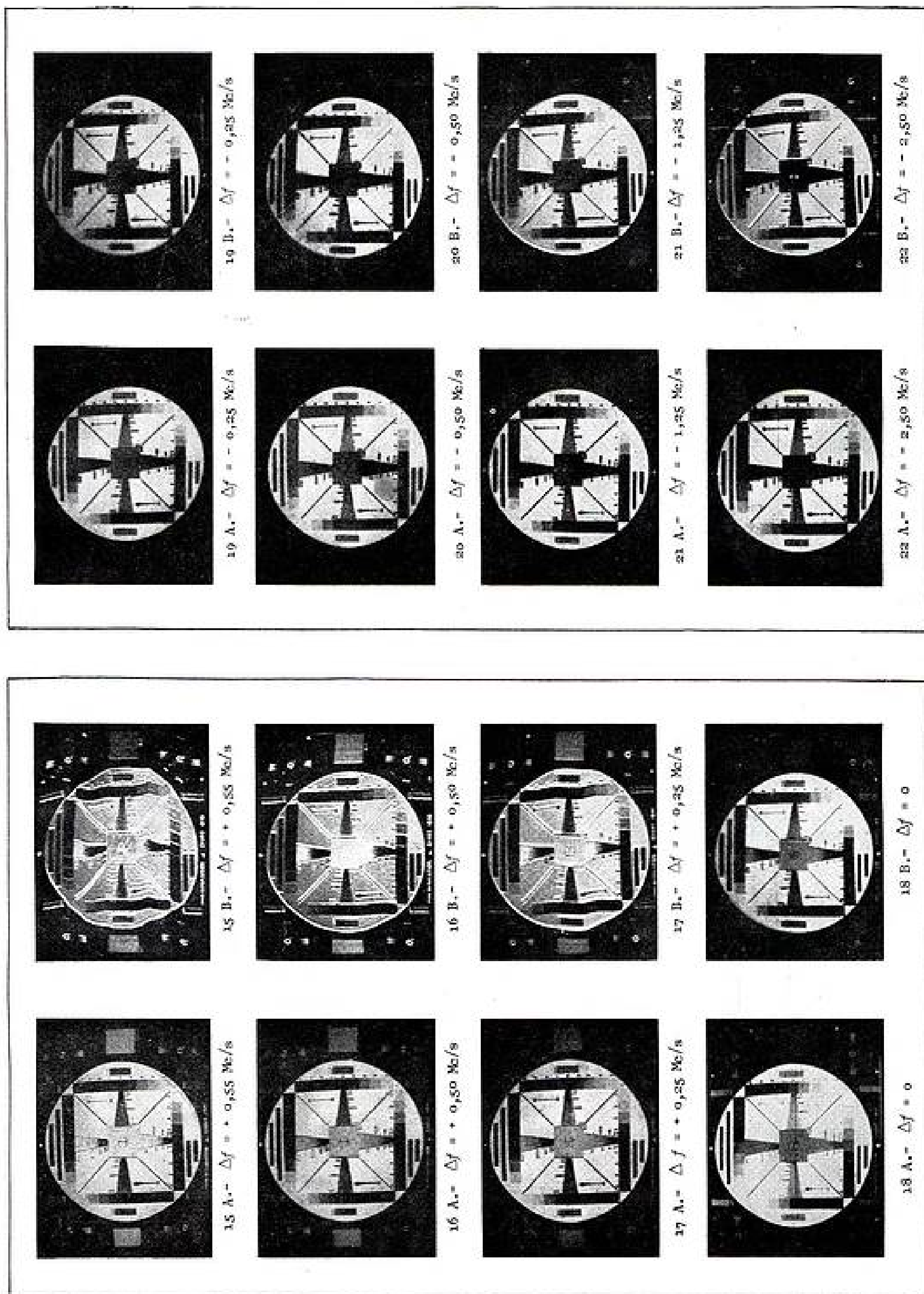


FIG. 15-22. — Photographies de l'écran d'un téléviseur à phase linéaire (série A) et d'un téléviseur conventionnel avec compensation des erreurs de phase M.F. dans la partie vidéo-fréquence (série B) à différents désaccords. Les grandeurs Δf indiquent le désaccord relativement à l'accord exact. Un désaccord négatif correspond à une variation de la fréquence de l'onde porteuse dans la direction du centre de la bande passante. Le défaut de résolution dans les figures est causé par la photographie; on peut distinguer plus de 400 lignes séparées dans le cas de l'accord exact. Les photographies ont été faites avec un émetteur à double bande latérale.

pour un récepteur normal sans et avec compensations des erreurs de phase dans la partie videofréquence.

La figure 13 montre les courbes de retard de phase videofréquence globales pour les mêmes récepteurs.

La réponse transitoire globale du récepteur à phase linéaire est représentée par la figure 14. Les courbes supérieures ont été mesurées pour un faible taux de modulation (10 %). L'absence de distorsion de phase est indiquée par la bonne symétrie de ces courbes.

Les courbes inférieures ont été mesurées pour un taux de modulation élevée (70 %). On voit que le dépassement du côté blanc, qui est présent dans les courbes supérieures, est à peu près compensé par l'influence de la détection du signal à bande latérale asymétrique [8]. Le résultat est une réponse transitoire presque idéale pour la largeur donnée de la bande passante. Les dépassements du côté noir ne gênent pas, parce que plus-noir-que-noir est invisible dans l'image.

Les figures 15-22 sont des photographies qui ont été faites de l'écran du téléviseur à phase linéaire (série A) et d'un téléviseur normal (série B) à différents désaccords. Pour des désaccords positifs, la fréquence de l'onde porteuse M.F. croît, de sorte que l'onde porteuse monte le flanc de la courbe d'amplitude (voir figure 8). D'autre part, pour des désaccords négatifs, la fréquence de l'onde porteuse se déplace dans la direction du centre de la bande passante.

Ces figures montrent très bien comment la qualité de l'image d'un récepteur conventionnel avec compensation des erreurs de phase M.F. dans la partie videofréquence, diminue fortement même pour de

faibles désaccords, tandis que l'image du téléviseur à phase linéaire ne change guère, même avec des désaccords considérables.

Conclusion.

Tandis que les erreurs de phase, introduites dans la partie moyenne fréquence d'un récepteur de télévision, peuvent être compensées dans la partie videofréquence soit de l'émetteur, soit du récepteur, cette compensation a le désavantage important d'être aisément perturbée, par exemple par un faible désaccord ou par des écarts comme peuvent s'en présenter entre différents récepteurs.

On a montré qu'il est possible de mettre au point un amplificateur M.F., qui, en satisfaisant les exigences à la sélectivité, ne présente que des faibles erreurs de phase, et cela sans utilisation de circuits compliqués.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.W. BODE. — *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. van Nostrand and Co, New York, 1953, p. 302-336.
- [2] J. PETERS. — *Einzelvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität*, Springer Verlag, Berlin 1954, p. 43-45.
- [3] A. DUBEC. — *Onde Electr.*, 33, 606-614, 1953.
- [4] FROMAGEOT et BELGADÈRE. — *Ann. des Télécomm.*, 4, 169-176, 1949.
- [5] J. HARTMAN. — *Funk und Ton*, 72-80, 1948.
- [6] A. v. WEEL. — *Philips Res. Rep.*, 7, 467-473, 1952.
- [7] J.H. de BOER et A. van WEEL. — *Revue techn. Philips* 15, 335-344, 1954.
- [8] L. BOURASSIN. — *Onde Electr.*, 34, 879-913, 1020-1040, 1954.

RÉFLECTEURS PASSIFS POUR FAISCEAUX HERTZIENS

(Etude expérimentale)

PAR

G. ANDRIEUX

Ingénieur E.R.B. et E.S.E.

(Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées)

Introduction.

La généralisation des télécommunications par faisceaux hertziens en ondes centimétriques au cours des dernières années a multiplié le nombre des problèmes d'infrastructure posés par l'installation des équipements. La récente apparition des réflecteurs passifs a apporté une solution élégante à certains de ces problèmes particulièrement importants par leur incidence économique.

On sait que la propagation des ondes centimétriques se rapproche de celle des ondes lumineuses et que, par suite, les aériens de deux stations successives doivent se trouver en visibilité optique. Les stations relais sont donc généralement installées sur des crêtes de terrain à des distances moyennes de l'ordre de 50 km. Mais certaines de ces crêtes, notamment en région montagneuse, sont parfois d'un accès difficile et situées loin de toute source d'énergie. Il est presque impossible d'y installer un relais actif et on préfère remplacer celui-ci par un relais passif d'entretien facile fonctionnant sans apport d'énergie extérieure. Un tel relais passif peut être constitué de deux aériens convenablement orientés et réunis par une section de ligne de transmission ou bien d'un réflecteur plan agissant comme un miroir. Dans la plupart des cas pratiques les rendements de ces deux types de relais passifs sont comparables et la simplicité du second le fera préférer. Ce type de réflecteur plan destiné à faire franchir un obstacle gênant au faisceau hertzien sera appelé par la suite réflecteur à grande distance.

Mais malgré leur installation sur des crêtes de

terrain les aériens des stations relais classiques doivent être généralement surélevés, ne serait-ce que pour éviter les obstacles situés dans leur voisinage immédiat (arbres, maisons d'habitation, etc.). Il faut donc ériger pour chaque station relais une tour ou un pylône de hauteur convenable suivant la topographie du terrain et la longueur du trajet à effectuer. Or, pour des raisons techniques (pertes dans les feeders d'aériens, distorsion par effet de longue ligne, entraînement de fréquence lors de l'emploi à l'émission d'un auto-oscillateur modulé, etc.), il est souhaitable que les équipements SHF soient situés à proximité des aériens. Cependant la solution qui consiste à installer à la fois les aériens et les équipements SHF au sommet d'une tour est très onéreuse et ne se justifie que lorsqu'on peut utiliser des édifices déjà existants ou lorsque la station dessert plusieurs directions. Par contre l'installation de réflecteurs passifs au sommet d'un pylône permet de ramener au sol les aériens eux-mêmes qui se trouvent alors à proximité des équipements SHF et sont pointés vers les réflecteurs correspondants. Un réflecteur employé dans ces conditions se trouve en général dans la zone de Fresnel de l'aérien associé et forme avec ce dernier un aérien composé qui doit être étudié comme un tout. On peut noter qu'un tel réflecteur n'est pas nécessairement plan ; cependant en raison de leur plus grande facilité d'exécution et de contrôle on utilise le plus souvent des réflecteurs plans.

Le travail effectué a eu pour but l'étude des performances d'un système comprenant un réflecteur plan associé à un aérien donné. L'exposé commence cependant par un aperçu des propriétés des réflec-

teurs à grande distance dont la connaissance est nécessaire pour l'interprétation de certaines mesures.

L'étude comprend deux parties :

— La mesure du rendement du réflecteur, c'est-à-dire du rapport du gain du système réflecteur-aérien au gain de l'aérien utilisé seul ;

— La mesure des couplages introduits entre aériens d'une même station par la présence des réflecteurs.

Les mesures ont été conduites à la longueur d'onde de 1,25 cm qui a permis de réaliser sur un emplacement réduit les conditions d'espace libre. Elles entrent cependant dans le cadre général de recherches sur des faisceaux hertziens fonctionnant à la longueur d'onde de 8,75 cm, aussi s'agit-il d'une étude sur maquette au 1/7. Pour que la transposition soit pleinement valable on a apporté un grand soin à la réalisation du matériel. Des mesures comparées de gain et d'adaptation effectuées sur les aériens à $\lambda = 8,75$ cm et sur leurs homologues à $\lambda = 1,25$ cm ont donné des résultats très voisins prouvant que les seconds ont été reproduits avec une précision satisfaisante.

Rappels théoriques.

A. — RÉFLECTEURS A GRANDE DISTANCE.

1° Considérations générales.

Les propriétés générales des réflecteurs à grande distance ont déjà été exposés dans la littérature technique [1] [2] [3]. On se bornera donc à rappeler ici les plus importantes.

Il faut d'abord noter que l'analogie entre réflecteurs passifs en ondes centimétriques et miroirs optiques ne saurait être menée bien loin. En effet un réflecteur de dimensions déjà importantes (5 m $\times$ 5 m) utilisé à la longueur d'onde de 8,75 cm n'aurait, réduit à l'échelle des radiations lumineuses du centre du spectre visible, que 0,03 mm de côté environ. Il produit donc des effets de diffraction très marqués.

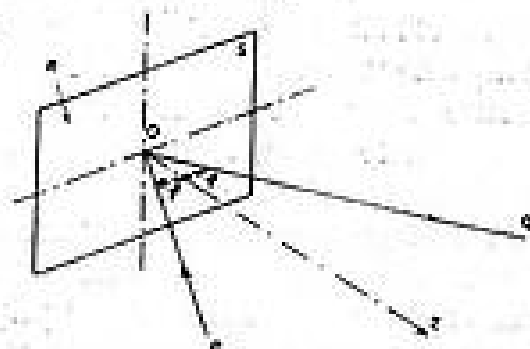


FIG. 1.

Soit une onde plane qui se propage le long d'un rayon PO et frappe en son centre le réflecteur rectangulaire R représenté sur la figure 1, en faisant avec la normale OZ au réflecteur l'angle d'incidence φ . Les côtés du réflecteur sont supposés orientés de telle façon que le plan d'incidence soit un plan médian de celui-ci. On démontre que le diagramme de diffraction de l'onde dans le plan d'incidence POZ comprend une lobe principal dont le maximum est dirigé suivant la droite OQ symétrique de OP par rapport à OZ . Ce lobe principal, sensiblement

symétrique lorsque le réflecteur est suffisamment grand, est encadré d'un certain nombre de lobes secondaires dont les amplitudes décroissent lorsqu'on s'éloigne de OQ . De même on démontre que le diagramme de diffraction dans le plan passant par OQ et perpendiculaire au plan d'incidence comprend encore un lobe principal dont le maximum est dirigé suivant OQ et un certain nombre de lobes secondaires dont les amplitudes décroissent lorsqu'on s'éloigne de OQ . Ces deux diagrammes montrent que la direction de rayonnement maximum est celle du rayon réfléchi au sens de l'optique géométrique.

Ces résultats sont rigoureux à distance suffisamment grande du réflecteur (au delà de la zone de Fresnel de celui-ci). De plus, si on se limite à l'étude de la diffraction dans une direction voisine de celle du rayonnement maximum, le réflecteur peut être remplacé par une ouverture rectangulaire située dans un plan normal à cette direction, de surface égale à la surface projetée S' du réflecteur sur ce plan, et dont tous les éléments rayonnent en phase. En fonctionnement normal le réflecteur peut donc, comme le

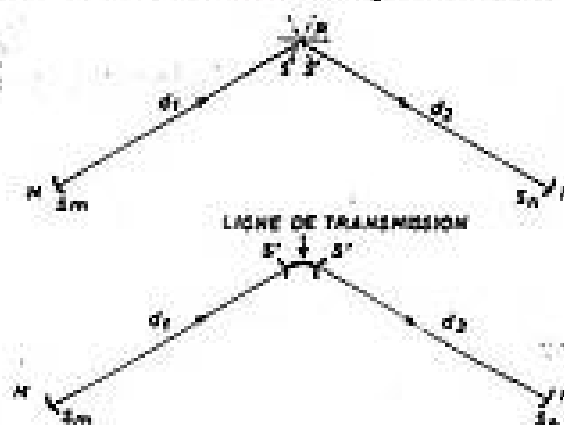


FIG. 2.

montre la figure 2, être remplacé par deux ouvertures Σ_1 et Σ_2 normales aux directions incidente et réfléchie et ayant une surface égale à la surface apparente S' du réflecteur suivant ces directions. On peut considérer que l'énergie recueillie par l'une de ces ouvertures est intégralement transmise à l'autre et rerayonnée par celle-ci.

