

# L'ONDE

35<sup>e</sup> ANNÉE - N° 341-42  
AOUT-SEPTEMBRE 1955  
PRIX 250 FR S

# ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS  
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6<sup>e</sup>



RADIO  
EQUIPMENTS  
présente l'unique géné-  
rateur super haute fréquence  
existant sur le marché. Le HP331A.  
**HEWLETT-PACKARD**

**DANS CE NUMÉRO**  
Réseau de télégraphie météorologique L.M.T. en  
Grèce, M. HULLER, C. BRESSA, POTIER,  
SAYARD — Modulation à amplitude  
constante, P. DEMAN — Aliments  
permanents pour tubes hyperfré-  
quences, H. de BENNETOT —  
Régimes transitoires et TV, P.  
POINCELOT — Contrôle  
statistique de qualité.

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

Vol. XXXV

AOUT-SEPTEMBRE 1955

N° 341-342

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6<sup>e</sup>. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 2.500 F ; Etranger : 2.800 F — Prix de ce N° : 250 F

Publicité : M. R. DOMENACH, Agent exclusif, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6<sup>e</sup>. Tél. LIT. 79-53

## SOMMAIRE

		Pages
Le réseau de téléphonie multiplex à impulsions, de Grèce .....	J. J. MULLER	711
Réalisation de liaisons par faisceaux hertziens de qualité sur des trajets maritimes en Grèce .....	R. CABESSA	714
La synchronisation des réseaux radiotéléphoniques de Grèce .....	G. N. POTIER	728
La sécurité de fonctionnement des liaisons par faisceaux hertziens. — Les réseaux de Grèce .....	R. BASARD	733
Modulation à amplitude constante en téléphonie .....	P. DEMAN	739
Aimants permanents pour tubes électroniques en hyperfréquences .....	M. DE BENNETOT	747
Les régimes transitoires et la télévision .....	P. POINCELOT	764
Principes généraux et importance du contrôle statistique de la qualité .....	A. H. SCHAAFMA	768
Vie de la Société .....		773
Exposition d'appareils de mesure .....		778

*Sur notre couverture :*

Radio-Equipements présente l'unique générateur super haute fréquence existant sur le marché. —  
H.P. 628 A HEWLETT-PACKARD.

Radio-Equipements, 63 rue de Richelieu, Paris-2<sup>e</sup>. — Tél. : RIC. 40-88.

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

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BAONDI, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

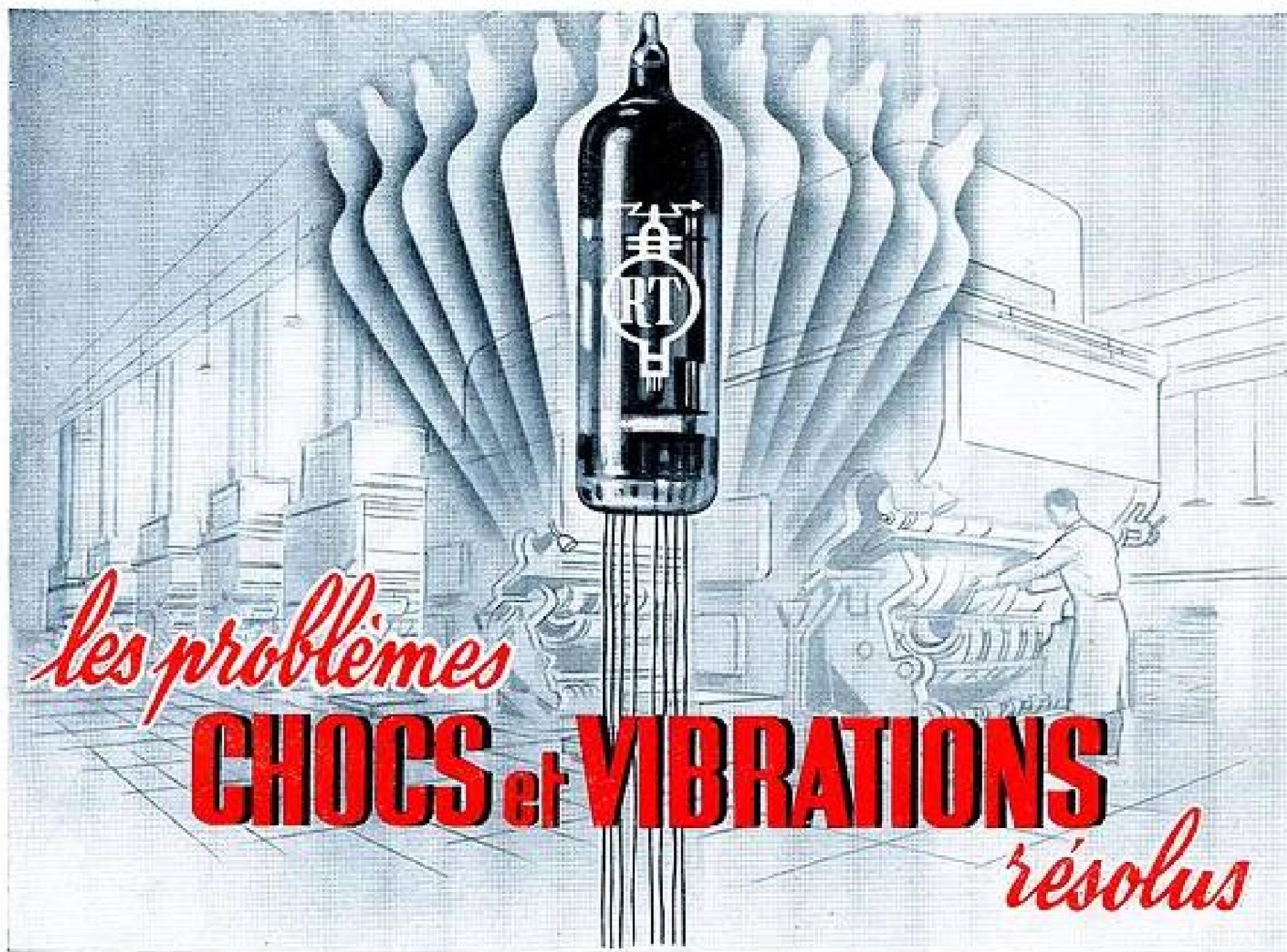
† A. PÉNOT, Professeur à l'École Polytechnique.

† J. PARAT, Directeur de la Sté des Forces Motrices  
de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

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



*les problèmes*  
**CHOCs et VIBRATIONS**  
*résolus*

PAR L'ADOPTION DES TUBES ÉLECTRONIQUES §  
 SÉRIE "SÉCURITÉ"  
 DE LA **RADIOTECHNIQUE**

**SÉCURITÉ ÉLECTRIQUE**

Résistance aux mises sous tension et coupures répétées - Stabilité des caractéristiques.

**SÉCURITÉ MÉCANIQUE**

Résistance aux accélérations et aux vibrations. Insensibilité aux chocs thermiques.

SUBMINIATURES		MINIATURES	
5636	5899	5 R4GY-S	12AX7-S
5639	5902	6 AM6-S	5654
5718	6205	5749	5725
5719	6206	6 J6W	5727
5840		12AU7-S	



S. A. LA RADIOTECHNIQUE - Division Tubes Electroniques  
 SERVICES COMMERCIAUX : 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (XI<sup>e</sup>)  
 Usines et Laboratoires : CHARTRES et SURESNES



# LE RÉSEAU DE RADIOTÉLÉPHONIE MULTIPLEX A IMPULSIONS, DE GRÈCE

PAR

J. J. MULLER

*Directeur Technique Radio de la Société L.M.T.*

## 1. Introduction et histoire.

Un réseau de près de 2 000 kilomètres a été mis en service en 1954 pour relier les principales îles grecques de la Mer Ionienne et de la Mer Egée au continent. Ce réseau comprend 34 stations distantes en moyenne les unes des autres de 54 km et représente l'un des plus importants réseaux de communications réalisés à ce jour utilisant la technique des impulsions pour la transmission de communications téléphoniques et télégraphiques.

Le territoire de la Grèce se prêtait particulièrement bien aux faisceaux hertziens, d'une part par l'existence d'un relief montagneux prononcé, et

d'autre part par l'importance des archipels Ionien et Egéen, qui ne possèdent pratiquement aucune liaison téléphonique avec les centres de la Grèce continentale.

Le problème posé en 1950 dans le cadre du plan Marshall aux Constructeurs des divers pays appelés à soumissionner se résume dans la carte de la Fig. 1 qui montre les divers points à desservir. Cette carte a été complétée par les besoins qui se sont révélés depuis l'origine du projet.

Six îles de la Mer Ionienne et la presqu'île de Prévéza devaient être reliées à Patras par des circuits téléphoniques et télégraphiques, la grande île de Corfou nécessitant de plus un circuit de radio-