2° Rendement du réflecteur.

On a représenté sur la figure 3a un réflecteur R de surface S situé à des distances d_1 et d_2 de deux stations M et N . Soient S_m et S_n les surfaces effectives des aériens équipant ces stations et S' la surface

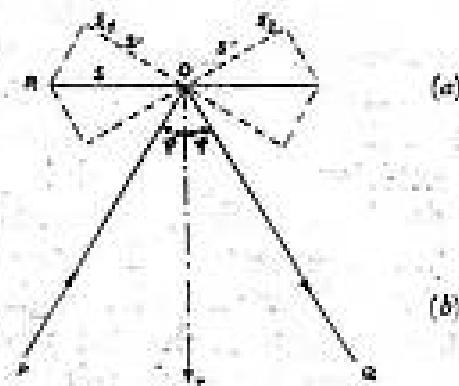


FIG. 3.

apparente du réflecteur vu de M ou de N . Il est aisé de voir que le rapport de la puissance reçue à la

station N à la puissance émise à la station M après réflexion sur le réflecteur R est égal à :

$$\frac{P'_r}{P_e} = \frac{S'^2 S_m S_n}{\lambda^4 d_1^2 d_2^2}$$

Si la liaison entre M et N s'effectuait directement mais avec un trajet global $d_1 + d_2$, le rapport précédent serait :

$$\frac{P''_r}{P_e} = \frac{S_m S_n}{\lambda^2 (d_1 + d_2)^2}$$

On appellera par définition rendement du réflecteur le rapport :

$$\eta = \frac{P'_r}{P''_r} = \frac{S'^2 (d_1 + d_2)^2}{\lambda^2 d_1^2 d_2^2}$$

L'examen de cette formule montre que si la distance $d_1 + d_2$ est supposée constante, le rendement du réflecteur est minimum lorsque $d_1 = d_2$. On a donc intérêt à placer le réflecteur le plus près possible de l'une des deux stations.

A la limite si d_1 est beaucoup plus grand que d_2 la formule se simplifie et on obtient :

$$\eta = \frac{S'^2}{\lambda^2 d_2^2}$$

Exemple numérique : Un réflecteur rectangulaire de surface apparente $S' = 9 \text{ m}^2$ ($3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$) utilisé à $\lambda = 8,75 \text{ cm}$ introduit sur un trajet global de 40 km une perte égale à :

- 39,7 dB lorsqu'il est situé à mi-parcours ($d_1 = d_2$)
- 25,3 dB lorsqu'il est situé à 2 km d'une station et à 38 km de l'autre.

Remarque :

Le calcul précédent ne fait intervenir que les pertes de propagation. En particulier on a pris pour surface effective du réflecteur sa surface apparente, ce qui se justifie en raison de la grande distance qui le sépare des stations émettrice et réceptrice et permet de l'assimiler à une ouverture uniformément illuminée. En toute rigueur il existe de légères pertes par effet de bord ; certains auteurs considèrent que pour le calcul de la surface du réflecteur on ne doit pas tenir compte d'une bande périphérique de largeur égale à $\lambda/4$. L'effet résultant sur le rendement reste très faible devant les pertes de propagation.

En outre il existe des pertes par effet Joule sur le réflecteur lui-même et des pertes par énergie transmise à travers le réflecteur lorsque la structure de celui-ci n'est pas continue (réflecteur constitué de tôles perforées ou d'un grillage pour des raisons d'allègement et de tenue au vent). Ces pertes sont

encore très faibles et la baisse de rendement correspondante, généralement chiffrée à 1 %, est encore négligeable devant les pertes de propagation.

3° Comparaison d'un réflecteur passif et d'un relais constitué de deux aériens identiques reliés par une ligne de transmission.

Le raisonnement du paragraphe précédent et la formule à laquelle il conduit restent valables pour le relais de la figure 3b, mais S' représente maintenant la surface effective de l'aérien. L'efficacité des aériens courants pour ondes centimétriques est de 0,5 à 0,6 ; par suite dans le cas où les aériens du relais passif ont la même surface apparente que le réflecteur il faut tenir compte d'une perte supplémentaire de 2,5 dB environ par trajet partiel donc de 5 dB sur le trajet global. Cet avantage du réflecteur passif, vrai pour les surfaces apparentes, n'existe pour les surfaces réelles que si l'incidence du faisceau est inférieure à un angle de 55° environ, angle pour lequel, les rendements des deux types de relais passifs sont comparables.

4° Conclusion.

Quelques réalisations intéressantes [1] [2] [3] confirmant les résultats théoriques ci-dessus ont démontré l'utilité des réflecteurs comme relais passifs sur les trajets imparfaitement dégagés. On retiendra que pour une telle utilisation le réflecteur doit être placé aussi près que possible de l'une des stations et que l'angle d'incidence doit être faible si on désire



FIG. 4

un rendement suffisant pour des dimensions acceptables. Lorsque les deux trajets partiels sont presque alignés cette dernière condition peut conduire à utiliser un système de réflecteurs jumelés à la manière d'un périscope ; cette solution schématisée sur la figure 4 a déjà été expérimentée au Maroc [2].

B. — SYSTÈME CONSTITUÉ D'UN AÉRIEN ET D'UN RÉFLECTEUR A FAIBLE DISTANCE.

(Cas du réflecteur situé en haut d'un pylône)

1° Considérations générales.

Le réflecteur étant situé à proximité de l'aérien, son illumination dépend maintenant de ses dimensions et de sa forme, des dimensions, de la forme et de l'illumination de l'ouverture de l'aérien, ainsi que de la distance qui sépare le réflecteur de l'aérien. Aussi l'analyse théorique de chaque problème particulier est beaucoup plus compliquée que dans le cas précédent. Parmi plusieurs études théoriques récemment publiées [4] [5] [6] [7] [8] celle de Jakes [4] donnait les résultats les plus aisément applicables au cas de l'aérien paraboloidal déjà mis au point pour les faisceaux hertziens à $\lambda = 8,75 \text{ cm}$. Pour cette raison l'étude expérimentale entreprise a d'abord consisté à vérifier les résultats de Jakes auxquels on accordera donc ici une importance particulière.

2° Résultats théoriques de Jakes.

Le système particulier étudié par Jakes est représenté sur la figure 5.

L'aérien a une ouverture circulaire de diamètre $2R$ dont l'illumination suit une loi de décroissance parabolique du centre vers le bord où elle est inférieure de 10 dB à sa valeur maximum.

Le réflecteur orienté à 45° sur le faisceau incident a une forme elliptique telle que sa projection sur le plan perpendiculaire au faisceau soit un cercle de diamètre $2a$ (axes $2a$ et $2a\sqrt{2}$).

La distance entre l'aérien et le réflecteur est égale à d .

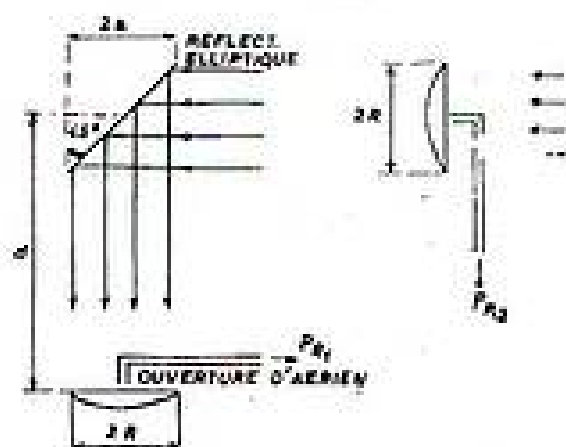


FIG. 5.

On suppose le système aérien-réflecteur utilisé à la réception et on appelle P_{R1} la puissance recueillie par l'aérien lorsqu'une onde plane issue d'un émetteur à grande distance frappe le réflecteur sous l'incidence de 45° . On appelle P_{R2} la puissance qui serait recueillie par l'aérien s'il était utilisé seul et occupait la place du réflecteur. On étudie le rapport P_{R1}/P_{R2} en fonction de a , R , λ et d . Pour cela on calcule d'abord, la distribution du champ diffracté sur le plan d'ouverture de l'aérien, puis on intègre ce champ sur l'ouverture compte tenu de la loi parabolique d'illumination de celle-ci. Jakes fait deux hypothèses simplificatrices:

— L'ouverture elliptique du réflecteur est remplacée par une ouverture uniformément illuminée de diamètre $2a$ égale à sa surface apparente, et située à la distance d (cette hypothèse déjà faite pour le réflecteur à grande distance est valable lorsqu'on étudie le diagramme de diffraction du réflecteur

dans un petit angle solide autour de la direction de rayonnement maximum figurée ici par l'axe commun à l'aérien et à l'ouverture équivalente au réflecteur);

— La distance l indiquée sur la figure 6 et qui sépare un point M de coordonnées polaires ρ et Φ , situé sur l'ouverture équivalente au réflecteur, d'un point N de coordonnées polaires r et θ , situé sur l'ouverture de l'aérien, est prise égale à la valeur approchée :

$$l = d + \frac{\rho^2 + r^2 - 2\rho r \cos(\theta - \Phi)}{2d}$$

Cette formule est valable à 1 % près pour

$$R + a \leq 0,176 d$$

Avec des dimensions d'aérien et de réflecteur de l'ordre de 3 m, ($2R = 2a = 3$ m) ceci cor-



FIG. 6.

respond à une distance d supérieure à 17 mètres, qui justifie cette simplification pour les cas usuels.

Hormis ces deux simplifications le calcul de Jakes est rigoureux. La solution numérique du problème a été effectuée au moyen d'un calculateur électronique. Les résultats sont présentés sous la forme d'un abaque universel donnant P_{R1}/P_{R2} en fonction de la variable $\frac{1}{K} = \frac{\lambda d}{4a^2}$, la grandeur $l = \frac{R}{a}$ étant prise comme paramètre.

Cet abaque, reproduit sur la figure 7 montre que le système est susceptible de fournir un gain pour un rapport $\frac{R}{a} < 0,8$, c'est-à-dire lorsque le diamètre du réflecteur est supérieur à 1,25 fois celui de l'ouverture du paraboloïde. Toutefois ce gain reste assez faible et n'existe que pour des distances d

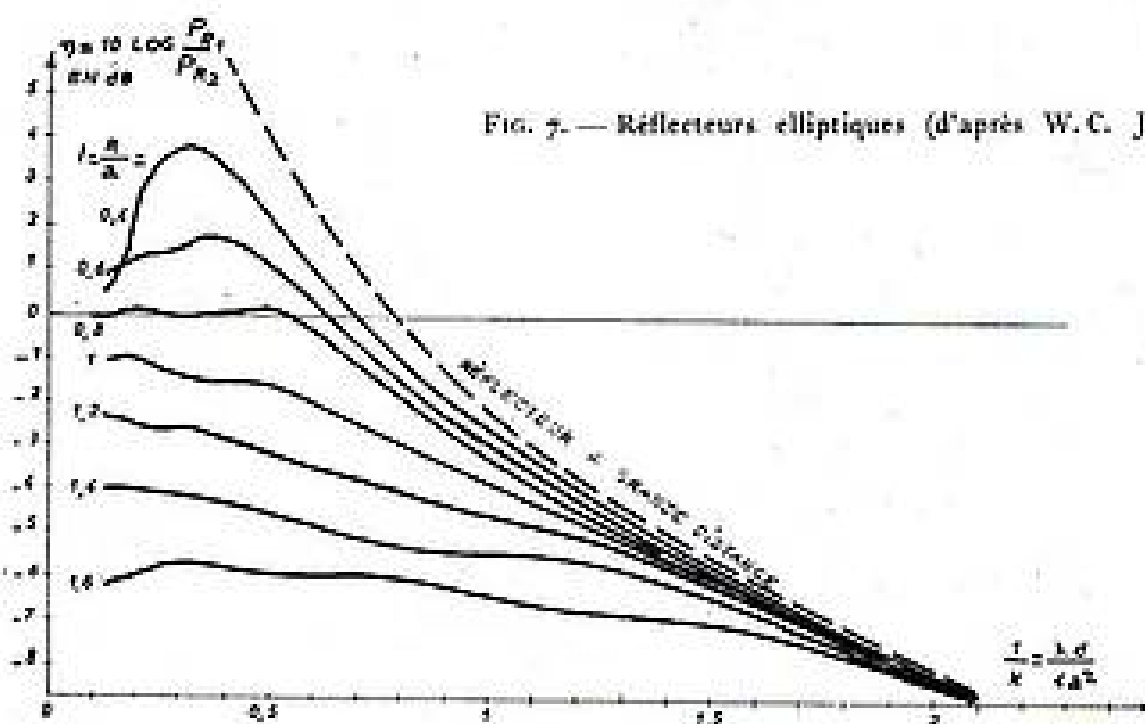


FIG. 7. — Réflecteurs elliptiques (d'après W.C. JAKES).

inférieures à une valeur qui dépend de ce rapport $\frac{R}{a}$. Cependant, et cela est plus important, pour $\frac{R}{a} = 0,8$, c'est-à-dire pour un réflecteur de dimensions acceptables, le rendement du système est voisin de l'unité pour des distances d , donc des hauteurs de pylône, dans le rapport de 1 à 5.

3° Comparaison des réflecteurs elliptiques et rectangulaires.

La confrontation de l'étude de Jakes et des diverses autres études parues montre qu'à égalité des axes le réflecteur elliptique est plus avantageux que le réflecteur rectangulaire, et ceci indépendamment d'une analyse théorique plus simple pour le premier. Le système utilisant un réflecteur elliptique associé à un aérien de révolution présente en effet pour le calcul du moins, une symétrie de révolution, si on néglige cependant avec tous les auteurs la légère différence entre les diagrammes de directivité horizontal et vertical de l'excitateur d'aérien.

A partir du travail de Greenquist et Orlando [5] un réseau de courbes semblable à celui de Jakes peut être tracé pour un réflecteur rectangulaire. Dans ce réseau rapporté sur la figure 8, 2a représente maintenant le petit côté du réflecteur rectangulaire. On peut remarquer que pour des distances suffisamment grandes les courbes de rendement pour les

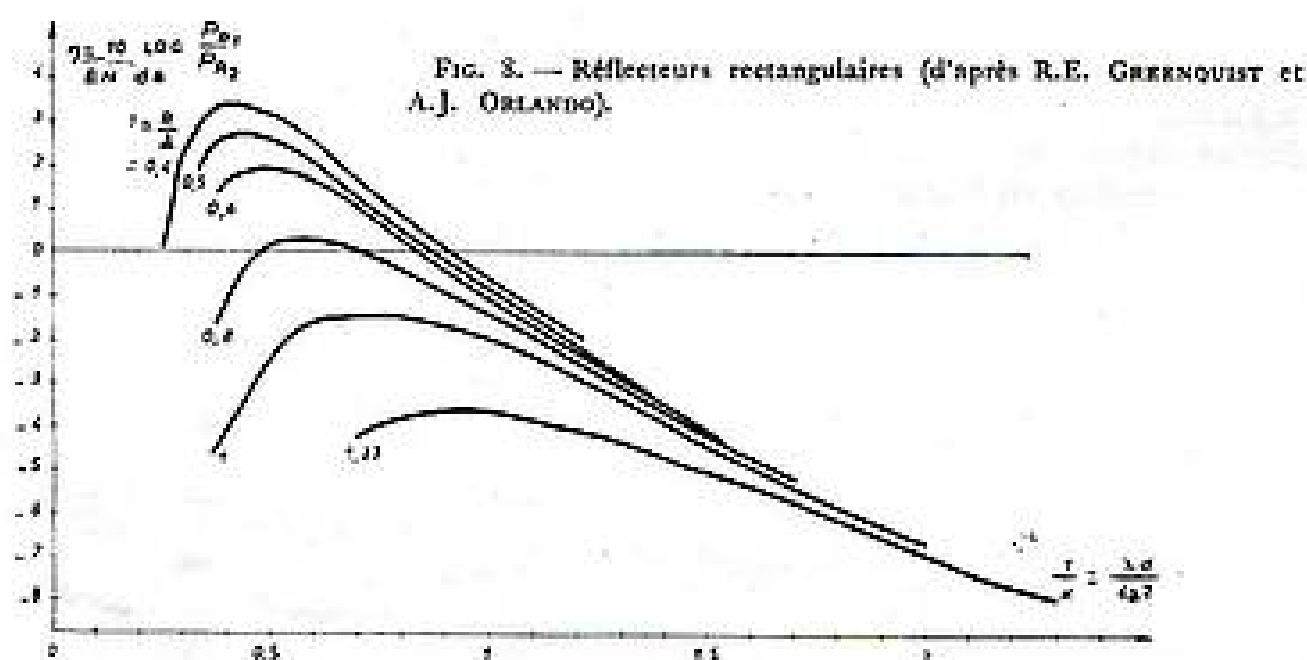
il est possible de démontrer que le gain maximum obtenu pour le réflecteur elliptique est de 6 dB alors qu'il n'est que de l'ordre de 5 dB pour le réflecteur rectangulaire [6] [7] [8]. Physiquement, cela s'explique par le fait que ce gain de 6 dB est obtenu lorsque le réflecteur elliptique est situé à une distance de l'aérien telle qu'il constitue une section exacte du premier ellipsoïde de Fresnel de l'émission effectuée à partir de ladite source ponctuelle. Cette condition ne peut évidemment jamais être réalisée avec un réflecteur rectangulaire.

On peut encore remarquer qu'en règle générale une ouverture circulaire donne des lobes secondaires plus faibles qu'une ouverture rectangulaire. Pour des ouvertures uniformément illuminées les niveaux de premier lobe secondaire rapportés au lobe principal sont respectivement de - 17,6 dB et de - 13,2 dB dans les deux cas.

En résumé, associé à un aérien donné, un réflecteur rectangulaire ne permet pas d'obtenir un rendement supérieur à celui du réflecteur elliptique ayant les mêmes axes. Par contre il est nettement plus lourd et plus encombrant et donne des lobes secondaires plus importants. Dans la majorité des cas le réflecteur elliptique semble donc préférable.

Mesures de gain.

On rappellera que le but de ces mesures fut la vérification expérimentale de l'étude théorique de Jakes,



réflecteurs rectangulaires sont au-dessus des courbes correspondantes pour les réflecteurs elliptiques. Cela est normal car on se rapproche alors du cas du réflecteur à grande distance dont le rendement est proportionnel au carré de la surface apparente. A la limite cet écart tend, pour le cas considéré, vers 2,1 dB (20 fois $\log 4/\pi$). Mais dans le domaine intéressant de l'abaque, c'est-à-dire au voisinage des maxima des courbes, les rendements obtenus avec des réflecteurs de mêmes dimensions linéaires sont comparables et même légèrement plus élevés pour les réflecteurs elliptiques.

D'ailleurs lorsque le rapport $l = \frac{R}{a}$ tend vers 0 (cas du réflecteur illuminé par une source ponctuelle)

le sujet n'ayant donné lieu à aucune publication de travaux expérimentaux à la date où elles ont été entreprises.

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES. — CHOIX DE LA LONGUEUR D'ONDE 1,25 CM.

Dans le cadre général d'une étude de câble hertzien à la longueur d'onde de 8,75 cm la vérification de l'abaque de Jakes avec des éléments à échelle réelle, en nécessitant un matériel considérable et un vaste terrain dégagé, aurait été d'un prix de revient très élevé.

Heureusement les formules qui traduisent les propriétés des aériens montrent qu'il est toujours

possible de transposer à échelle réduite une étude de rayonnement ; il suffit pour cela de réduire dans le même rapport que la longueur d'onde de fonctionnement, les dimensions linéaires des éléments rayonnants et les distances entre ceux-ci. Du même coup, la longueur de la zone de Fresnel du système étudié qui définit pratiquement la distance à laquelle sont réalisées les conditions d'espace libre, se trouve réduite dans le même rapport.

Pour le cas qui nous occupe l'utilisation d'une longueur d'onde de 1,25 cm (échelle 1/7) a permis de rendre les divers éléments très maniables. Les diverses hauteurs de pylône ont été ramenées à des distances de 3 à 15 mètres. Enfin la zone de Fresnel du plus grand des réflecteurs étudiés a été réduite à 80 mètres. En supposant l'émetteur placé à cette distance on peut voir que le diamètre du premier ellipsoïde de Fresnel de la liaison est inférieur à 1 m. Par suite en surélevant faiblement les divers éléments de façon à dégager ce premier ellipsoïde de Fresnel, il a été possible de transposer le problème dans un plan horizontal, ce qui a rendu l'expérimentation beaucoup plus aisée. En définitive celle-ci a pu être conduite entre deux terrasses distantes de 65 m suivant le schéma décrit plus loin. Dans le cas du réflecteur le plus grand la première zone de Fresnel s'étendait donc jusqu'à une distance légèrement supérieure mais les résultats n'ont pas paru souffrir de cette infraction aux règles généralement admises.

B. — DESCRIPTION DU MATÉRIEL.

Dans le souci d'alléger au maximum le matériel d'étude toutes les mesures de gain ont été effectuées en détection directe d'une onde entretenue pure. Cette méthode était possible en raison de la faible distance séparant l'émetteur du récepteur. L'appareillage expérimental comprenait alors :

1° A l'émission.

— Un klystron Raytheon 2 K 33 donnant une puissance de l'ordre de 20 mW à 24 000 Mc/s sous une tension anodique de 1 600 V ;

— Un atténuateur variable à came pour le réglage de la puissance émise ;

— Une ligne de mesure utilisée en contrôle de niveau d'émission ;

— Un aérien de gain théorique 28 dB constitué par un cornet pyramidal d'ouverture 15 cm $\times$ 12 cm.

L'ensemble émetteur était monté sur un bâti rigide pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

Le contrôle de la fréquence émise était effectué par intermittence au moyen d'un montage séparé comprenant un aérien pyramidal, un ondemètre à transmission et un montage détecteur à cristal.

2° A la réception.

— Un aérien paraboloidal décrit plus loin, réplique au 1/7 d'un aérien de 3 mètres de diamètre pour câble hertzien à $\lambda = 8,75$ cm ;

— Un montage détecteur, pour cristal IN 26, adapté à la fréquence de fonctionnement 24 000 Mc/s.

Le courant détecté était mesuré au moyen d'un galvanomètre AOIP à index lumineux (sensibilité 0,75 μ A pour 150 mm ; résistance 6 000 ohms).

L'ensemble récepteur était monté sur un pied d'optique de hauteur variable, pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

3° Ensemble aérien-réflecteur.

On a effectué des mesures sur six ensembles différents composés chacun de l'aérien déjà cité et de l'un des réflecteurs elliptiques décrits ci-dessous.

Les caractéristiques de ces éléments étaient les suivantes :

a) Aérien.

— Caractéristiques du réflecteur paraboloidal :
diamètre de l'ouverture : $2R = 435$ mm ;

distance focale : 140 mm.

— Caractéristiques de l'excitateur :

L'excitateur d'aérien du type à rayonnement arrière inventé par Cutler, est représenté sur la figure 9. Réglé à la fréquence de travail, son taux d'ondes

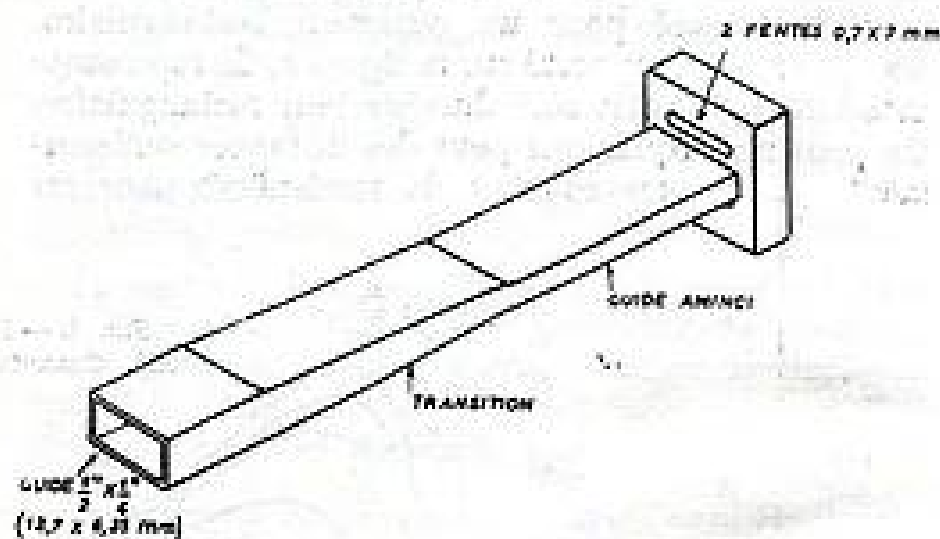


FIG. 9. — Excitateur d'aérien.

stationnaires était égal à 1,05. On sait que le fait de placer un excitateur pré-réglé au foyer d'un réflecteur paraboloidal le désadapte légèrement. La correction de cette désadaptation, suivant une technique bien connue, a permis au moyen d'une plaque circulaire de 47 mm de diamètre placée au sommet du réflecteur de ramener le taux d'ondes stationnaires de l'aérien complet à une valeur de l'ordre de 1,05.

b) Réflecteurs elliptiques.

Les réflecteurs découpés sous la forme d'ellipses homothétiques dans de la planche de dural de 3 mm d'épaisseur soigneusement dressée avaient des petits axes $2a$ de grandeurs échelonnées de façon à obtenir

des rapports $l = \frac{R}{a}$ compris entre 0,6 et 1,6. Rappelons que les axes de chaque réflecteur étaient dans le rapport $\sqrt{2}$. Les réflecteurs étaient fixés en 4 points d'un cadre rigide dont les portées étaient soigneusement dressées pour éviter toute déformation. Ce cadre était fixé sur un pied d'optique de hauteur variable pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

Le terrain d'expériences composé de deux terrasses voisines est représenté sur la figure 10. La distance émetteur-réfecteur mesurée par voie optique était égale à 66,5 m. La forme de la terrasse supportant le système aérien-réfecteur a permis de faire varier la distance entre aérien et réflecteur de 1 à 13 m de façon continue et d'effectuer une mesure supplémentaire pour une distance de l'ordre de 17,50 m. Le

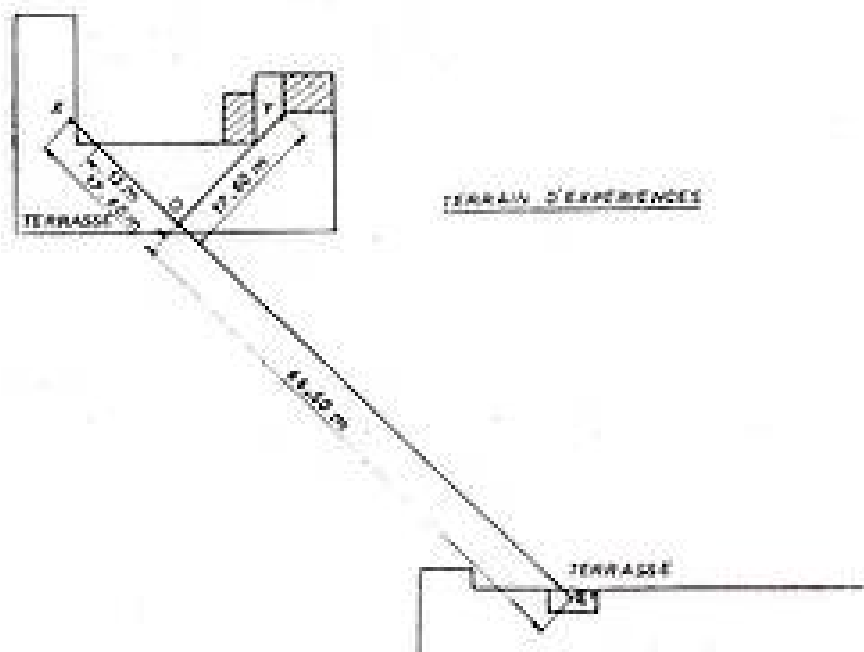


FIG. 10.

prolongement de l'axe émetteur-réfecteur et l'axe réflecteur-récepteur ont été visualisés par le tracé au sol de deux lignes droites perpendiculaires OX et OY graduées en mètres.

C. — VÉRIFICATION DE L'ABAQUE DE JAKES.

1° Mesures préliminaires.

Des mesures préliminaires ont été effectuées pour comparer les performances de l'aérien réalisé à $\lambda = 1,25$ cm à celles de l'aérien normal pour le faisceau hertzien à $\lambda = 8,75$ cm. Le gain de l'aérien à $\lambda = 1,25$ cm est de 37,7 dB ce qui correspond à une

efficacité $e = 0,49$. Cette valeur, voisine de celle trouvée pour le gain de l'aérien réel de 3 m de diamètre à $\lambda = 8,75$ cm (gain 37,8 dB, efficacité 0,51) peut sembler un peu faible mais ce résultat est normal. En effet, l'excitateur utilisé a un diagramme de directivité un peu étroit qui ne permet pas l'illumination optimum d'un réflecteur parabolique ayant un rapport diamètre d'ouverture à distance focale aussi élevé que celui de l'aérien décrit. On verra plus loin que ce léger défaut, du point de vue gain de l'aérien considéré, se traduit en compensation par un avantage sensible, du point de vue découplage de deux aériens voisins.

Par ailleurs, des mesures effectuées au laboratoire ont montré que pour les niveaux d'énergie détectés le cristal avait une réponse quadratique. Dans la suite des mesures on a donc pu effectuer directement les rapports de puissance reçues comme rapports des courants détectés correspondants.