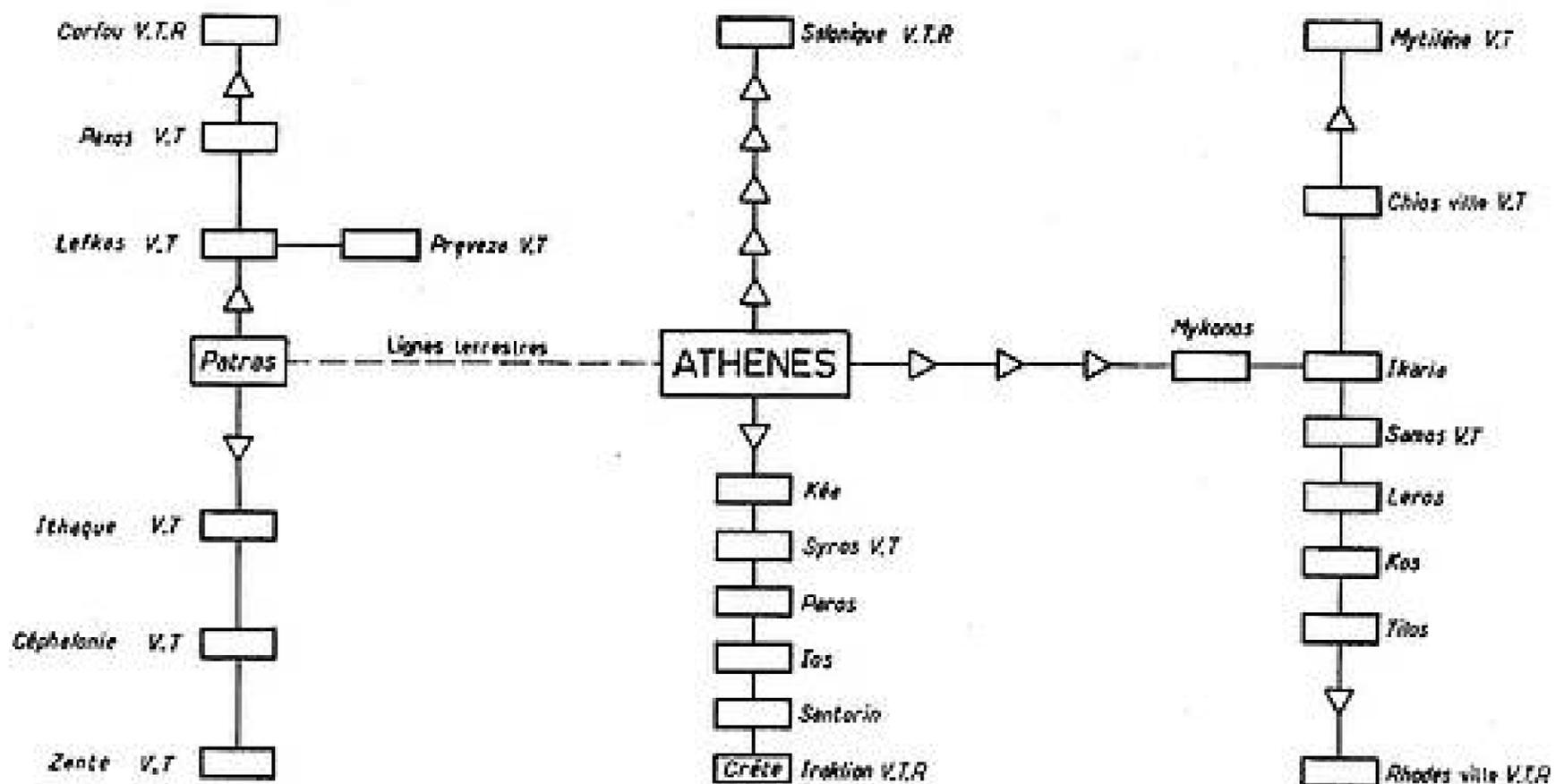


FIG. 1. — Carte des besoins en circuits téléphoniques, télégraphiques et de radiodiffusion en Grèce.

Légende :

- V = Circuits téléphoniques.
- T = Circuits télégraphiques.
- R = Circuits de radiodiffusion
- Δ = Station relais amplificatrice
- = Station radio d'une île susceptible d'être reliée à Athènes par des circuits V, T ou R.

diffusion. Les circuits aboutissant à Patras étaient prolongés par courants porteurs sur ligne aérienne vers Athènes.

Athènes et Salonique devaient être reliés par 20 voies téléphoniques et une voie de radiodiffusion.

D'Athènes à la Crète et aux Iles de la Mer Egée, un réseau en étoile s'appuyant sur 15 îles distinctes devait permettre d'établir immédiatement des circuits téléphoniques et télégraphiques avec 6 îles, dont deux comporteraient de plus des circuits de radiodiffusion. Les 9 autres îles utilisées comme stations-relais sans démodulation dans le projet initial devaient pouvoir être reliées ultérieurement à Athènes.

En ce qui concernait les fréquences et le procédé de multiplex, le constructeur avait la liberté du choix, en particulier la gamme de fréquences admise s'étendait de 300 à 5 000 Mc/s.

Ce réseau a été réalisé finalement au moyen d'un équipement multiplex à division dans le temps procurant 23 voies téléphoniques par des impulsions modulées en position, transmises par des émetteurs de 40 watts sur des fréquences comprises entre 1 760 et 2 005 Mc/s (Voir fig. 2 : plan de fréquences). Dans certains cas, comme celui de la section Athènes-Parnis, jusqu'à trois faisceaux radio furent mis en parallèle sur le même trajet et le réseau fut en réalité divisé en 4 réseaux entièrement distincts :

- Patras — Iles Ioniennes,
- Athènes — Salonique,
- Athènes — Mytilène — Rhodes,
- Athènes — Crète,

ce qui présentait l'avantage de réserver des possibilités d'extension importantes. Dès maintenant, le circuit téléphonique le plus long s'étend sur 935 km de Salonique à Rhodes.

## 2. Les problèmes posés par le projet de réseaux.

Comme on le pense, la réalisation d'un réseau aussi étendu dans une région où les relais ne pouvaient être atteints qu'après un trajet de plusieurs jours en bateau posait des problèmes très variés, depuis des problèmes purement techniques comme celui du choix d'un type de modulation, jusqu'à celui de fournir les moyens d'existence du personnel chargé d'installer, puis d'exploiter les réseaux.

### 2.1 CHOIX DU SYSTÈME DE MULTIPLEX.

Les constructeurs avaient le choix principalement entre les systèmes de multiplex à division dans le temps et à division en fréquence. En l'occurrence, la division dans le temps fut choisie essentiellement pour les raisons suivantes :

— La nécessité d'extraire des voies en de nombreux points d'une même liaison exigeait de nom-

breuses démodulations, donc de préférence un système où les questions de linéarité des modulateurs et démodulateurs radio ne se posent pas.

— les extensions prévues pouvaient conduire à effacer en certains points des voies issues des terminaux pour les remplacer par d'autres voies issues des relais.

— Les liaisons comportaient nécessairement de longs trajets maritimes bien dégagés et la réception en diversity d'espace paraissait indispensable pour atténuer les fadings dus aux réflexions sur la mer.

Ces trois raisons militaient fortement en faveur des systèmes à impulsions, d'autant que le nombre de voies à installer correspondait à leurs possibilités.

L'expérience acquise avec ces systèmes permettait d'envisager avec confiance leur utilisation. Les Compagnies de l'International Telegraph and Telephone Corporation avaient en 1952 plus de 50 liaisons installées, ou en cours d'installation, représentant 12 800 kilomètres de faisceaux hertziens à impulsions. Ces réalisations reposaient sur un travail de vingt ans, puisque dès 1932 des essais furent faits en France avec un équipement à huit canaux utilisant par seconde 10 000 impulsions de 6 microsecondes. Des travaux théoriques et des publications avaient depuis longtemps fait connaître l'intérêt de ces systèmes et des systèmes de faisceaux hertziens en général (1, 2, 3). Les installations et travaux réalisés tant en France qu'aux Etats-Unis et dans le Royaume-Uni étaient garants des résultats et avaient conduit à des équipements simples et robustes qui ont déjà été décrits (6).

Dans le cas du présent réseau, les nombreuses dérivations qu'il s'agissait de réaliser ont mis en évidence le caractère économique de ce procédé de multiplex lorsqu'il est fait usage de réseaux synchronisés. C'est ainsi qu'il a été possible de réaliser une station comme celle d'Ikaria où deux trains d'impulsions synchronisés provenant de deux directions différentes sont simplement entrelacés bien qu'ils aient subi une différence de trajet de 400 microsecondes, sans que cette station comporte autre chose que des équipements radio émetteurs et récepteurs. Ces dispositions sont décrites en détail dans l'article de M. Potier (7). Enfin, les équipements multiplex à impulsions procurent des possibilités économiques de multiplex télégraphique par affectation de 9 impulsions successives d'un canal téléphonique à 9 canaux télégraphiques (8).

### 2.2 RÉSULTATS DE PROPAGATION ET PERFORMANCES.

L'un des problèmes les plus délicats était celui du choix de la fréquence et de l'emplacement des stations en fonction des conditions de propagation qu'il était possible de prévoir, l'objectif étant d'obtenir des performances de rapport signal-sur-bruit se rapprochant de celles recommandées par le CCIF pour les circuits terrestres (4). Ce choix était lié à la reconnaissance du terrain qui, dans toute installation de faisceaux hertziens, revêt une importance

décisive. Ces questions sont traitées dans l'article de M. R. Cabessa (5). Qu'il suffise ici de dire que des fréquences de 2 000 Mc/s avec des distances entre stations allant de 14 à 120 km, et des altitudes allant de 20 à 1 800 m, ont permis d'obtenir la qualité désirée grâce à l'emploi de la diversité d'espace. Sur les trajets longs de 80 à 120 km, les interruptions dues au fading ont été ainsi ramenées de 1 % du temps sans diversité à une fraction négligeable de l'ordre de 0,01 %.

La gamme 1 700 - 2 300 Mc/s permettait l'emploi de tubes triodes conventionnels. Elle facilitait l'allocation de fréquence dans le cas d'embranchements complexes comme celui du Mont Parnis (fig. 2).

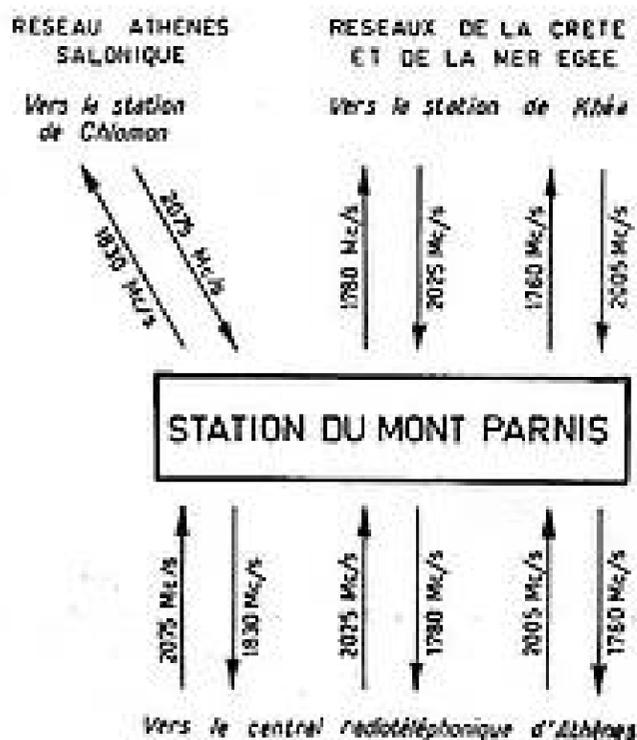


FIG. 2. — Plan de fréquence de la station du Mont Parnis.