2° Mesures de rendement du système.

a) *Conduite des mesures.* — Chaque séance de mesures est précédée d'un certain nombre de réglages ayant pour but l'alignement exact de l'axe de l'aérien d'émission, du centre du réflecteur préalablement installé au point O et de l'axe de l'aérien de réception installé en un point situé à l'extrémité de la ligne OX . Ces réglages effectués partie par voie optique, partie au moyen de l'émission elle-même permettent de bien orienter celle-ci et de fixer le réflecteur et le récepteur à une hauteur convenable qui n'est plus retouchée de toute la séance.

La détermination du rendement du système comprenant un réflecteur donné, pour une distance réflecteur-aérien de réception donnée s'effectue en deux temps :

— Le réflecteur étant retiré de son support et le récepteur placé à distance voulue du point O sur l'axe OX , on recherche le courant détecté maximum en agissant sur les réglages d'azimut et de site du récepteur.

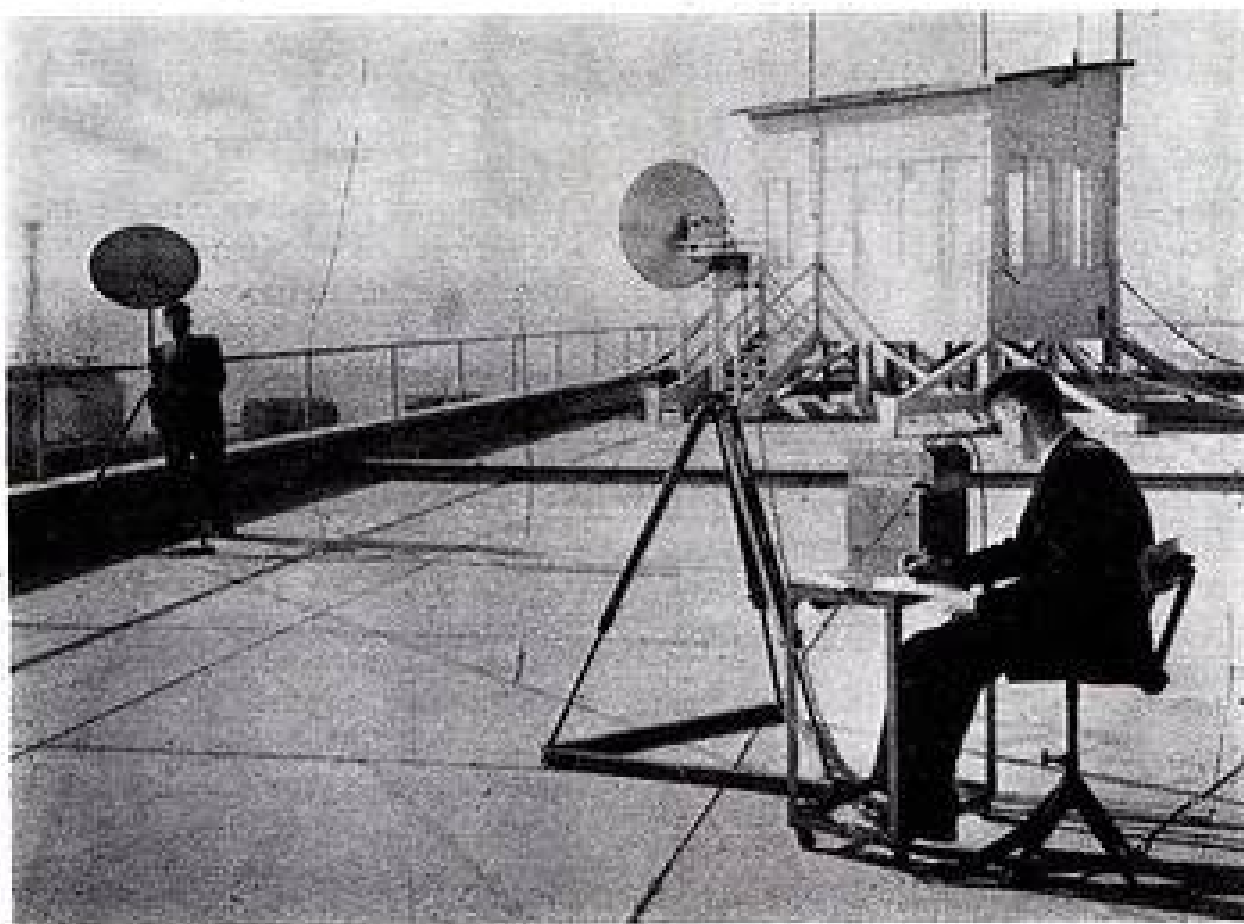


FIG. 11.

— Le réflecteur est ensuite réinstallé sur son support et le récepteur placé sur l'axe OY à la même distance du point O . On recherche à nouveau le courant détecté maximum en agissant à la fois sur les réglages d'azimut et de site du récepteur et du réflecteur ainsi que le montre la photographie de la figure 11.

Le rapport des deux courants détectés donne la mesure du rendement en puissance du système aérien-réflecteur tel qu'il a été défini précédemment. Afin de tenir compte de l'imprécision des mesures, chacune d'elles a été effectuée plusieurs fois et les résultats mentionnés ci-dessous sont des moyennes des valeurs expérimentales.

b) *Résultats des mesures. — Interprétation des résultats.* — Les mesures expérimentales ont permis de tracer le réseau de courbes de la figure 12 présenté de la même façon que l'abaque de Jakes.

L'allure générale des courbes est la même ; cependant on peut faire les remarques suivantes :

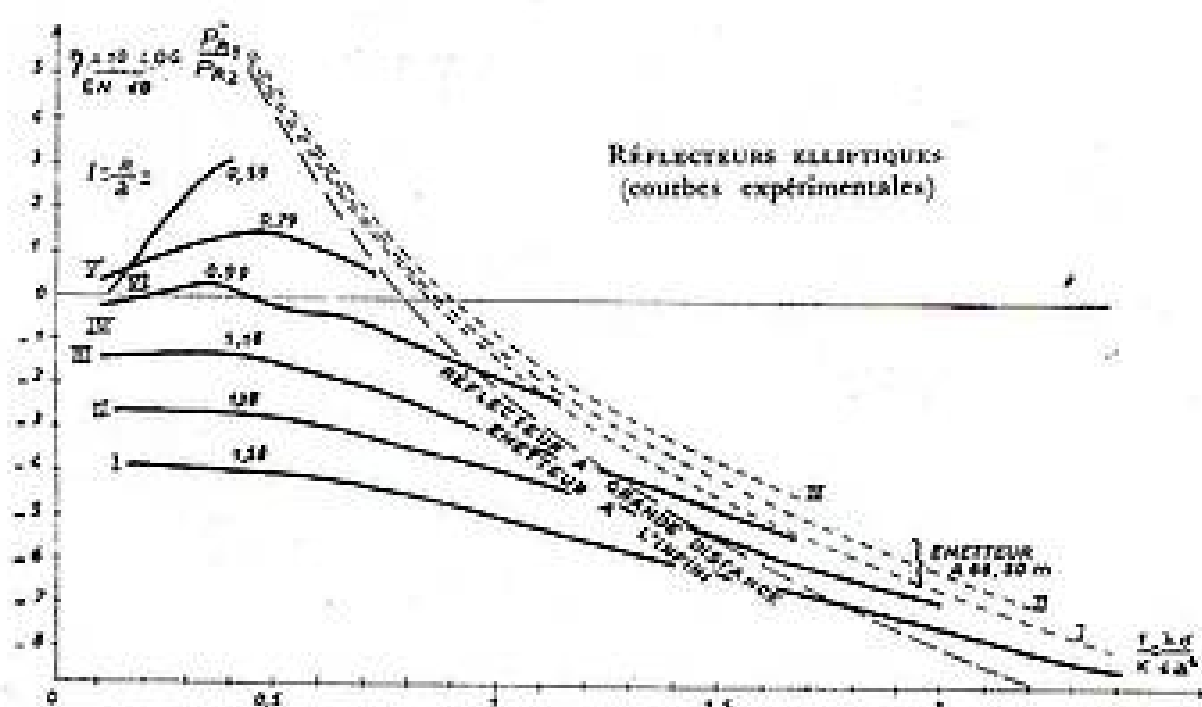
le sens d'une diminution : ainsi la courbe expérimentale $l = 0,59$ devrait par exemple être comparée à la courbe théorique $l = 0,5$. On peut vérifier sur les figures 7 et 12 que cette correction rend assez bien compte de l'écart constaté.

Pour expliquer la seconde différence on a été conduit à comparer le rendement du réflecteur à distance moyenne tel qu'il ressort de l'abaque de Jakes à celui du réflecteur traité comme un réflecteur à grande distance. On a vu, dans les rappels théoriques, que le rendement d'un réflecteur à grande distance était :

$$\eta = \frac{S^2}{\lambda^2 d^2}$$

dans le cas où ce réflecteur se trouve à une distance de l'émetteur beaucoup plus grande que la distance

FIG. 12.



— Pour des valeurs sensiblement égales du paramètre $l = \frac{R}{a}$ les maxima des courbes expérimentales sont plus élevés de 1 dB environ que les maxima des courbes théoriques.

— Pour des valeurs de $1/K$ supérieures à 0,80 les courbes expérimentales sont sensiblement parallèles et ont une pente plus faible que les courbes théoriques, lesquelles ont tendance à converger.

La première différence peut s'expliquer par le fait que l'illumination du paraboloïde par l'excitateur à rayonnement arrière ne correspond pas exactement à l'hypothèse de Jakes. On a déjà indiqué que le diagramme de rayonnement primaire de l'excitateur, un peu étroit, est tel que l'illumination marginale est inférieure aux - 10 dB de l'illumination centrale supposés par Jakes ; aussi tout se passe comme si on utilisait une partie seulement de l'aérien paraboloïdal, dans l'hypothèse ci-dessus.

Pour tenir compte de cette illumination différente le paramètre $l = \frac{R}{a}$ correspondant à une courbe expérimentale donnée devrait donc être corrigé dans

d qui le sépare du récepteur. Il est aisé de vérifier que cette formule peut se mettre sous la forme :

$$\eta = \left(\frac{\pi}{4/K} \right)^2$$

$1/K$ ayant la valeur choisie par Jakes. Sur l'abaque de Jakes, ce rendement peut donc se traduire par une courbe universelle valable quel que soit le réflecteur, ce qui signifie que pour des valeurs élevées de la variable $1/K$ toutes les courbes de l'abaque admettent cette courbe universelle comme asymptote. La figure 7 rend bien compte de ce résultat. La courbe universelle ayant été tracée également sur la figure 12, on peut voir qu'elle coupe les courbes expérimentales. Mais l'hypothèse d'un émetteur à très grande distance n'est pas valable dans le cas de ces mesures et par suite le rendement du réflecteur traité comme un réflecteur lointain ne peut alors se traduire par une courbe universelle. On a tracé sur la figure 12 les courbes qui traduisent le rendement du réflecteur pour un émetteur placé à 66,5 m et un récepteur à distance variable, en calculant pour chaque réflecteur les valeurs correspon-

dantes du paramètre $1/K$. Ces courbes sont toutes situées au-dessus de la courbe universelle précédente et il est remarquable de constater que chaque courbe expérimentale admet la courbe correspondante ainsi tracée pour asymptote.

La différence constatée entre les courbes expérimentales et les courbes théoriques sous forme d'une sorte de trainage à grande distance provient donc du fait que les essais ont été réalisés avec un émetteur trop proche. Loin d'être négatif ce résultat est très intéressant puisqu'il rend compte à la fois des résultats de Jakes et des formules établies pour un réflecteur à grande distance.

D. — AUTRES MESURES DE GAIN.

1° Mesures en incidences différentes de 45°.

Dans la plupart des installations réelles de systèmes aériens-réflecteurs sur des pylônes l'angle d'incidence sera voisin mais différent de 45°. Il a donc semblé intéressant d'étudier l'évolution du rendement du réflecteur pour de faibles variations de l'angle d'incidence autour de 45°. A cet effet on a effectué pour divers angles d'incidence une série d'essais sur le réflecteur optimum de petit axe $2a = 55$ cm dont le rendement est voisin de 1 pour des distances variables dans de larges limites. Les résultats de ces mesures sont reportés sur la figure 13 sous forme d'un réseau de courbes donnant le rapport du rendement à une incidence donnée, au rendement à l'incidence de 45° en fonction du paramètre $1/K$ (ou de la distance). Ces courbes montrent que le rendement augmente légèrement lorsque l'angle d'incidence diminue, c'est-à-dire lorsque la surface apparente du réflecteur vu de l'aérien augmente. Ce résultat,

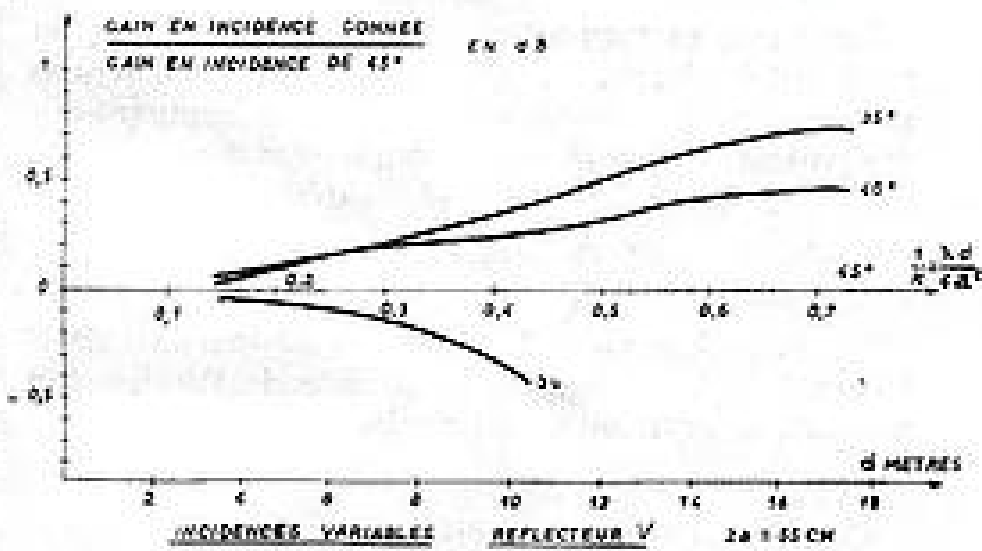


FIG. 13.

normal lorsqu'il s'agit d'un réflecteur situé à grande distance n'était pas évident pour un système aérien-réflecteur ; d'ailleurs on peut remarquer que cette augmentation de rendement est pratiquement nulle lorsque la distance est faible et tend à augmenter avec celle-ci.

2° Mesures sur des réflecteurs rectangulaires.

Quelques mesures effectuées sur des réflecteurs rectangulaires ont permis de relever des rendements comparables à ceux obtenus pour les réflecteurs elliptiques ayant les mêmes axes.

E. — CONCLUSION.

Les mesures effectuées sur les réflecteurs elliptiques vérifient de façon très satisfaisante l'abaque théorique de Jakes qu'il est donc possible d'utiliser pour la détermination des performances d'un ensemble réflecteur-aérien donné. En particulier à partir de cet abaque il est possible d'expliciter pour une longueur d'onde donnée les courbes de rendement qui correspondent à un aérien circulaire d'ouverture donnée et à des réflecteurs de dimensions données. A titre d'exemple la figure 14 montre un de ces réseaux de courbes correspondant à une longueur d'onde de 8,75 cm et un paraboloïde de diamètre 3 m.

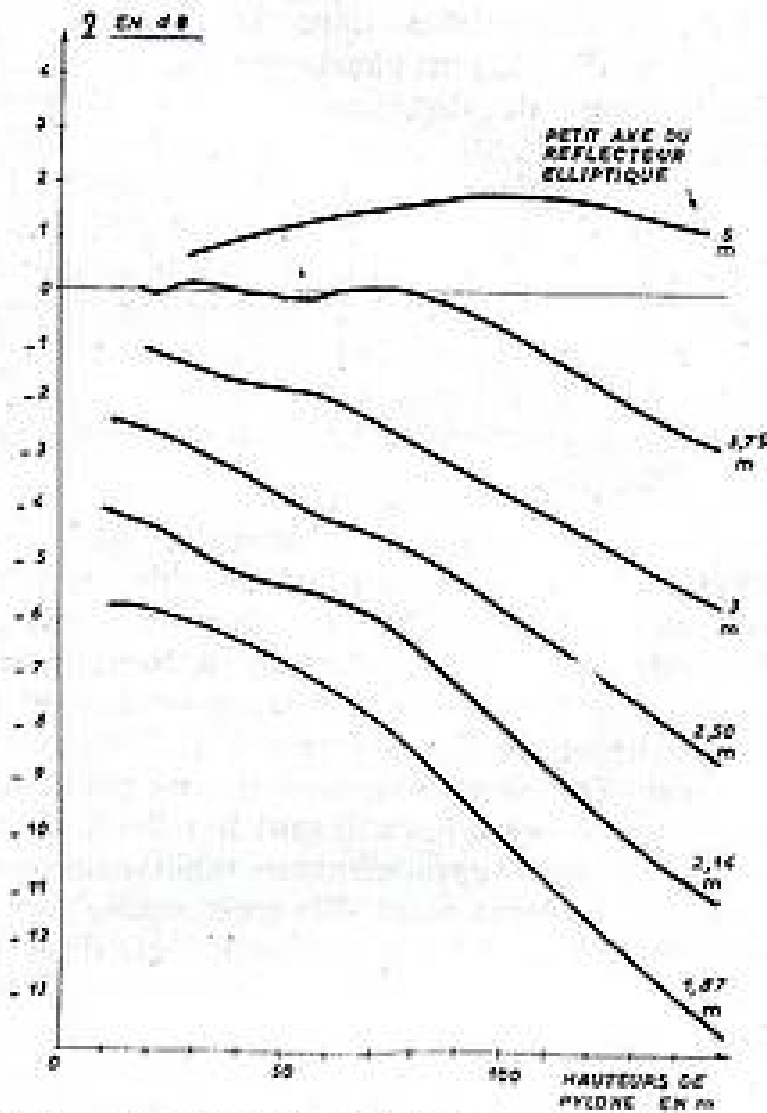


FIG. 14. — Système composé d'un aérien paraboloidal de 3 m et d'un réflecteur elliptique. $\lambda = 8,75$ cm.

On peut remarquer que l'utilisation d'un ensemble réflecteur-aérien paraboloidal est particulièrement intéressante dans la bande des longueurs d'ondes de 7 à 10 cm. En effet l'examen de l'abaque montre que le rendement du système est voisin de l'unité pour un réflecteur de dimensions optima ($l = \frac{R}{a} = 0,8$) et des valeurs de $1/K$ comprises entre 0,15 et 0,6. Partant de :

$$\frac{l}{K} = \frac{\lambda d}{4 a^2}$$

on peut établir une formule donnant le rapport d/λ en fonction du gain G de l'aérien. Cette formule s'écrit :

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{6,25 G}{4 \pi^2 e} \frac{l}{K}$$

e étant l'efficacité de l'aérien.

Or, dans un projet de faisceau hertzien on choisit un gain d'aérien le plus élevé possible, celui-ci étant toutefois limité par les dimensions de l'aérien et par l'ouverture minimum du faisceau qui ne peut être exagérément diminuée sans trop de risques pour la stabilité de la liaison. En pratique on se limite à un gain théorique de l'ordre de 40 dB. L'efficacité des aériens couramment utilisés est elle-même à peu près toujours de l'ordre de 0,6. Si on calcule le rapport d/λ pour une liaison classique et pour un rendement réflecteur-aérien égal à l'unité ($1/K$ compris entre 0,15 et 0,6), on obtient des valeurs comprises entre 400 et 1 600, qui conduisent pour une longueur d'onde de 8,75 cm à des distances d de 35 m à 140 m. Ces distances correspondent à des hauteurs de pylône couramment rencontrées dans la pratique. Pour une longueur d'onde plus courte par exemple de 3 cm on aurait obtenu des distances de 12 à 48 m souvent inférieures aux hauteurs nécessaires pour obtenir la visibilité optique entre stations successives. Pour des hauteurs de pylônes supérieures à 50 m et des longueurs d'onde de l'ordre de 3 cm il peut donc être plus avantageux d'utiliser des réflecteurs paraboliques que des réflecteurs plans. Leur réalisation est cependant très délicate compte tenu de la grande distance focale exigée et pour cette raison leur emploi à 8,75 cm ne se justifie pas.

D'ailleurs en supposant l'efficacité globale du système ainsi constitué du même ordre que celle du seul aérien paraboloidal l'augmentation de gain ou de rendement due au réflecteur de forme parabolique serait de 2 dB seulement (rapport des surfaces du réflecteur et de l'aérien égal à $(1,25)^2$). Or, un aérien ayant été convenablement mis au point, on ne demande pas au système utilisant le réflecteur passif d'apporter un gain supplémentaire mais seulement de transmettre intégralement l'énergie émise avec la directivité prévue dans le projet initial, directivité qui en général ne saurait être dépassée sans inconvénient.

Mesures de découplage.

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES.

Un faisceau hertzien doit généralement assurer un service bilatéral ; aussi chaque station relais comporte-t-elle au moins deux émetteurs et deux récepteurs soit au total 4 aériens voisins (on envisage ici le cas d'une liaison à canal bilatéral unique et on suppose que les aériens d'émission et de réception sont séparés). Ces aériens ne sont jamais parfaitement découplés et on doit s'efforcer de réduire le plus possible les signaux indésirables recueillis par chacun d'eux. Dans le cas de l'utilisation de réflecteurs passifs le problème se complique car il faut considérer, en plus des 4 aériens eux-mêmes, les 4 réflecteurs correspondants et le pylône, la présence de ces éléments pouvant être la cause de couplages supplémentaires.

Il est théoriquement possible d'éviter les inconvénients dus aux couplages entre aériens en utilisant autant de fréquences distinctes qu'il y a d'émetteurs.

Cependant cette solution est inacceptable car elle conduit à un trop grand encombrement de fréquences. On admet qu'un faisceau hertzien peut fonctionner avec quatre fréquences distinctes au maximum, et en ondes centimétriques on se limite même le plus souvent à deux fréquences distinctes. Il est encore possible de limiter ces inconvénients au moyen de filtres de réception, mais pour des faisceaux à deux fréquences distinctes, les récepteurs d'une station étant accordés sur la même fréquence, l'utilisation de filtres ne permet pas d'éviter le couplage du premier récepteur à l'onde destinée au second par suite de la réceptivité arrière des aériens.

Il est possible de déterminer pour chaque cas particulier les affaiblissements de découplage nécessaires entre aériens d'une même station pour obtenir une séparation convenable des tronçons successifs. Cette détermination tient compte des caractéristiques de la liaison envisagée, c'est-à-dire lorsqu'on n'envisage pas l'utilisation de filtres : la séparation des fréquences de travail, la sélectivité en moyenne fréquence des récepteurs, les fadings positifs et négatifs escomptés sur chaque tronçon, etc...

Par exemple pour un faisceau étudié au L.E.P. à $\lambda = 8,75$ cm on a été conduit aux valeurs suivantes :

- découplage de deux aériens côte à côte : 60 dB ;
- découplage de deux aériens dos à dos : 80 dB ;
- affaiblissement de rayonnement arrière d'un aérien :
 - 40 dB pour un faisceau à 4 fréquences distinctes convenablement espacées.
 - 70 dB pour un faisceau à 2 fréquences distinctes convenablement espacées.

Les mesures rapportées dans ce chapitre ont eu pour but la détermination des découplages d'aériens en présence de réflecteurs passifs, et la comparaison des valeurs trouvées aux nombres ci-dessus. Elles ont été effectuées en deux séries distinctes.

— Mesure de l'affaiblissement de découplage d'un aérien par rapport à une émission lointaine opposée. Cette mesure revient à la détermination de l'affaiblissement du rayonnement arrière de l'aérien par rapport au rayonnement principal ;

— Mesures des affaiblissements de découplage d'un aérien par rapport aux émissions locales adjacentes et opposées (aériens côte à côte ou dos à dos).

Remarque : Lors de l'utilisation de réflecteurs les 4 aériens d'une station relais situés à la base du pylône sont braqués normalement vers le sommet de celui-ci et par suite tous les aériens occupent des positions côte à côte. Néanmoins afin de simplifier l'écriture on dira que deux aériens appartenant à deux tronçons opposés, donc situés pratiquement de part et d'autre du pylône, occupent suivant le cas des positions « dos à dos à axes alignés » ou « dos à dos à axes décalés » ; la désignation « aériens côte à côte » sera réservée aux deux aériens appartenant à un même tronçon et situés de ce fait d'un même côté du pylône.

B. — DÉCOUPLAGE DE DEUX AÉRIENS PARABOLIQUES EN PRÉSENCE DE RÉFLECTEURS PASSIFS.

1° Matériel utilisé. — Limitations.

Les mesures de découplage ont été effectuées au moyen du matériel déjà utilisé pour les mesures de gain. La faible puissance d'émission (20 mW) ne permettait pas un fonctionnement en onde entretenue pure ; l'affaiblissement de propagation sur une distance de 70 m étant de l'ordre de 30 dB, il n'aurait pas été possible d'apprécier des découplages supérieurs à 30 dB environ. Cette limite pouvait être portée à 40 dB par l'utilisation à l'émission d'un aérolien parabolique du même type que l'aérolien de réception (affaiblissement de propagation ramené de 30 à 20 dB).

Une réception superhétérodyne, malaisée à réaliser en raison de la tension d'alimentation élevée des klystrons 2K 33, aurait conduit à un récepteur encombrant et peu maniable. On a donc préféré conserver le principe d'une réception à détection directe en augmentant la sensibilité de celle-ci. Pour cela on a modulé l'onde émise en amplitude et on a utilisé à la réception un amplificateur BF très sélectif. Celui-ci comprend un préamplificateur BF ayant un gain en tension de 100 suivi d'un analyseur BF de largeur de bande 2 c/s permettant d'apprécier une tension de l'ordre de 2 mV. à son entrée. Compte tenu du bruit apporté par le pré-amplificateur la tension minimum appréciable était de 0,05 mV à la sortie du cristal, soit de 5 mV à l'entrée de l'analyseur point de référence choisi. Un calcul préliminaire à partir des caractéristiques du matériel montrait que le découplage maximum décelable était alors de 57 dB environ par rapport à une émission lointaine et 78 dB environ par rapport à une émission locale. En résumé le matériel utilisé comportait :

— A l'émission :

- Un klystron 2 K 33 modulé au moyen d'une tension BF à 625 c/s de 50 V eff. La polarisation moyenne du wehnelt était de - 50 V ;
- Un atténuateur variable à came ;
- Une ligne de mesure ;
- Un aérolien paraboloidal.

Pour les mesures de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine l'émetteur occupait la même situation que pour les mesures de gain. Pour les mesures de découplage vis-à-vis d'une émission locale, il était ramené à proximité du récepteur.

— A la réception :

- Un aérolien paraboloidal ;
- Un atténuateur variable de 35 dB d'atténuation totale ;
- Un montage détecteur à cristal relié au pré-amplificateur de mesure et à un galvanomètre permettant de contrôler le niveau haute-fréquence ;
- Un préamplificateur BF de gain 100 ;

— Un analyseur BF à bande étroite (Wave Analyser SRA 1 Radiometer).

Un générateur auxiliaire permettait de contrôler le gain du pré-amplificateur en cours de mesures.

Toutes les mesures de découplage ont été effectuées avec le réflecteur elliptique optimum de petit axe $2a = 55\text{cm}$.

2° Découplage par rapport à une émission lointaine.

a) Mesures à distance émetteur-réflecteur normale. —

On entend par distance émetteur-réflecteur normale celle déjà choisie pour les mesures de gain, soit 66,5 m. Par ailleurs ces mesures ont été effectuées pour deux distances réflecteur-récepteur, égales à 4,5 m et 9 m.

Dans chaque cas, l'aérolien de réception occupant une position normale, on a d'abord procédé à tous les réglages de l'aérolien d'émission, du réflecteur et de l'aérolien de réception de façon à détecter un signal maximum. L'aérolien de réception a ensuite été déplacé latéralement à hauteur constante d'une distance égale à quatre fois son diamètre de façon à occuper la position d'un aérolien appartenant au tronçon opposé (d'après les définitions du paragraphe précédent, les deux positions consécutives correspondent à celles de deux aéroliens « dos à dos à axes alignés »), et on a mesuré le nouveau signal détecté. Le rapport des deux mesures donne l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière de l'aérolien pour l'utilisation envisagée. La même mesure a été refaite, l'aérolien de réception ayant été en outre déplacé verticalement d'une distance égale à environ une fois et quart son diamètre de façon à occuper la position du deuxième aérolien appartenant au tronçon opposé (les deux positions consécutives correspondent maintenant à celles de deux aéroliens « dos à dos à axes décalés »). Pour un émetteur situé à l'infini il n'y aurait pas eu lieu d'étudier les deux dispositions qui toutes deux permettent de déterminer l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière d'un aérolien utilisé avec réflecteurs passifs.

Chaque fois on a étudié l'influence de la proximité d'une charpente métallique constituant un pylône fictif, et celle de réflecteurs occupant des positions normalement rencontrées dans une installation complète. La photographie de la figure n° 15 montre la disposition des divers éléments pour une distance réflecteur-récepteur de 9 mètres, le récepteur étant placé dans le premier cas décrit ci-dessus.