Elle permettait le multiplexage des antennes émission et réception par filtres d'antenne, de manière à réaliser un ensemble émission réception diversité au moyen de deux antennes seulement.

### 2.3 CONSTRUCTION, INSTALLATION ET EXPLOITATION.

La reconnaissance des lieux se fit en 1951, la fabrication en 1952 et l'installation en 1953 et 1954.

Compte tenu des difficultés d'accès des stations, il fallait un matériel robuste, standardisé, facile à transporter en petites unités. C'est ainsi que les réseaux ont nécessité la fabrication de :

- 144 émetteurs radio identiques,
- 144 récepteurs radio identiques,

groupés dans 72 baies radio.

Il fallut installer 88 antennes paraboliques de 3 mètres de diamètre et 29 antennes paraboliques de 2 mètres de diamètre, montées sur 33 pylônes démontables en éléments légers, pesant en tout 120 tonnes.

Les terminaux comportent :

210 modulateurs et 210 démodulateurs enfichables identiques.

L'alimentation des stations, qui ne comportent,

sauf deux exceptions, aucune source d'énergie extérieure, a été réalisée par 65 groupes électrogènes Diesel représentant une puissance installée totale de 450 kVA, la puissance des groupes régulés électroniquement allant de 5 à 20 kVA.

L'installation des stations a nécessité 2 000 mètres de câbles coaxiaux pour feeders et 15 kilomètres de câbles divers. Le poids total du matériel transporté a été de 450 tonnes. On se fera une idée du problème que représentait une telle installation quand on aura dit que le moyen le plus rapide pour aller d'Athènes à Ikaria est le bateau régulier qui met 15 heures et circule 2 fois par semaine, et que pour atteindre la station à 1 000 m d'altitude, il faut à dos de mulet, le seul moyen de locomotion, 4 heures.

Ces problèmes de transport ont conduit nécessairement à une surveillance permanente des stations, ce qui a posé le problème de l'entraînement du personnel de l'Administration. La manière dont ces problèmes ont été résolus est exposée dans leur relation avec la nécessité d'une sécurité d'exploitation complète dans l'article de M. Basard. (9).

### 3. Les résultats.

Les résultats acquis dès maintenant, après des périodes d'exploitation variant entre 18 mois et 6 mois suivant les réseaux, se traduisent par deux indications :

— Le rapport signal-sur-bruit est supérieur à 50 dB pendant 99 % du temps sur tous les circuits (5).

— Les interruptions de circuits dues à toutes les causes, y compris celles ne relevant ni du matériel, ni de la propagation, représentent en général moins de 1 % du temps (9).

Il est évident qu'un tel résultat ne peut être que l'effet d'un travail d'équipe auquel chacun a apporté sa contribution à son poste. Que ce soit ici l'occasion de remercier tous ceux qui ont participé à cette œuvre.

### BIBLIOGRAPHIE

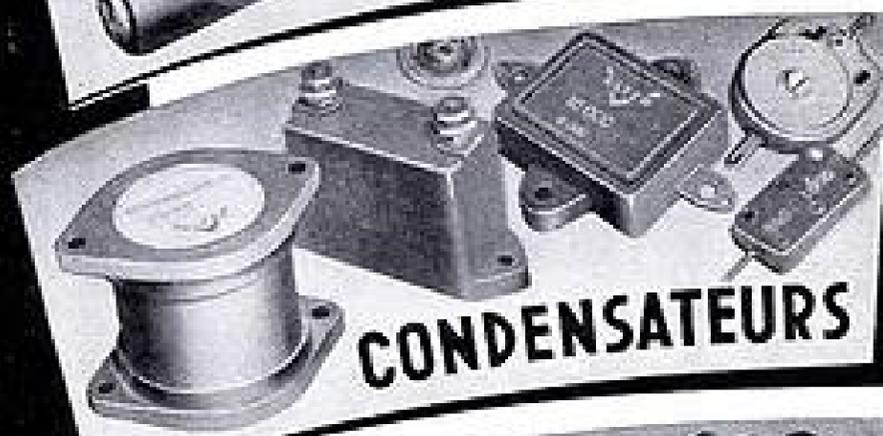
- [1] Brevet A.H. Reeves 833.929 du 18 juin 1937.  
Brevet E.M. Deloraine et A. H. Reeves du 18 novembre 1938.
- [2] E. M. DELORAINE et E. LAMIN. — « Pulse Time Modulation ». — *Electrical Communication*, Volume 22, 1944, p. 91-98.
- [3] A. G. CLAVIER. — « Production and Utilization of micro-rays ». — *Electrical Communication*, Volume 12, juillet 1933, p. 3-11.
- [4] R. CABESSA. — « L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des Télécommunications ». — *L'Onde Electrique*, avril-mai 1952, p. 131.
- [5] R. CABESSA. — « Réalisation de liaisons par faisceaux hertziens de qualité sur des trajets maritimes en Grèce ». — *L'Onde Electrique*, présent numéro.
- [6] R. BASARD. — « Un exemple d'équipement radio UHF pour liaisons multiples à petit nombre de voies ». — *L'Onde Electrique*, avril-mai 1952, p. 150.
- [7] G. X. POTIER. — « La Synchronisation des réseaux radiotéléphoniques à modulation d'impulsions en Grèce ». — *L'Onde Electrique*, présent numéro.
- [8] G. X. POTIER. — « Utilisation de systèmes à impulsions pour la transmission simultanée des signaux de téléphonie, de télégraphie et de radiodiffusion ». — *L'Onde Electrique*, avril 1954, p. 347-355.
- [9] R. BASARD. — « La Sécurité de fonctionnement des liaisons par faisceaux hertziens. — Le Réseau de Grèce ». — *L'Onde Electrique*, présent numéro.



**POTENTIOMETRES**



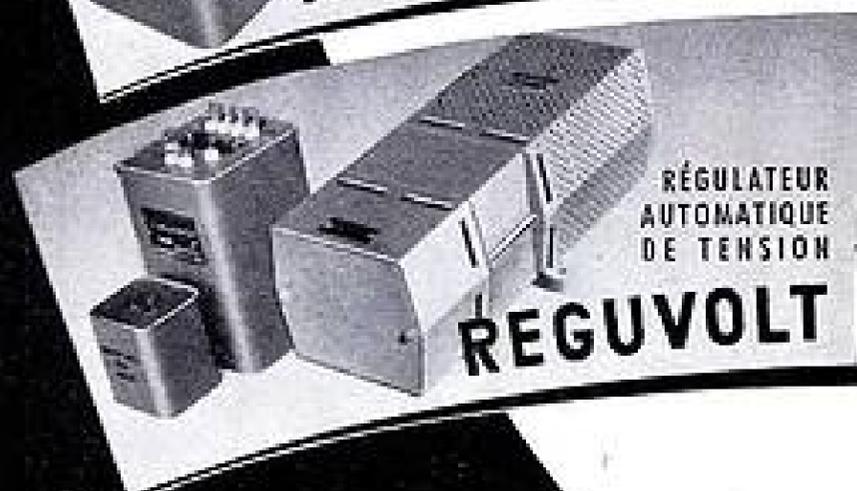
**RESISTANCES**



**CONDENSATEURS**



**TRANSFORMATEURS**



RÉGULATEUR  
AUTOMATIQUE  
DE TENSION

**REGUVOLT**

**M.C.B et  
VERITABLE ALTER**

11 rue Pierre Lhomme - Courbevoie - Tel: Défense +20-90

**M.B.M.**

**LA PIÉZO ÉLECTRICITÉ  
DANS L'INDUSTRIE**

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

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

DELAIS RÉDUITS

**MATÉRIEL DE QUALITÉ**

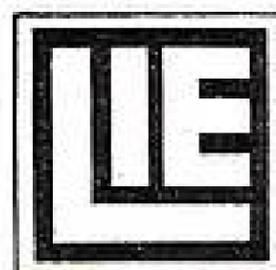
pour

**TÉLÉCOMMUNICATION**

**RADIODIFFUSION**

**SONORISATION**

41, rue E.-ZOLA



**MONTREUIL**  
(Seine)

# RÉALISATION DE LIAISONS PAR FAISCEAUX HERTZIENS DE QUALITÉ SUR LES TRAJETS MARITIMES EN GRÈCE

PAR

R. CABESSA -

*Chef du Service des Liaisons par Faisceaux Hertziens à la Société « Le Matériel Téléphonique »*

Au cours de l'année 1954, est entré en service en Grèce un important réseau de liaisons par faisceaux hertziens comportant 34 stations entre lesquelles ont été établis 2 000 kilomètres de liaisons radiotéléphoniques reliant le Centre d'Athènes aux îles de la Mer Ionienne et de la Mer Egée, à la Crète et à Salonique.

La nature maritime des trajets et la fréquence élevée utilisée (2 000 Mc/s) pouvaient faire craindre des évanouissements importants du champ à la réception. En effet, sur les 32 sections radio distinctes sur chacune desquelles ont été établies une ou deux ou trois liaisons en ondes décimétriques en parallèle, 8 utilisent des parcours terrestres et 24 des parcours sur mer. La longueur s'étage entre 14 et 120 km.

Liaisons terrestres : 4 de 14 à 20 km.

1 de 53 km.

3 de 71 à 90 km.

Liaisons maritimes : 7 de 35 à 45 km.

9 de 50 à 55 km.

4 de 70 km.

3 de 85 km.

1 de 120 km.

11 sections ont une longueur supérieure à 70 km.

La carte ci-jointe (fig. 1) donne l'implantation du réseau.

## 1. Equipement utilisé.

L'émetteur est constitué par un oscillateur accordable dans la gamme 1700 - 2300 Mc/s et délivrant une puissance de crête de 40 watts. Il est déblocqué par les trains d'impulsions transportant l'intelligence des voies téléphoniques à transmettre et n'oscille pas entre deux impulsions consécutives.