Pour les deux distances réflecteur-récepteur la mesure du signal BF détecté lorsque le récepteur occupe la position normale a montré que la valeur du découplage maximum mesurable était de 59 dB environ. Lorsque le récepteur était ensuite déplacé comme indiqué précédemment, il n'a pas été possible de mettre en évidence un signal détecté, même en présence du pylône fictif et des trois réflecteurs supplémentaires. On a donc pu en déduire que l'affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine opposée était dans tous les cas supérieur à 59 dB.

b) *Mesures à distance émetteur-récepteur réduite.* —

Les mesures rapportées précédemment n'ayant pas permis d'atteindre la valeur exacte de l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière on a été amené à réduire la distance émetteur-récepteur de façon à augmenter la valeur du découplage maximum décelable. Pour cela on a ramené l'émetteur sur la même terrasse que le réflecteur et le récepteur et il a été possible d'opérer à une distance émetteur-récepteur de 21 mètres et une distance réflecteur-récepteur de 4,50 m. En raison de cette distance réduite les nouvelles mesures ont eu surtout un caractère indicatif car on se trouvait évidemment très loin des conditions de propagation en espace libre. Néanmoins un recoupement satisfaisant de ces mesures et des précédentes en ce qui concerne le niveau détecté et le rendement du système aérien de réception-réflecteur a permis de les justifier. Le nouveau découplage maximum mesurable était dans ce cas de 66 dB environ, soit supérieur de 7 dB au précédent (les formules de propagation en espace libre laissaient prévoir une augmentation de l'ordre de 8 dB, en bonne concordance).

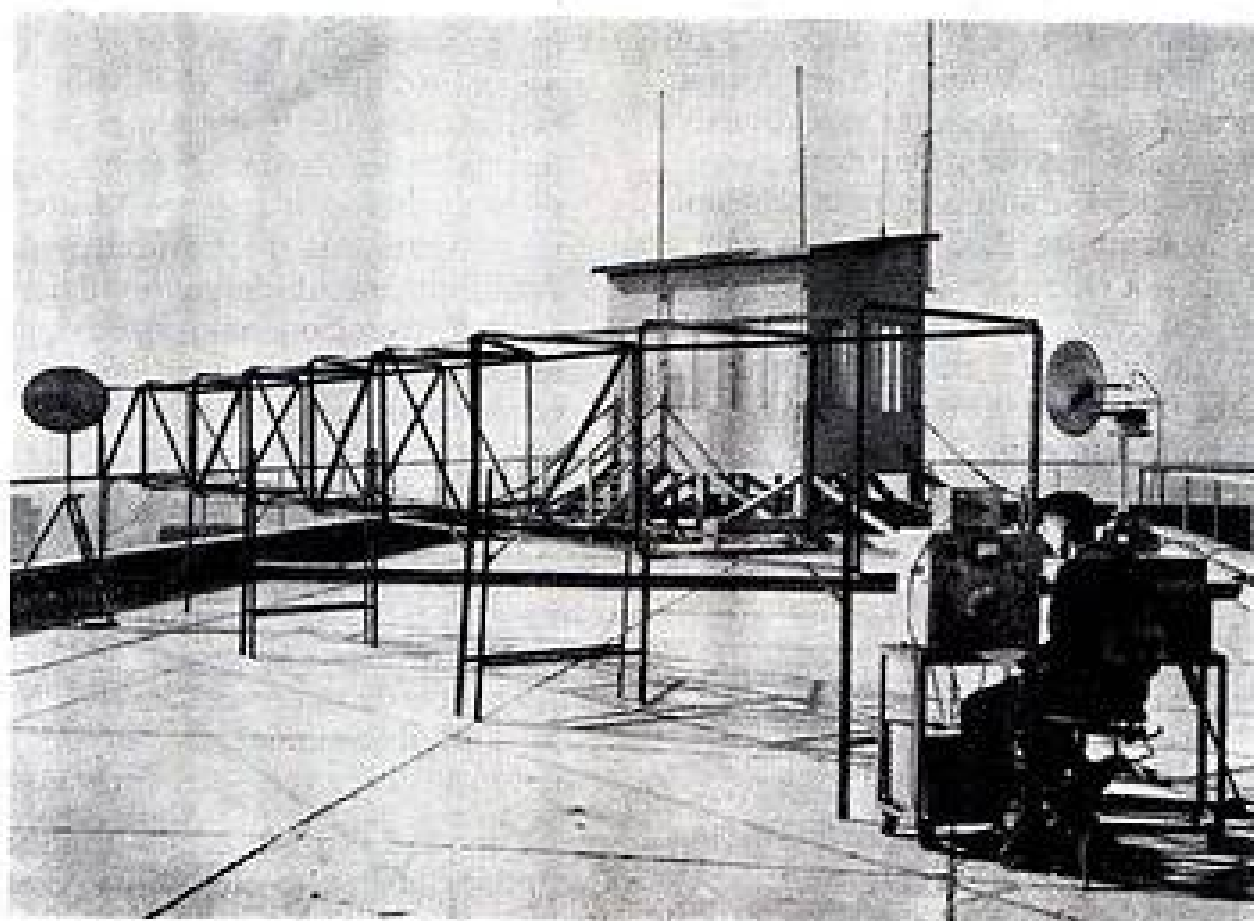
réflecteurs, cette valeur ne saurait être retenue comme la mesure de l'affaiblissement recherché. Elle montre seulement que des obstacles situés au voisinage des réflecteurs peuvent augmenter sensiblement le couplage d'un récepteur à l'émission lointaine destinée au récepteur opposé. Cet effet pourra être évité par une structure appropriée du sommet du pylône comprenant éventuellement des écrans métalliques.

On peut donc admettre comme affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine la valeur de 66 dB mesurée dans les conditions normales.

3° *Découplage de deux aériens voisins en présence de réflecteurs.*

Pour ces mesures le matériel émetteur a été installé à proximité du matériel récepteur sur un montage permettant de superposer les deux aériens et de les déplacer relativement d'une distance suffisante pour qu'ils se trouvent de part et d'autre du pylône fictif.

FIG. 15.



Pour les deux cas déjà envisagés on a pu mettre en évidence un signal BF détecté à la limite des tensions mesurables c'est-à-dire de l'ordre de grandeur du niveau de bruit moyen à l'entrée de l'analyseur. Ce signal mesuré en présence du pylône correspond donc à un affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine de l'ordre de 66 dB. La présence de trois autres réflecteurs occupant des positions normales était sans influence sur cette valeur. Par contre lorsque les réflecteurs opposés au réflecteur installé en permanence étaient décalés à partir de leur position normale il était possible pour une orientation très critique de ceux-ci d'augmenter notablement le signal détecté. Ce nouveau signal détecté correspondait à un affaiblissement de découplage de l'ordre de 60 dB seulement. Compte tenu de la position anormale des

La détermination du couplage entre aériens dû aux réflecteurs est assez compliquée car il existe quatre composantes correspondant aux quatre trajets entre aériens représentés sur la figure n° 16. L'étude simultanée de ces couplages ne peut être effectuée que sur un relais hertzien complet et après réglage correct des divers ensembles réflecteurs-aériens. Ici on a mesuré successivement les couplages introduits par les 4 trajets et on a admis que l'addition en puissance des diverses composantes de couplage donnait une valeur suffisamment exacte du couplage global. Il est d'ailleurs évident que les contributions des divers trajets ont des ordres de grandeur différents. Par exemple pour deux aériens situés du même côté d'un pylône les deux trajets passant par les réflecteurs qui leur font vis-à-vis introduisent des couplages nettement supérieurs à

ceux des trajets passant par les autres réflecteurs et qui sont en partie interceptés par le pylône.

Pour tous les essais l'aérien émetteur et le réflecteur correspondant ont été maintenus à leur place. L'aérien de réception étant installé à l'une des trois positions de mesure, on a placé dans chaque cas et successivement aux 3 autres positions possibles

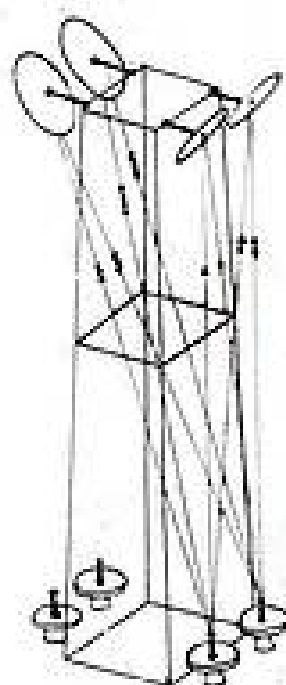


FIG. 16.

un réflecteur de mêmes dimensions que le réflecteur normal.

Afin d'éviter des têtes d'alinéas trop lourdes dans la suite de l'exposé on précisera ici les positions relatives des aérifils pour les trois cas de mesure en insistant à nouveau sur le fait que leur désignation est arbitraire.

— Aérifils côte à côte

L'aérien de réception est situé sous l'aérien d'émission les axes étant distants de 1,25 fois le diamètre d'aérien.

— Aérifils « dos à dos - axes alignés »

L'aérien de réception est situé sur le côté de l'aérien d'émission dans un même plan horizontal, les axes étant distants de 4 fois le diamètre d'un aérien.

— Aérifils « dos à dos - axes décalés ».

Cette disposition est une combinaison des deux précédentes c'est-à-dire que les axes d'aérifils sont distants de 4 fois leur diamètre dans le plan horizontal et de 1,25 fois leur diamètre dans le plan vertical.

Dans tous les cas les ouvertures des aérifils sont, bien entendu, dans le même plan vertical.

a) *Étalonnage du matériel de mesures.* — Cet étalonnage a été effectué en plaçant bout à bout le guide émetteur et le guide récepteur et en mesurant la tension BF détectée à l'entrée de l'analyseur, pour une atténuation haute fréquence déterminée à l'avance. Le résultat de cet étalonnage a montré que l'affaiblissement de découplage maximum mesurable, compte tenu de la sensibilité de l'appareillage, était égal à 79 dB.

b) *Mesure et élimination des couplages directs entre aérifils.* — On a été conduit à mesurer les couplages directs entre aérifils et à les éliminer afin qu'ils ne viennent pas masquer ceux introduits par les réflecteurs. Pour ces essais on a installé l'aérien de réception aux trois positions de mesures définies ci-dessus, l'aérien d'émission conservant toujours la même position.

— Aérifils côte à côte :

L'affaiblissement de découplage est de 61 dB. Il est possible de le porter à une valeur supérieure à 79 dB en plaçant entre les aérifils un écran métallique qui dépasse légèrement le plan des ouvertures comme le montre la photographie de la fig. 17.



FIG. 17

— Aérifils « dos à dos - axes alignés »

L'affaiblissement de découplage est supérieur à 79 dB.

— Aérifils « dos à dos - axes décalés ».

L'affaiblissement de découplage est de 76 dB. Cette valeur peut être augmentée au moyen d'un écran situé entre les deux aérifils (donc à l'intérieur de l'emplacement futur du pylône fictif).

Les deux derniers cas de mesures ont également été effectués en déplaçant l'aérien de réception de 1,25 fois son diamètre seulement dans le plan horizontal. Les positions obtenues, qui ne correspondent pas à la réalité lors de l'emploi de réflecteurs passifs, présentent cependant de l'intérêt pour une liaison sans réflecteurs. On a trouvé respectivement 72 dB et 68 dB, valeurs pouvant être ramenées au-delà de 79 dB au moyen d'écrans occupant des positions convenables. Ces résultats comparés à ceux du premier cas de mesure montrent que, pour le type d'aérien utilisé, le couplage entre deux aérifils situés côte à côte est plus grand dans le plan E que dans le plan H.

c) *Résultats de mesures.* — Des essais ont été effectués pour les deux distances réflecteurs-aérifils de 4,50 m et de 9 m. Les résultats, très voisins, ont toujours donné les valeurs les moins favorables pour

la distance de 9 mètres, aussi les affaiblissements de découplage rapportés ci-dessous concernent-ils toujours cette distance.

— Aériens côte à côte

La photographie de la figure 18 montre une vue panoramique de l'installation pour cette mesure.

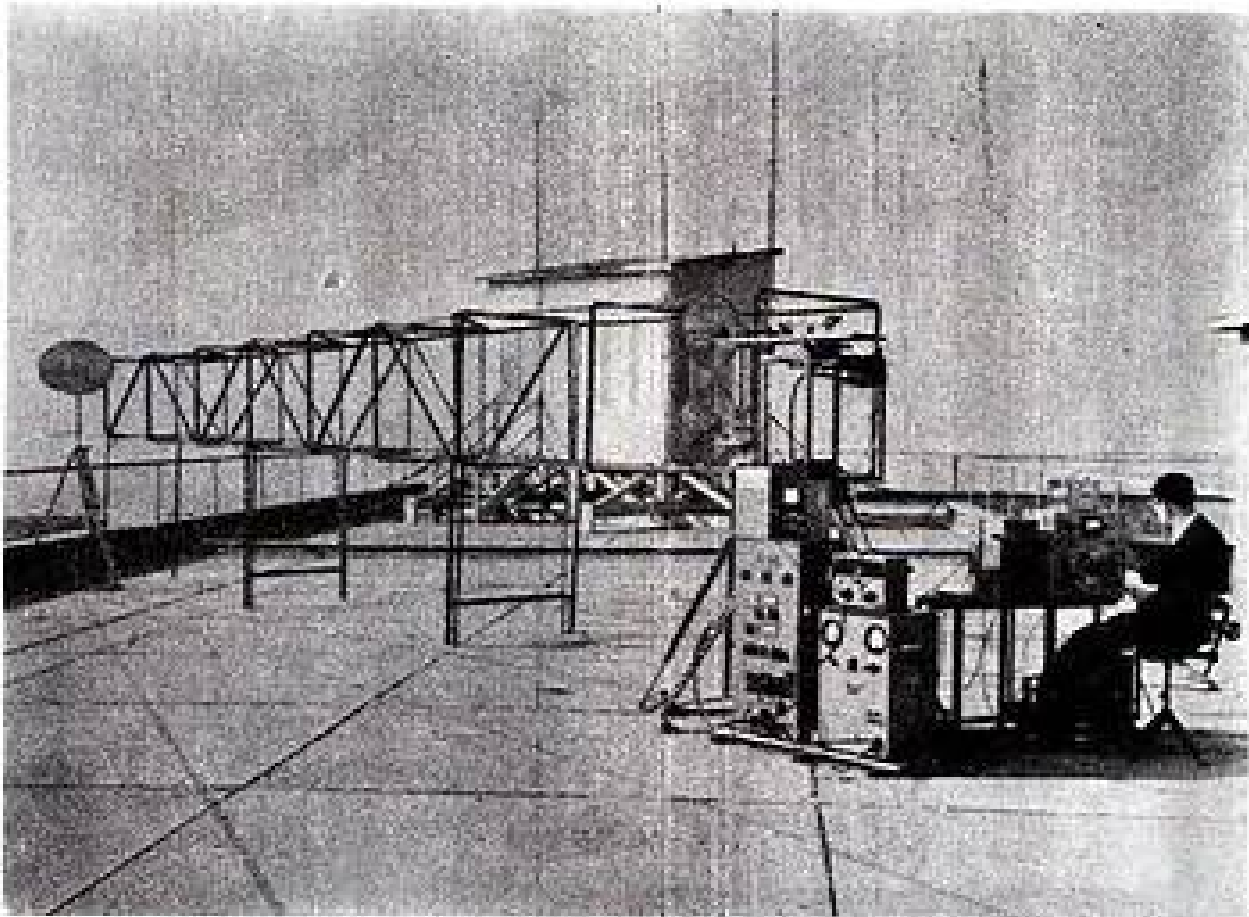


Fig. 18.