Le récepteur comporte un ensemble filtre-mélangeur accordable dans la gamme 1700 - 2300 Mc/s, suivi d'un détecteur et d'un amplificateur limiteur d'impulsions.

Le récepteur et l'émetteur sont couplés par des filtres à une antenne commune, de diamètre 2 ou 3 mètres suivant la longueur des sections à franchir. Un deuxième récepteur, couplé à une deuxième antenne espacée de quelques mètres de la première, permet la réception en diversité de hauteur. Les sorties des deux récepteurs et leurs contrôles automatiques de volume sont mis en parallèle de telle sorte que les gains des deux récepteurs soient égaux. Le signal de sortie est donc constitué soit par le signal sortant du récepteur recevant le niveau le plus fort, soit par la somme des deux signaux des deux récepteurs si les niveaux à l'entrée sont du même ordre. (fig. 2).

Le contrôle automatique de gain des deux récepteurs actionne, par l'intermédiaire d'un amplificateur à courant continu, un enregistreur sur bande du type PEKLY, de vitesse d'enregistrement 6 cm par heure. Ces enregistrements, commencés sur les sections les plus intéressantes dès la mise en exploitation du réseau, sont dépouillés chaque quinzaine et traduits en courbes de probabilité de dépassement



FIG. 2. — Carte de Grèce.

# GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX



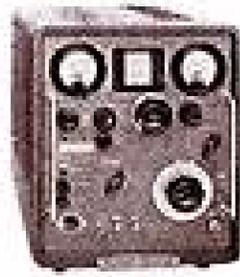
## HEWLETT

## PACKARD



**GÉNÉRATEUR VHF 408 D**

10-420 Mcs. stabilité parfaite. Dérive en fréquence, peu accrue. Sortie étalonnée 0,1  $\mu$ V à 0,5 V. Contrôle de la fréq. par étalon quart de précision. Oscillateur pilote, amplificateur intermédiaire et de sortie. Performante possée. Étalonage direct de la fréquence et de sortie.



**GÉNÉRATEUR VHF 408 C**

10-480 Mcs. Puissance de sortie élevée (1 V max). Oscillateur pilote et amplificateur de puissance. Étalonage direct de la fréquence et de la puissance. Impédance interne constante. Large modulation possible. Idéal pour les mesures de gain, sélectivité, rejection d'image sur récepteurs, amplificateurs et autres matériels VHF. Peut être utilisé pour excitation de ponts, slotted lines, antennes, etc.



**GÉNÉRATEUR UHF 612 A**

450-1.220 Mcs. Oscillateur pilote et amplificateur de puissance. Générateur destiné aux mesures UHF et TV : gain, sélectivité, sensibilité, rejection d'image. Réglage et lecture directes; ne nécessite ni absoues ni interpolation. Dérive en fréquence peu accrue. Modulation de haute qualité, bande large, sinusoïdale ou TV 5 Mcs max. Modulation en impulsions HF de 0,2  $\mu$  sec. et plus.



**GÉNÉRATEUR UHF 614 A, 614 B**

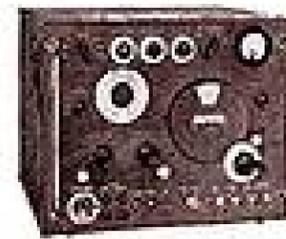
800-2.100 Mcs (614 A); 1.800-4.000 Mcs (614 B) Précision de l'accord  $\pm 1\%$ . Sortie étalonnée 0-127 dB. Précision de la sortie  $\pm 1$  dB. Modulation interne et externe par impulsions ainsi que sortie en FM.

CW et signaux carrés. Utilisation facile : Réglage direct sans recourir à des courbes d'étalonnage.



**GÉNÉRATEUR SHF 618 B**

3.800-7.600 Mcs. Précision de l'accord  $\pm 1\%$ . 0-127 dbm. Précision de sortie  $\pm 2$  db, -7 à -127 dbm. SWR 2. Modulation interne et externe par impulsion et signaux carrés. Balayage FM interne en dent de scie. FM et Amplitude externes. Fréq. de Rep. 40-4.000 cps réglable. Largeur d'impulsion réglable. Sortie auxiliaire de synchro en impulsions.



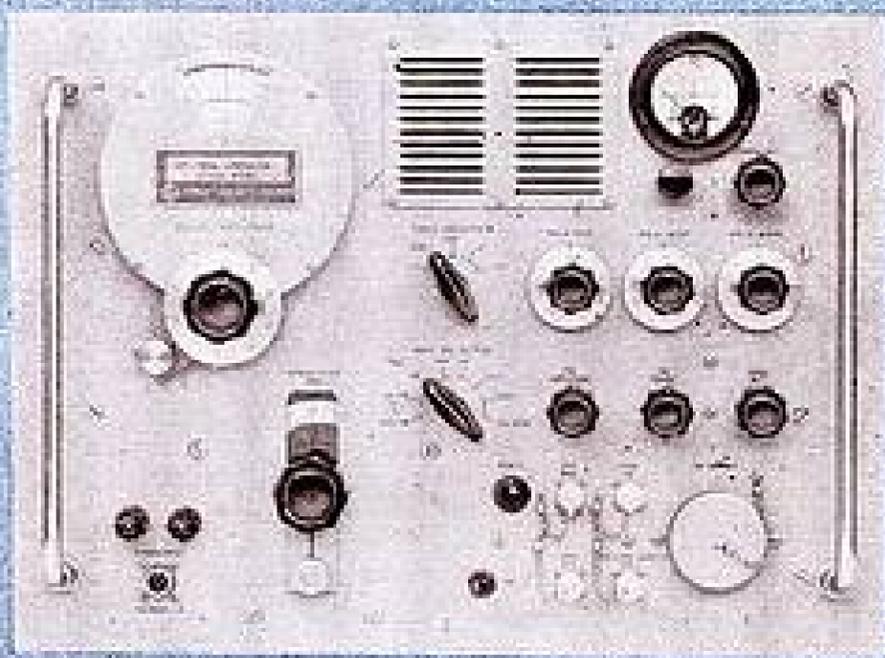
**GÉNÉRATEUR SHF - 628 A**

7.000-11.000 Mcs. Tension de sortie 0,1  $\mu$ V à 0,071 v sur 50 ohms. Pratiquement identique au 618 B : circuits, fonctionnement, avantages pratiques etc... Réglage et lecture directes de la fréquence porteuse. Aucun réglage de la tension nécessaire en cours de fonctionnement. Réglage et lecture de la sortie HF. Se règle sans avoir recours à des courbes d'étalonnage ne requiert pas de correction de l'accord. Dimensions réduites, construction de haute qualité.

## UN NOUVEAU GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX SHF à lecture directe

le HP 628 A : 15 à 21 KMcs

- SORTIE 10 mW - SWR 1.2
- HAUTE PRÉCISION - GRANDE STABILITÉ
- SORTIE SUR GUIDE
- STABILISATION DE FRÉQUENCE
- SE RÉGLE SANS COURBES D'ÉTALONNAGE
- POSSIBILITÉS DE MODULATIONS VARIÉES



### ● CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DU GÉNÉRATEUR 628 A SHF ●

**Gamme couverte :** 15 à 21 KMcs en une gamme  
Alignement automatique par tension repulsive et sélection de mode.  
**Étalonnage de la fréquence :** Direct. Précision supérieure à  $\pm 1\%$ .  
**Niveaux de sortie :** 10 mW à 1  $\mu$ W (+ 10 dbm à - 90 dbm, 0 dbm = 1mW) SWR meilleure que à 1,5 à + 10 db; 1,2 à + 7 db et au-dessous.  
**Précision à la sortie :** meilleure que à  $\pm 1$  dB.  
**Modulation :** interne ou externe par impulsions FM ou signaux carrés.  
**Modulation interne en impulsions :** fréquence de répétition réglable de 40 à 4.000 cps ;  
Largeur d'impulsion réglable de 0,5 à 10  $\mu$ sec.

**Sortie synch. :** signaux de 20 à 50 v sur 1.000 ohms  
Temps de montée : moins de 1  $\mu$  sec.  
a. simultanément avec impulsions SHF  
b. avance variable de 3 à 300  $\mu$ sec sur l'impulsion SHF.  
**Synch. externe :** a. Signal sinusoïdal 40 à 4.000 ps amplitude 5 à 50 v efficaces.  
b. impulsions : 0 à 4.000 cps, amplitude 5 à 50 v efficaces.  
Largeur d'impulsion 0,5 à 5  $\mu$  sec.  
Temps de montée 0,1 à 1  $\mu$  sec.

**Modulation :**  
Interne - Signaux carrés  
Réglables de 40 à 4.000 ps.

Interne - FM Balayage max. à la fréq. secteur :  $\pm 5$  Mcs.  
Externe par impulsions : nécessite des amplitudes de 15 à 70 v pointe pos. ou neg.  
Largeur 0,5 à 2.500  $\mu$  sec.  
Externe en fréquence : prévue par couplage capacitif à l'anode réfléchissante du klystron.  
Balayage max. environ  $\pm 5$  Mcs.  
**Sortie sur guide d'onde :**  
WR 51 (0,590" x 0,315") à bride plate.  
**Alimentation :** 115 v  $\pm 10\%$   
50/420 ps consommation environ 200 w.  
**Dimensions :** largeur 482 mm ; hauteur 355 mm, profondeur 330 mm; poids 29,5 kg.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE ET U.F.

# RADIO-EQUIPEMENTS

65, r. de Richelieu  
PARIS-2<sup>e</sup>  
Tél. : RIC. 49-88

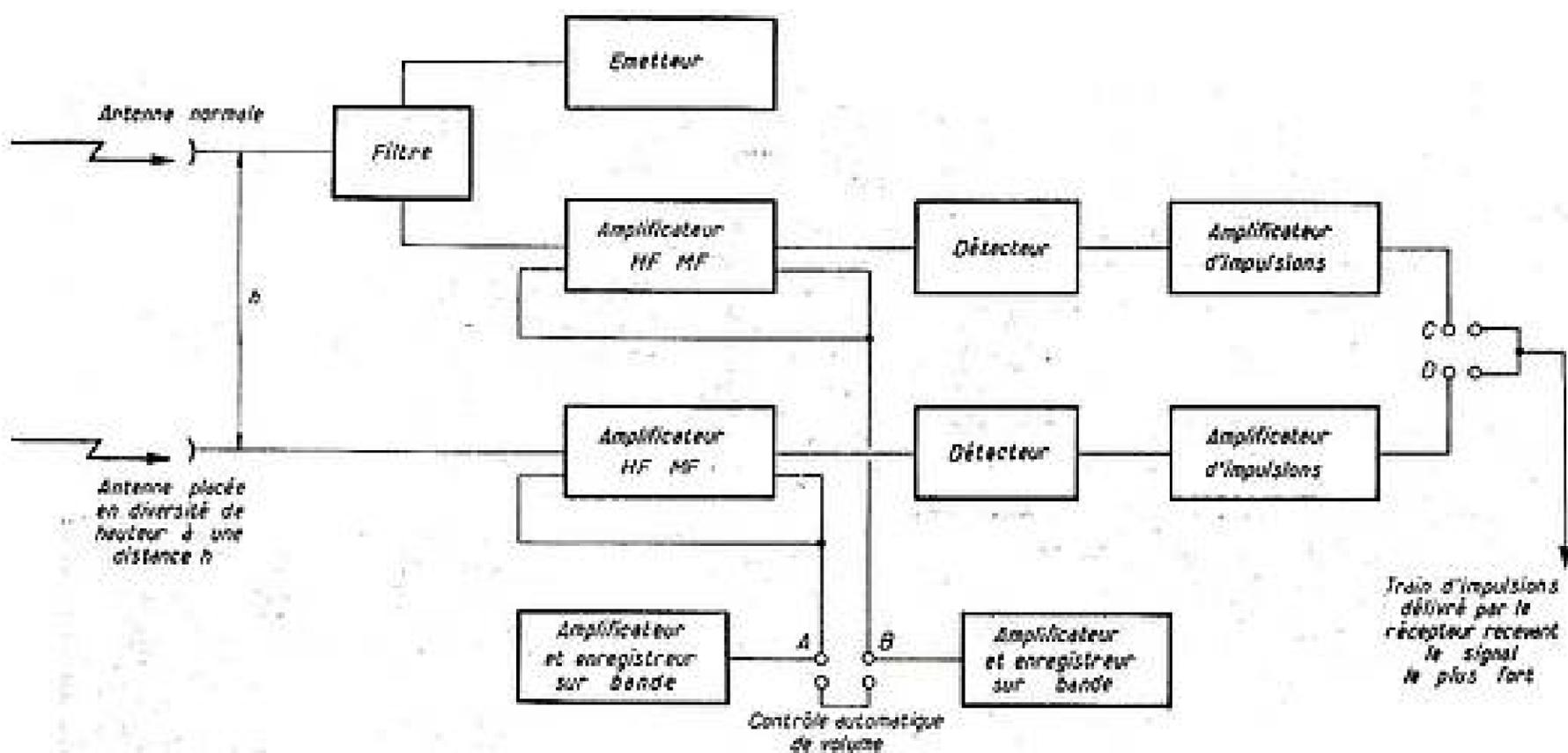


FIG. 2. — Equipement utilisé pour les essais de propagation.  
Différents modes de propagation rencontrés.  
Types de signaux relevés sur Thera-Iraklion.

d'une certaine valeur de champ à l'entrée des équipements.

2. Conditions d'établissement des liaisons.

Il n'était pas possible d'effectuer sur toutes les sections les essais de propagation prolongés qui auraient permis de déterminer les courbes de probabilité d'évanouissement de champ, avant de déterminer l'implantation des stations. D'ailleurs, les conditions de liaison avec un certain nombre de points situés dans des directions différentes nécessitaient, dans la plupart des cas, d'établir la station sur le sommet des îles, ce qui ne laissait pas beaucoup de latitude dans le choix des emplacements. Le choix des stations a été effectué en tenant compte de la théorie suivante de propagation que les résultats d'expérience ont remarquablement confirmée.

A 15 cm, il y a trois causes principales d'affaiblissement entre deux points situés en visibilité optique (1) :

a) l'affaiblissement de diffraction causé par une courbure des rayons vers le bas les faisant intercepter par un obstacle intermédiaire (sous-standard) — (fig. 3) ;

b) l'affaiblissement de défocalisation créant des zones de renforcement du champ (ducts) et d'autres zones dites d'ombre (fig. 4) ;

c) l'affaiblissement dû aux interférences entre plusieurs rayons ayant suivi des chemins distincts : soit, rayon direct et rayon réfléchi sur la surface de la mer (fig. 5),

soit, rayon direct et rayon réfléchi diffractés par la haute couche de l'atmosphère (fig. 6).

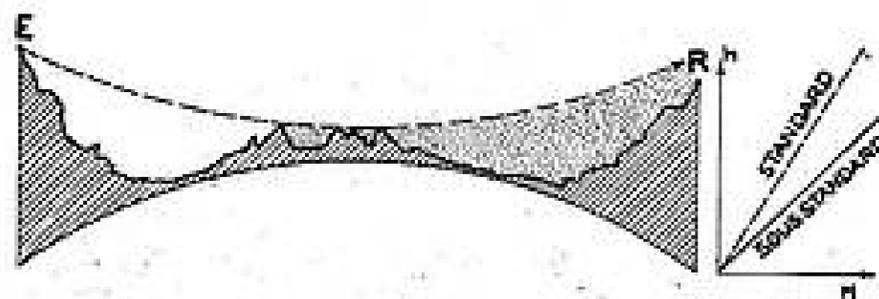


FIG. 3. — Réfraction sous standard

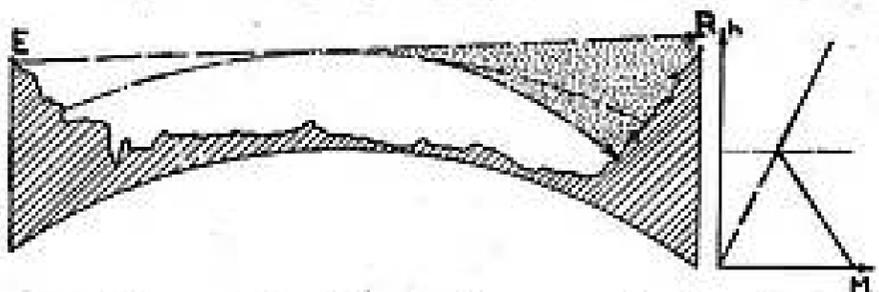


FIG. 4. — Superrefraction dans une couche d'inversion

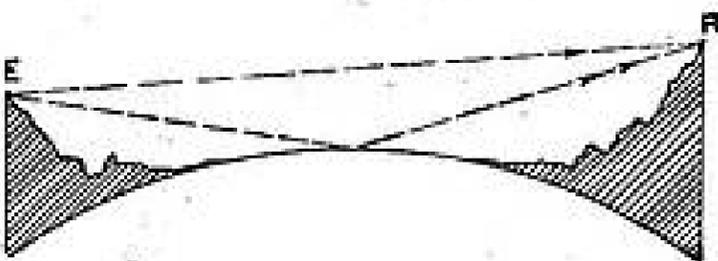


FIG. 5. — Réflexion sur le sol



FIG. 6. — Réflexion sur couche d'inversion élevée

Il existe des causes secondaires d'affaiblissement : scintillation causée par les hétérogénéités de l'atmosphère, diffusions dues à la turbulence, etc...

Comment lutter efficacement contre ces causes d'affaiblissement ?

Contre l'affaiblissement de diffraction, le remède le plus efficace consiste à surélever les aériens ; on définit cette élévation par le coefficient par lequel il faut multiplier le rayon de la terre pour obtenir que le rayon radioélectrique, compte tenu de cette courbure de la terre, lui soit tangent. Les stations ont été choisies de telle façon que ce coefficient soit toujours inférieur à 0,6.

Contre l'affaiblissement de défocalisation, il n'y a rien à faire d'autre que d'éviter les chemins sur lesquels de telles focalisations risquent de se produire. Une surélévation des stations y contribue, les zones de guidage se trouvant généralement dans les couches les plus basses de l'atmosphère et résultant de stratification de l'atmosphère. Il est, d'autre part, certain que les affaiblissements de défocalisation sont d'autant plus probables que la distance entre stations est plus grande. L'expérience a montré que, sur des distances de 120 kilomètres entre points surélevés en Grèce, ces phénomènes de défocalisation étaient encore limités.

Restent les affaiblissements d'interférence qui peuvent avoir plusieurs causes :

- réflexions sur le sol,
- réflexions sur une couche supérieure de l'atmosphère,
- guidage dans une couche d'inversion élevée,
- diffusion, etc...

Le premier phénomène se prête au calcul. On peut démontrer facilement que la composition de rayons directs et réfléchis provoque des franges d'interférences et une protection efficace contre ces phénomènes est réalisée par l'utilisation de deux antennes espacées en hauteur de telle sorte que, lorsqu'une antenne se trouve dans une frange obscure, l'autre se trouve dans une frange brillante. Pour éviter que la distance entre antennes soit trop grande, il faut que celles-ci soient suffisamment surélevées aux deux extrémités (quelques centaines de mètres au-dessus de la mer). Naturellement, l'espacement de ces franges et leur position dans l'espace varient avec la courbure des rayons et on est conduit à rapprocher les antennes plus que le laisserait prévoir la théorie classique.

Pratiquement, on a choisi la distance entre antennes correspondant à la distance entre une frange brillante et une frange noire pour une réflexion sur une terre plate. Dans ces conditions, la théorie montre que les variations de niveau consécutives à des variations de courbure des rayons sont négligeables (inférieures à 3 dB) pour les distances et hauteurs d'antennes considérées et pour des courbures de rayons électriques ne dépassant pas des valeurs correspondant à des rayons de la terre fictifs compris entre - 1 et 0,4 (en passant par la valeur du rayon de la terre infini). On estime que

ces valeurs extrêmes ne sont dépassées que pendant des pourcentages de temps négligeables.