Le couplage direct entre aérans étant éliminé au moyen d'un écran, on a mesuré un affaiblissement de découplage de 75 dB en l'absence de pylône et de 73 dB lorsque le pylône fictif est installé. Ces valeurs sont obtenues lorsque deux réflecteurs sont situés vis-à-vis des deux aérans. La présence des deux autres réflecteurs n'affecte pas ces résultats. Le réflecteur étant enlevé, les affaiblissements sont plus faibles et tombent respectivement à 71 dB et 65 dB. On a pu mettre ainsi nettement en évidence que le couplage supplémentaire était apporté par la tige verticale supportant le réflecteur supérieur. Cette remarque et celles déjà faites par ailleurs ont prouvé qu'il y avait lieu de craindre davantage les couplages par diffraction, dus aux structures qui supportent les réflecteurs, que les couplages dus aux réflecteurs eux-mêmes.

— Aériens « dos à dos – axes alignés ».

La photographie de la figure 19 montre la disposition des aérans pour cet essai. L'affaiblissement de découplage, supérieur à 79 dB, en l'absence du pylône, est de 78 dB pour l'installation complète comportant le pylône et les 4 réflecteurs.

— Aériens « dos à dos – axes décalés ».

La photographie de la figure 20 montre la disposition des aérans pour cet essai. Le couplage direct entre aérans, difficile à éliminer en raison de la présence du pylône, masque en partie le couplage dû aux réflecteurs. Cependant divers recoupements ont permis de chiffrer l'affaiblissement de décou-

plage pour l'installation complète à 76 dB (du même ordre que l'affaiblissement de découplage direct entre aérans en l'absence du pylône).

D. — Récapitulation.

On a rassemblé dans un tableau récapitulatif les diverses mesures de découplage effectuées. On

Découplage	Valeurs souhaitabl.	Install. à 4 aérans simples (avec écrans de correction)	Install. complète 4 aérans av. écrans de correction 4 réflect. passifs
Côte-à-côte. . .	60 dB	79 dB	73 dB
Dos à dos (axes alignés)	80 dB	80 dB	78 dB
Dos à dos (axes décalés)	80 dB	85 dB	76 dB
De rayonnement arrière. .	70 dB		66 dB

peut voir que les valeurs expérimentales, qui toutes sont des valeurs minima obtenues pour l'affaiblissement, sont très voisines de celles estimées nécessaires pour le faisceau hertzien étudié au L.E.P., valeurs rappelées dans la deuxième colonne du tableau. Il paraît facile dans ces conditions d'atteindre ces valeurs au moyen d'éléments de correction simples que l'on devra étudier pour chaque installation réelle.

Dans la troisième colonne figurent des valeurs mesurées au cours d'une étude différente concernant le découplage d'aérans paraboliques dos à dos dans une installation simple (nombres en italique).

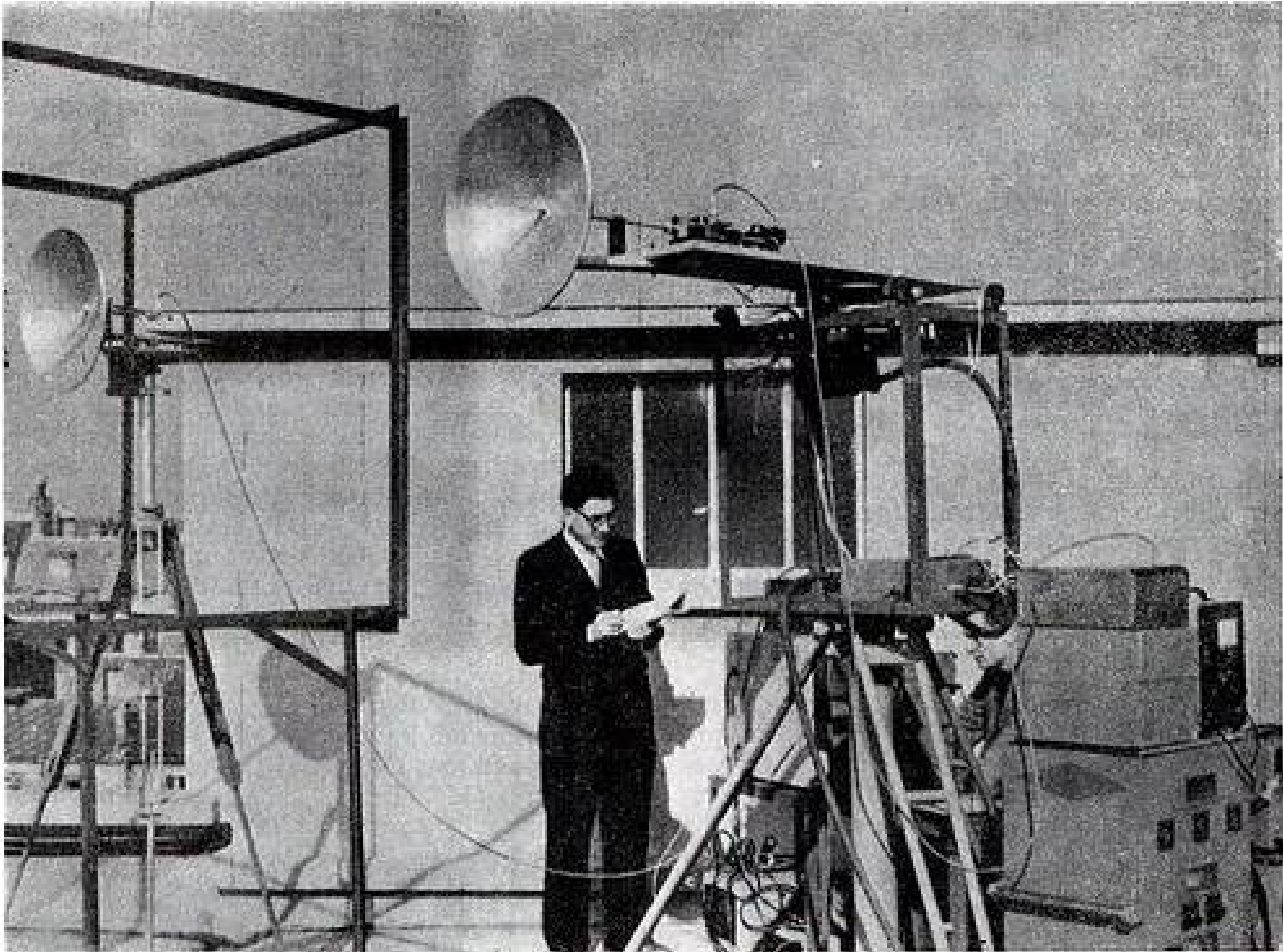


FIG. 19

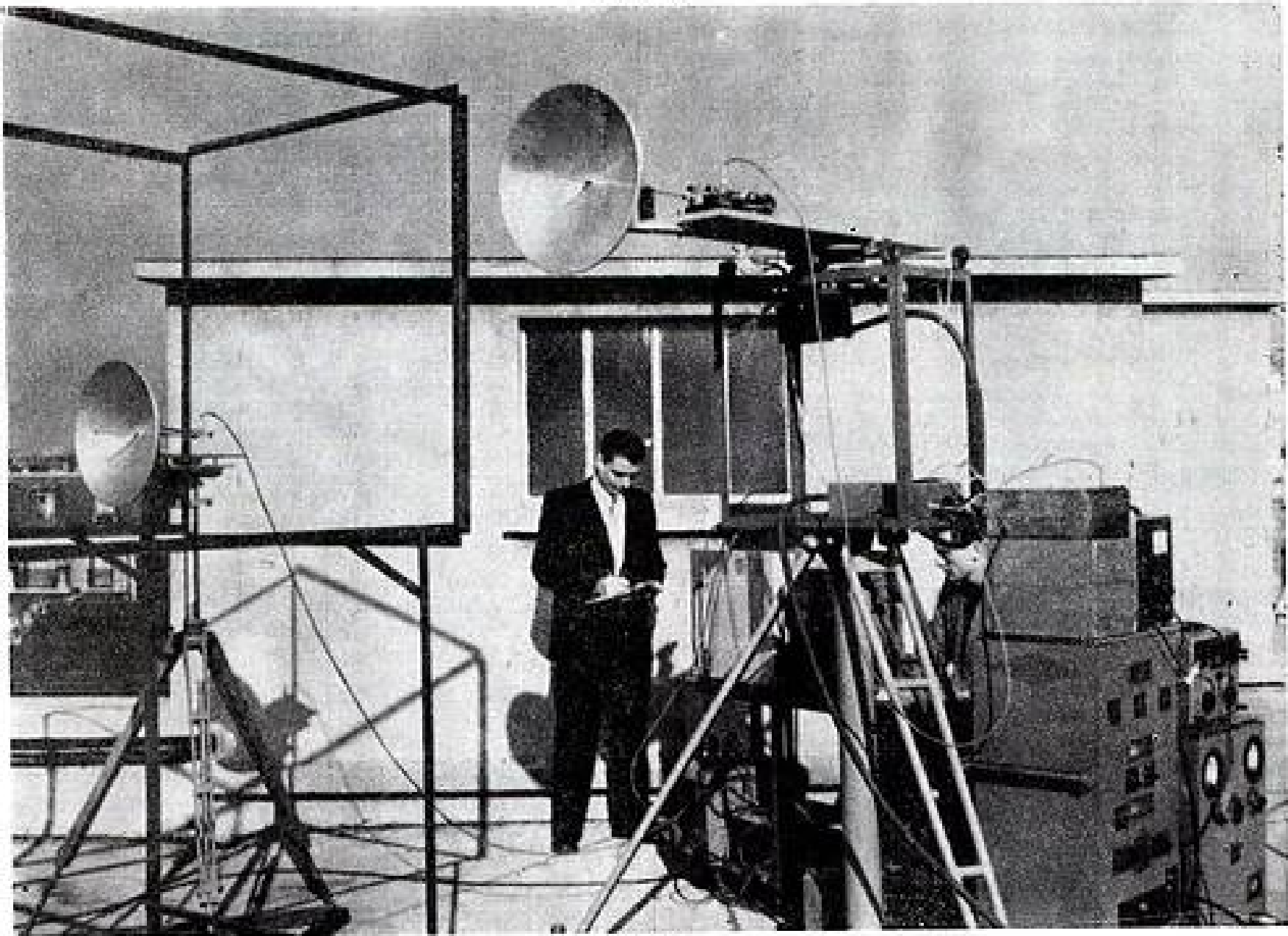


FIG. 20

Conclusion générale.

L'ensemble des mesures rapportées dans les chapitres précédents montre que l'on peut attendre de bonnes performances de faisceaux hertziens utilisant des systèmes aériens-rélecteurs passifs.

En ce qui concerne le gain de tels systèmes l'abaque de Jakes donne une solide base de calcul. Il est possible de déterminer des rélecteurs dont le rendement est très voisin de l'unité pour des dimensions généralement acceptables. Dans le cas de faisceaux à plusieurs tronçons les performances obtenues seront les mêmes pour les tronçons comportant des rélecteurs passifs que pour les tronçons n'en comportant pas.

En ce qui concerne le découplage des aériens le problème est certainement compliqué par la présence des rélecteurs. Mais les valeurs mesurées sont voisines des valeurs généralement souhaitables et on peut espérer trouver une solution satisfaisante dans chaque cas particulier moyennant quelques précautions simples.

On a pu remarquer que toutes les mesures ont été effectuées en polarisation verticale. Vue la transposition de l'étude dans un plan horizontal cela correspond, pour un équipement réel, à la détermination des performances en polarisation horizontale laquelle est souvent utilisée. Du reste les propriétés

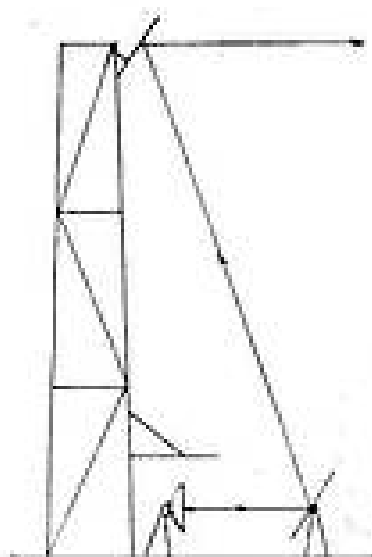


FIG. 21.

de la réflexion métallique en polarisation horizontale et en polarisation verticale sont suffisamment voisines aux incidences utilisées (à un déphasage constant près) pour qu'il soit permis de penser que les propriétés des rélecteurs passifs sont à peu près indépendantes du type de polarisation.

On peut encore remarquer qu'on s'est limité au cas d'un système utilisant un seul rélecteur passif, ce qui implique la nécessité de braquer l'aérien vers le haut. Certains auteurs ont souligné les inconvénients d'une accumulation possible de poussières et résidus divers sur l'ouverture de l'aérien et ont préconisé l'utilisation de deux rélecteurs permettant de braquer l'aérien horizontalement sous un abri convenable comme le schématise la figure 21. Dans ce cas le rélecteur au sol est placé à une distance suffisamment proche de l'aérien pour qu'à dimensions égales à celles du rélecteur situé au sommet du pylône, ce dernier seul soit à considérer en ce qui concerne le rendement de l'ensemble. Il ne semble pas que cette disposition conduise à des difficultés particulières, sinon pour le réglage en raison du nombre de paramètres indépendants à ajuster pour obtenir le pointage correct des 3 éléments. Il est d'ailleurs possible d'effectuer un pré-réglage de ceux-ci par voie optique au moyen d'un petit miroir fixé au centre de chaque rélecteur.