Mais les interférences entre rayons réfléchis, diffractés ou diffusés par l'atmosphère, ne se prêtent pas aux mêmes prévisions. La différence de parcours est quelquefois considérable et les « franges » qu'elles provoquent si rapprochées qu'elles sont intégrées par les surfaces d'aériens utilisées. Le gain des aériens est alors moins grand que celui escompté, en raison de l'incohérence des phases des rayons reçus, mais l'aérien intègre ces variations et les évanouissements sont d'autant moins grands que la surface d'ouverture de l'aérien est plus grande. C'est ce qui a été expérimenté en 1953 sur la section Araxos-Lefkas où notre liaison 2 000 Mc/s utilisant des antennes de diamètre 3 m s'est révélée, même en absence de diversité, bien plus stable qu'une liaison expérimentale 1 200 Mc/s utilisant de petits aériens. Les expérimentateurs de cette deuxième liaison avaient conclu à l'époque à l'impossibilité d'établir une liaison à fréquence élevée sur ce parcours. Ils avaient relevé en février une amplitude d'évanouissement de 37 dB, alors qu'à 2 000 Mc/s, avec des aériens de 3 m de diamètre, l'amplitude des évanouissements ne dépassait pas 25 dB pendant la même période.

Lorsque les causes d'interférences sont multiples, on tend vers une incohérence complète entre les phases en deux points écartés d'un certain nombre de longueurs d'onde. Si on recueille en ces deux endroits le signal avec deux antennes diversité, la probabilité d'obtenir deux évanouissements simultanés, de profondeur supérieure à une certaine valeur, est :

$$\left(\frac{P}{100}\right)^2 \text{ au lieu de } \frac{P}{100}$$

### 3. Résultats de propagation.

Cette théorie a été vérifiée en particulier sur la liaison Araxos-Lefkas où, pendant 1 % du temps, on constate des évanouissements de 30 dB et plus sur chaque récepteur, qui sont réduits à 15 dB par combinaison des deux récepteurs fonctionnant en diversité, (chiffre obtenu pendant 10 % du temps environ en l'absence de réception diversité).

La réception en diversité de hauteur est efficace pour réduire les évanouissements dus aux trajets multiples quelle qu'en soit la cause. Sur les sections courtes, de 30 km, l'amélioration apportée par la réception en diversité de hauteur montre la validité de l'hypothèse faite sur la combinaison des rayons directs et réfléchis sur la mer. Sur les sections plus longues, de 70 à 90 km, la réception en diversité demeure encore très efficace, mais les deux antennes fonctionnant en diversité de hauteur, aucune prévision d'espacement optimum des antennes ne semble possible. Il suffit de les espacer d'une distance suffisamment grande pour que les champs reçus sur les deux antennes ne soient pratiquement plus en corrélation.

Sur la liaison la plus longue, Thera-Iraklion,

MARCONI INSTRUMENTS LTD

# SIGNAL GENERATOR

Type TF.801-/B — 10 à 500 Mc/s

Sortie : 0,1  $\mu$ V à 0,5 V entretenue ou modulée jusqu'à 90 %.  
Niveau de sortie élevé 2 volts entretenue ou 1 volt modulée.

## FRÉQUENCE DE MODULATION

Interne 1.000 c/s.

Externe 30 c/s à 20.000 c/s  
ou par impulsions.



☆

## CARACTÉRISTIQUES

Gamme de fréquences : 10 à 500 M c/s.

Précision : 1 %.

Niveau de sortie : 0,1  $\mu$ V à 2 volts.

Indépendance de sortie 50 ohms.

Modulation :

Interne : 1.000 c/s  $\pm$  5 %.

0 à 90 %  $\pm$  5 %.

Externe : 30 c/s à 20.000 c/s.

2,5 v. d'attaque pour obtenir 90 % de modulation.

# LELAND RADIO IMPORT CO

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

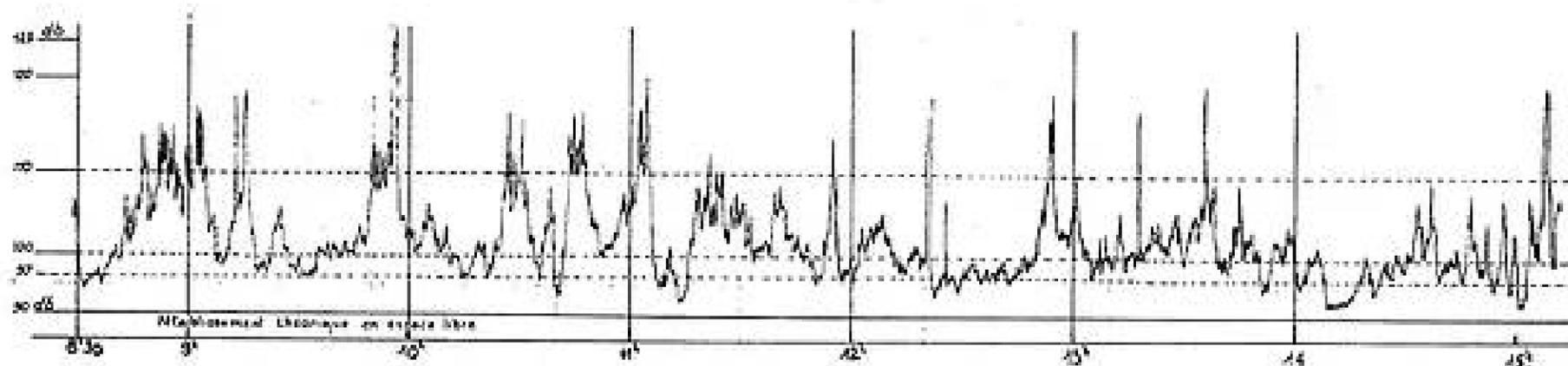


FIG. 7. — Type de signaux reçus sur la liaison THERA-IRAKLION 100 km, 2 000 Mc/s fonctionnant avec 1 récepteur.



FIG. 8. — 2 types de signaux enregistrés simultanément sur la liaison THERA-IRAKLION 100 km, 2 000 Mc/s avec 2 récepteurs dont les antennes sont espacées en hauteur de 9 mètres.

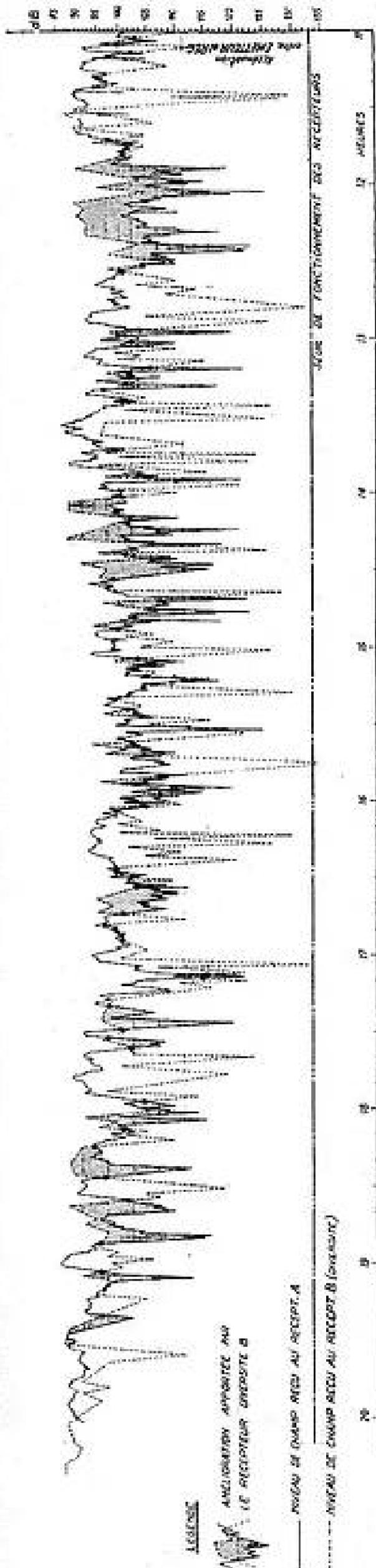


FIG. 9. — Liaison THERA-IRAKLION, 120 km, à 600 Mc/s avec réception en diversité de hauteur. Superposition des courbes de niveaux de champ des 2 récepteurs et courbe résultante.

120 km, l'effet de la réception en diversité d'espace est moins net que sur la liaison Lefkas-Araxos, de 90 km, car l'atténuation de défocalisation a une action plus profonde et s'ajoute aux évanouissements d'interférence en les masquant partiellement. Les figures 7 à 11 montrent l'effet de la réception diversité sur ces deux sections.

La figure 7 représente un type de signal relevé sur la liaison Thera-Iraklion sans réception en diversité de hauteur. On voit des évanouissements profonds de 33 dB (92 à 125 dB).

La figure 8 représente deux types de signaux relevés sur deux récepteurs, dont les antennes sont espacées pour permettre la réception en diversité, mais dont les sorties ne sont pas connectées. On voit la non-simultanéité des évanouissements.

Sur la figure 9, on superpose les courbes de deux récepteurs fonctionnant en diversité pour montrer le gain apporté par la réception en diversité :

— les traits pleins représentent le niveau sur un récepteur,

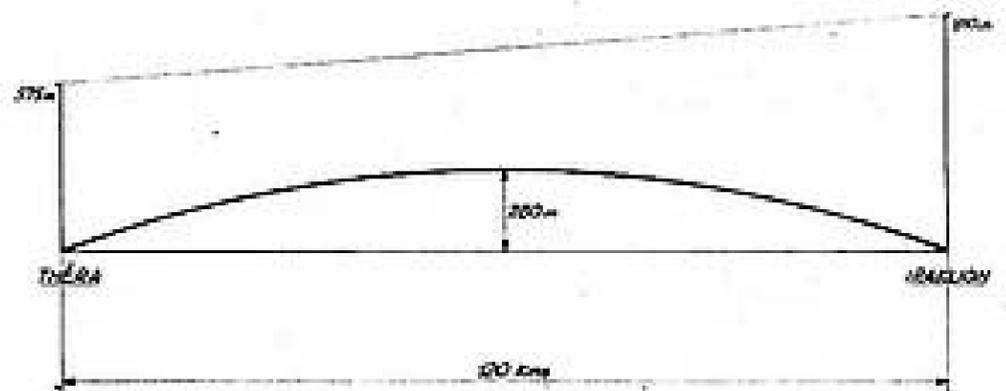


FIG. 9 bis

— les traits pointillés représentent le niveau sur l'autre ;

la courbe résultante des deux est représentée par la courbe supérieure ;

— la zone ombrée représente le gain dû à l'action de la diversité,

— les points de croisement des deux lignes représentent les évanouissements les plus profonds rencontrés.

On voit que le niveau, maximum à 85 dB, descend à 115 dB simultanément sur les deux récepteurs (affaiblissement de défocalisation ?), mais que la plupart des autres évanouissements sont inférieurs à 110 dB au lieu de 125 à 130 dB.

Les figures 10 et 11 représentent les signaux résultant après réception en diversité de hauteur sur deux parcours caractéristiques :

Araxos-Lefkas : 90 km.

Thera-Iraklion : 120 km.

# NEW LONDON INSTRUMENT Company INC. U.S.A.

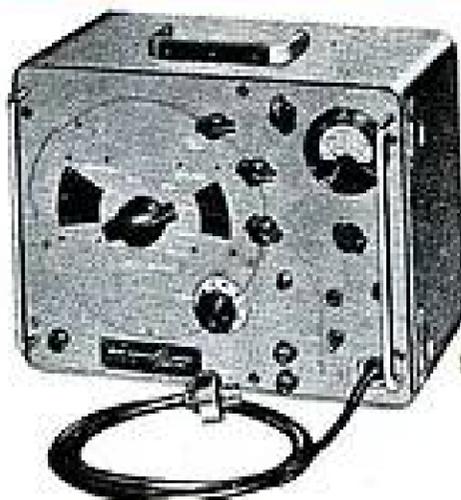
ÉQUIPEMENTS DE MESURES ÉLECTRONIQUES  
DE PRÉCISION

Ag. Publiedinc-Domenach



### ANALYSEUR DE PENTE TYPE 901

Gammes 100, 500, 1000, 5000,  
10 000 et 50 000 micromhos.  
Précision des mesures  $\pm 5\%$ .  
Chauffage 0 à 125 V  $A_0$  ou 0.3 V.  
Anode 0-200  $\mu A$ , 20 mA, 200 mA, 300V  
Ecran 0-500  $\mu A$ , 5 mA, 50 mA, 300 V.  
Grille et Supres. 100-0-100  $\mu A$ ,  
1-0-1 et 10-0-10 mA, 0-1, 3, 15 et 150 V.  
Commande 0.01, 0.05 et 0.1 V  $A_0$ .



### GÉNÉRATEUR AM TYPE 162

9 gammes 10 Kc à 50 Mc.  
Sortie 0,1 V à 0,1  $\mu V$ /50 ohms  
ou 1 V/300 ohms sur toute la g.  
Modulation AM Ins. ou Ext.  
Scintillation :  $\leq 50$  p.  
Atténuateur en H. Var. contin.  
Quartz étalon Points repérés.  
Distorsion  $< 7\%$  avec mod. 50%.  
Cadran de précision. Étanche.



### GÉNÉRATEUR TYPE 183 SIGNAUX CARRÉS 10 c. à 1 Mc.

Sortie : H. Imp. 100 V/1 000 ohms.  
Basse Imp. 10 V/100 ohms.  
Montée : 0,05  $\mu s$  en haute Imp.  
0,02  $\mu s$  en basse Imp.  
Atten. par bonds 0,20,40,60 db  
progressif 20 db.  
Synchro. entrée 3 V. Sortie 5 V.  
Forme Indépend. de l'Atténuateur.



### ÉTALON DE FRÉQUENCE TYPE 701

Fréquence fondamentale 1 Mc.  
Échelle de fréq. 1<sup>re</sup> par 10 Kc,  
100 Kc ou 1 Mc de 10 Kc à 50 Mc.  
2<sup>e</sup> Sortie sinus. 100 Kc-20 V/50  $\Omega$ .  
Tension de sortie  $> 200$   $\mu V$ /50  $\Omega$   
à 20 Mc.  $> 10$   $\mu V$ /50 ohms à 50 Mc.  
Stabilité  $10^{-7}$  système spéc. en  
fonction de la température.  
Fréq. fond. ajustable à 1 Mc  $\pm 10$  c.



### GÉNÉRATEUR UHF & TV TYPE 130A

Balayage en fréq. 450 à 900 Mc.  
Sortie : haute 0,25 à 1 V/75 ohms  
basse approx. - 20 db.  
Stabilité  $< 0,1$  db/Mc de balay.  
Bande de balayage 0 à  $> 40$  Mc.  
Balayage 60 Htz sinusoïdal.  
Sortie synchro. pour plaque dir.  
Retour effaçable donnant une base  
de référence à niveau 0.



### GÉNÉRATEUR FM TYPE 100 C

Gamme 27 à 230 Mc, une seule g.  
Sorties 0,1 V à 0,1  $\mu V$ /25 ohms  
0,02 V à 0,02  $\mu V$ /9 ohms  
en direct impéd. 50 ohms.  
Excur. en fréq. 2 sous gammes  
0 à 30 Kc. & 0 à 250 Kc,  
à 1 Kc.  $\leq \pm 5\%$ .  
Atténuateur à piston  $\pm 10\%$ .  
Distorsion  $< 2\%$  à 250 Kc à 1 Kc.  
Cadran différentiel  $\pm 100$  Kc.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DE  
SOCIÉTÉ ANONYME CAPITAL 10.000.000 FRF



LIAISON FRANCE-AMÉRIQUE  
ADR. TÉL. SILFAMERIFRA

2, BOULEVARD PEREIRE - PARIS 17<sup>e</sup> - TÉL. : CARNOT 33-67

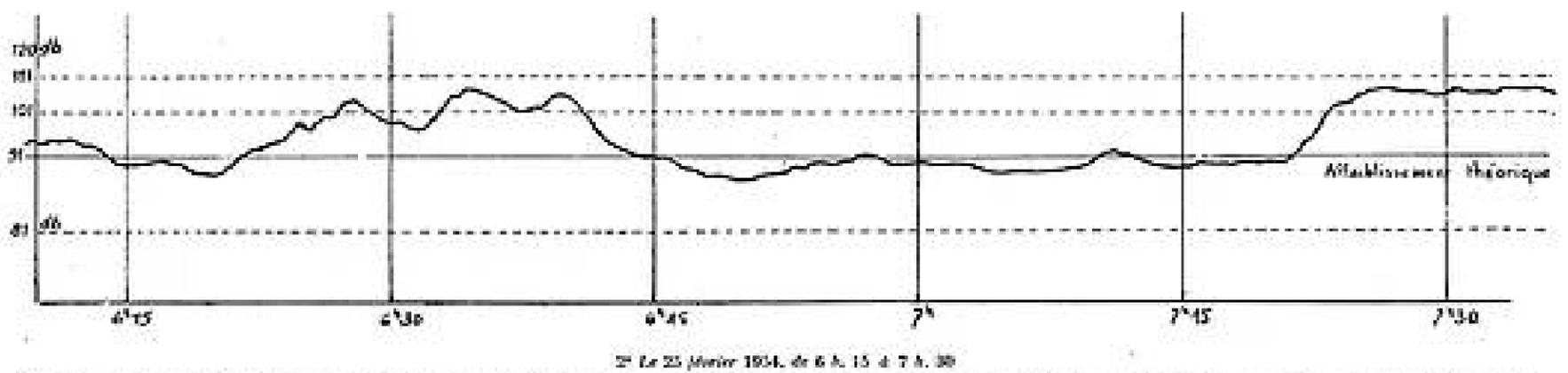
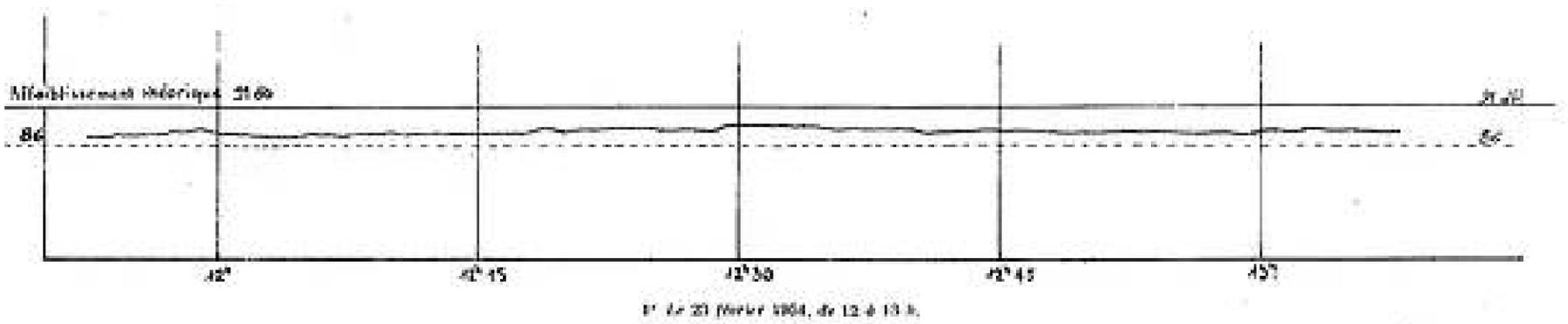


FIG. 10. — 2 types extrêmes de signaux enregistrés à 40 h. d'intervalle sur la liaison ARAXOS-LERIKAS, 90 km, 2 000 Mc/s, avec réception en diversité de hauteur (distances entre paraboles 540 m).