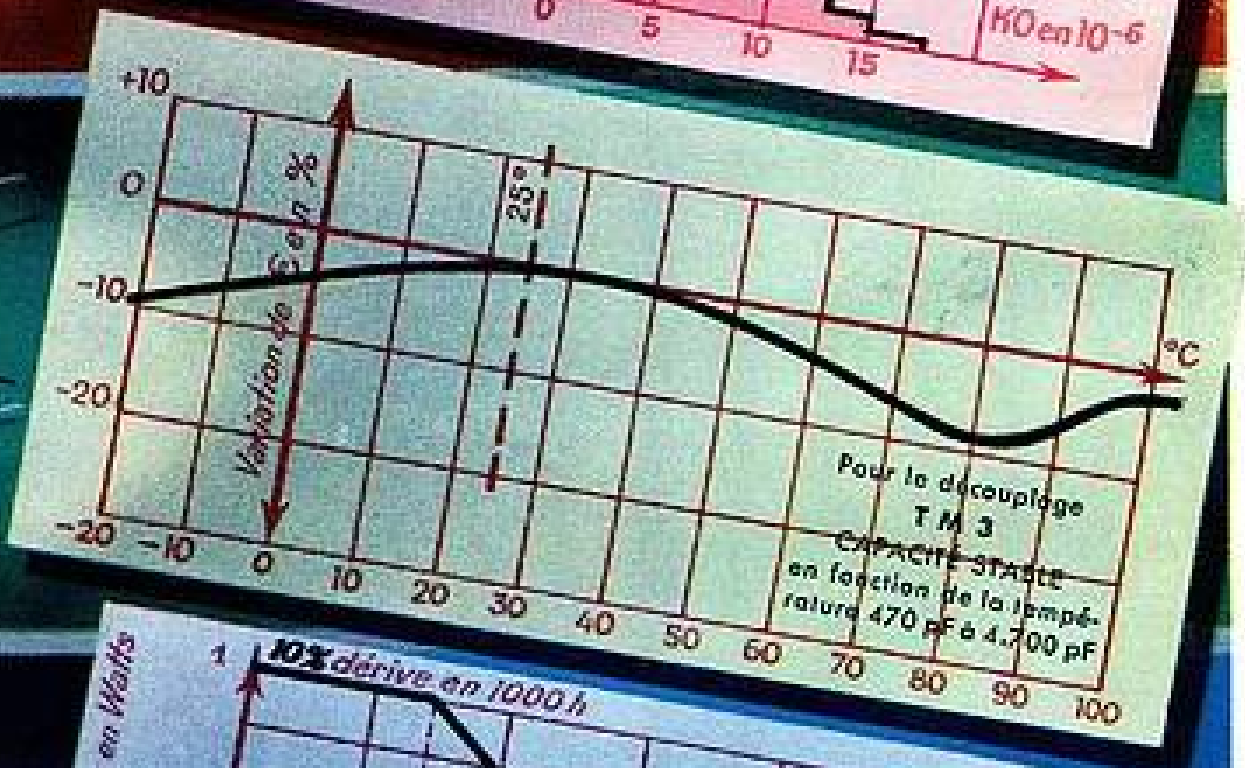
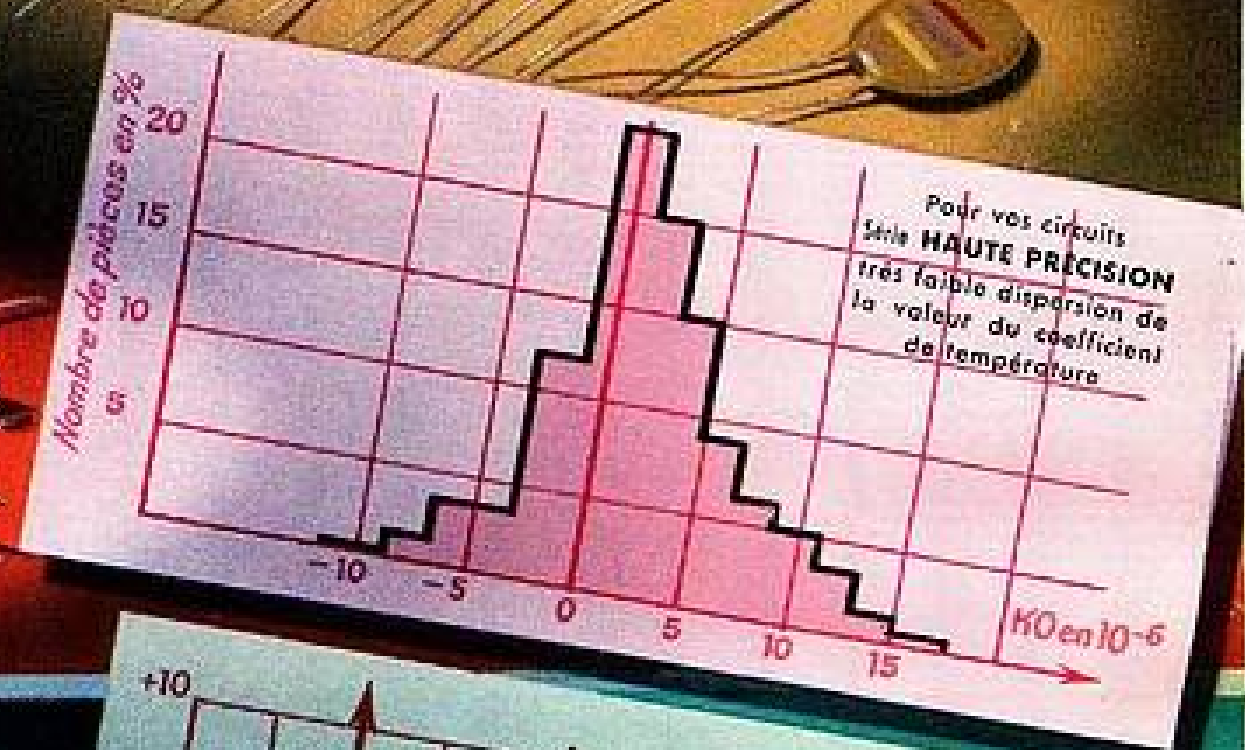
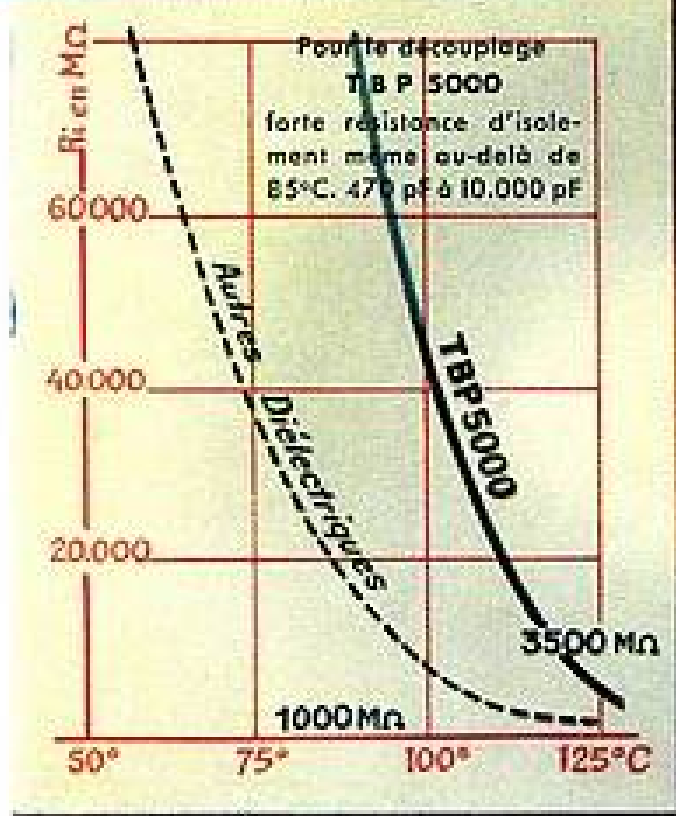
L'auteur tient à remercier M. le Professeur G.A. BOUTRY, Directeur des LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUÉES, d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent article, ainsi que M. C. DUCOT, Ingénieur en Chef, dont les conseils ont été précieux tant pour la conduite de l'étude que pour la rédaction du texte.

Il remercie également ses collaborateurs, et plus spécialement M. R. HAVOR, pour leur participation aux mesures et à la mise au point du matériel.

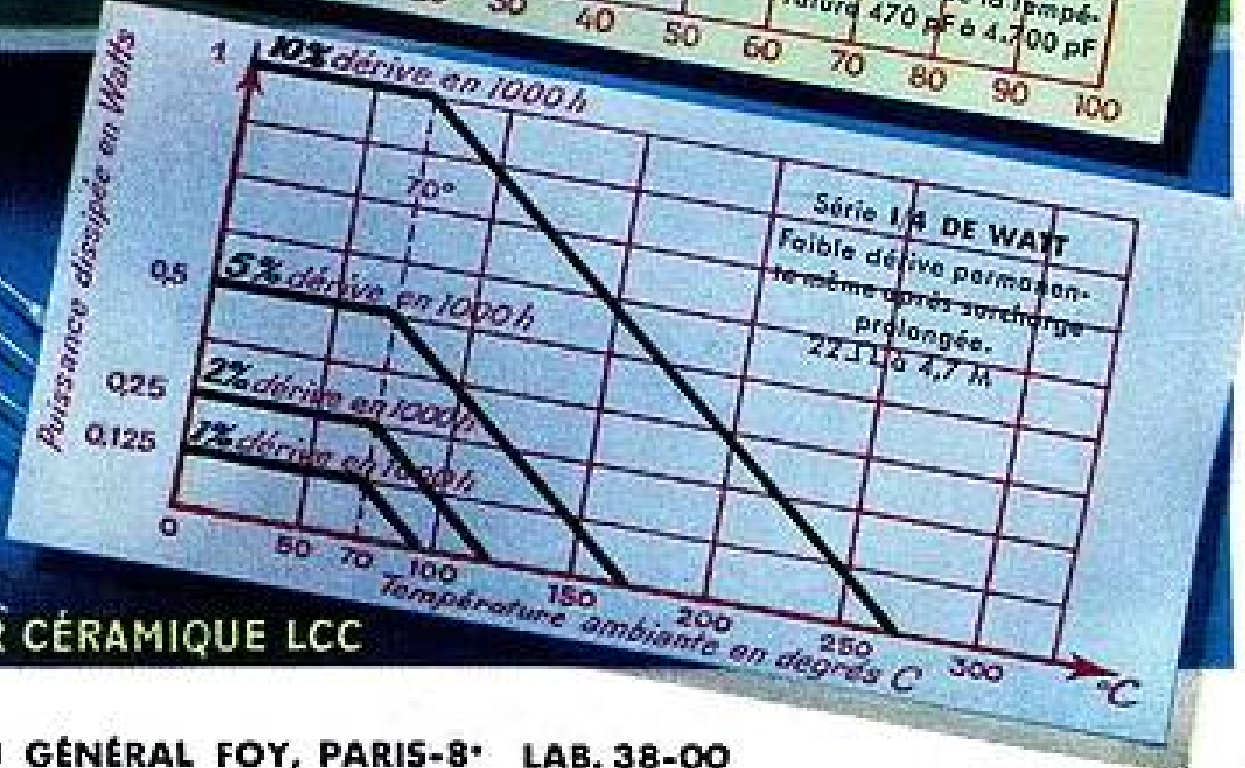
BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. HUGON. — Emploi d'un miroir réflecteur et de lentilles électromagnétiques simples dans la liaison expérimentale France-Corse sur 23 cm. — *Annales de Radioélectricité*, Avril 49.
- [2] R. CHAUX et J. DASCOTTE. — Les relais passifs de la liaison Afeuer-Bin-el-Ouidane. *Annales de Radioélectricité*, Juillet 50.
- [3] H. MAGNUSKI and T.F. KOCK. — Passive repeater bends Microwave beam. — *Electronics*, February 53.
- [4] W.C. JAKES. — A theoretical study of an antenna reflector problem. *Proceedings of the I.R.E.*, February 53.
- [5] R.E. GREENQUIST and A. J. ORLANDO. — An analysis of passive reflector antenna systems. — *Proceedings of the I.R.E.*, July 54.
- [6] H.L. KNUDSEN and M. ANDREASSEN. — A theory of plane reflectors in microwave antenna systems. — *Transactions of the Danish Academy of Technical Science*, 1952 n° 3.
- [7] Felix AASMA. — Plan reflektor som riktantenn för ultrakortvåg. — *Radio Scientific conference in Stockholm 1952*, RKV, 52, 24.
- [8] Felix AASMA. — Plan reflektor som riktantenn för ultrakortvåg. *Populär Radio*, May 52.

CONDENSATEURS
Céramiques



RÉSISTANCES
Subminiatures



LE LCC CONDENSATEUR CÉRAMIQUE LCC

SERVICES COMMERCIAUX : 22, RUE DU GÉNÉRAL FOY, PARIS-8^e LAB. 38-00

**telec
tele
signalisation**

relais contacteurs

signalisation lumineuse



TYPE ADMO

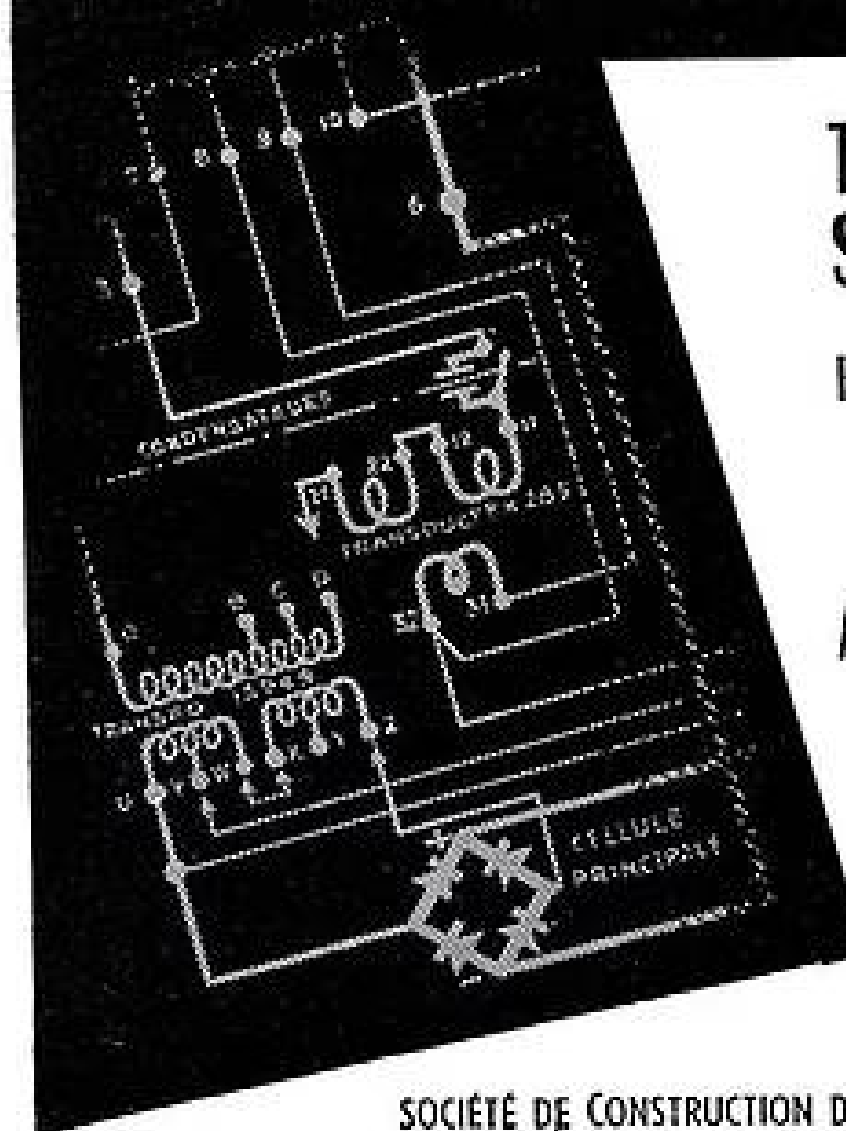


Multi-SARF

LE MATÉRIEL TECHNIQUE ET INDUSTRIEL
23 et 40, rue du Pré Saint-Gervais, PARIS-19^e — Tél. BOL 79-78

23 et 40, rue du Pré Saint-Gervais, PARIS-19^e — Tél. BOL 79-78 +

70 ANS D'EXPÉRIENCE À VOTRE SERVICE...



TRANSFORMATEURS SELS-REDRESSEURS

RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION
"STABILISTOR"
(Licence C.F.S. Westinghouse)

(Licence C.F.S. Westinghouse)

AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES
POUR TOUS USAGES
CONTROLE ET RÉGULATION

BARDÓN

SOCIÉTÉ DE CONSTRUCTION D'APPAREILS **BARDON** 41, Bd JEAN-JAURÈS, CLICHY, SEINE, PER + 43-10