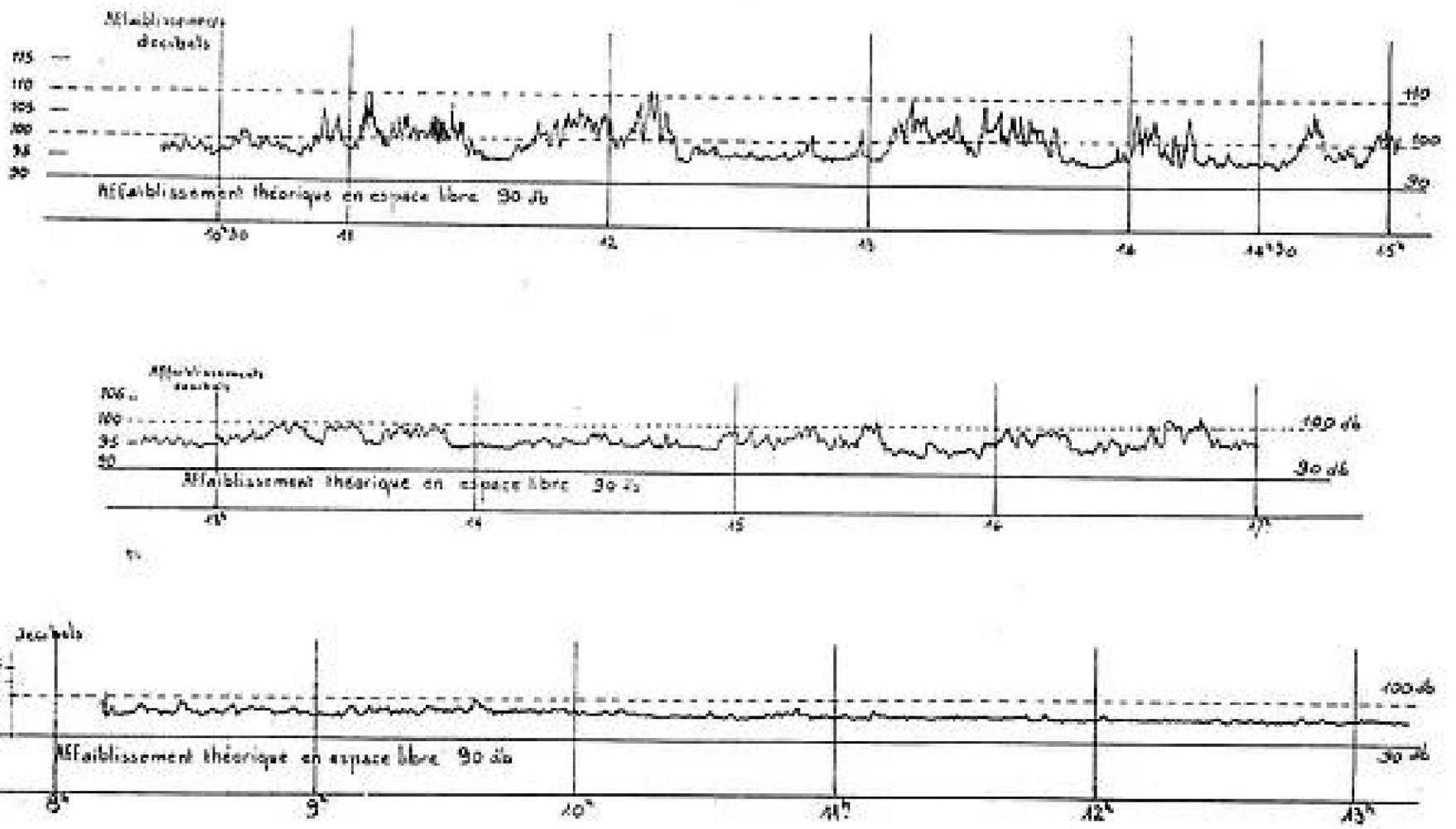
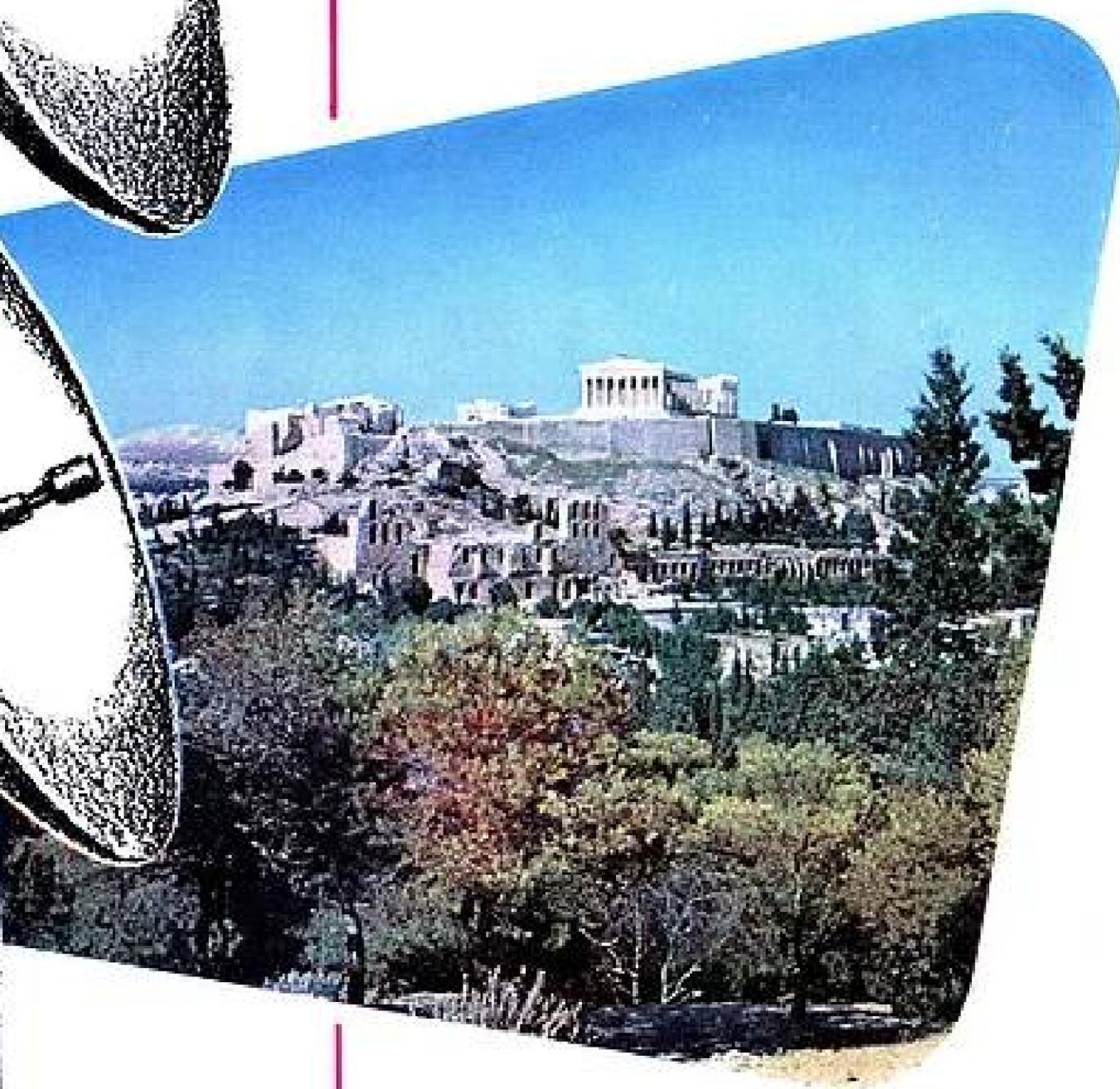


FIG. 11. — 3 types de signaux observés sur la liaison THERA-IRAKLION 120 km, 2 000 Mc/s, réception en diversité de hauteur (distance entre paraboles 9 m).

# faisceaux hertziens



\* RÉSEAU DE GRECE

# **L.M.T.**

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

Les figures 12 à 15 donnent un certain nombre de courbes de distribution de champ, en présence et en absence de réception en diversité de hauteur sur quatre parcours caractéristiques :

— Section terrestre, 90 km, entre deux points hauts, Pilon (1 700 m) et Chlomon (1 000 m).

— Section terrestre, 71 km, entre un point haut (2 000 m) et un point bas (400 m).

— Section maritime de 90 km entre un point haut et Lefkas (1 000 m) et un point bas, Araxos (200 m).

— Section maritime de 120 km entre deux points à hauteur moyenne, Thera (575 m) et Iraklion (810 m).

Ces courbes ont été tracées en adoptant une échelle propre à mettre en lumière la nature du phénomène.

On démontre que, lorsque les évanouissements proviennent de combinaisons de vecteurs en nombre quelconque, de phase répartie suivant la loi du hasard, la loi de distribution suivie est la loi de Rayleigh :

$$P(F) = e^{-\left(\frac{F}{S_0}\right)^2}$$

Il est intéressant de reporter les résultats expérimentaux dans un système de coordonnées tel que la loi de Rayleigh soit représentée par une droite, pour vérifier que la loi de distribution suivie est bien de ce type.

Il apparaît que la probabilité d'évanouissement suit approximativement une loi de Rayleigh modifiée en multipliant par un facteur constant  $\alpha$  les écarts logarithmiques (2) - (cf. tableau N° 1) :

$$P(F) = e^{-\left(\frac{F}{S_0}\right)^{2\alpha}}$$

Les résultats de ce tableau semblent prouver que :

— la principale cause d'évanouissement de propagation provient de la composition des rayons ayant subi des parcours différents ;

Tableau n° 1

Emission-Réception	Diversité	Écarts en décibels entre les champs dépassés			Coef. $\alpha$ de la loi de Rayleigh
		de 99 % à 50 %	de 50 % à 50 %	de 99 % à 1 %	
Chlomon-Pilon ....	D	16	8	24	1
	ND	10	—	—	
Ossa-Spendhami ...	D	16	7	23	
	ND	30	9	30	
Araxos-Lefkas .....	D	11 à 21	9	20 à 30	
	ND	—	—	—	
	D	9	6	15	0,5
Iraklion-Thera .....	D	18	6 à 8	24	1
	ND	—	—	—	
Loi de Rayleigh	$\alpha = 1$	18,4	8,2	26,6	1

— la réception en diversité agit conformément à la théorie en divisant par 2 l'exposant de la loi de Rayleigh modifiée représentant la loi de probabilité suivie par le champ reçu.

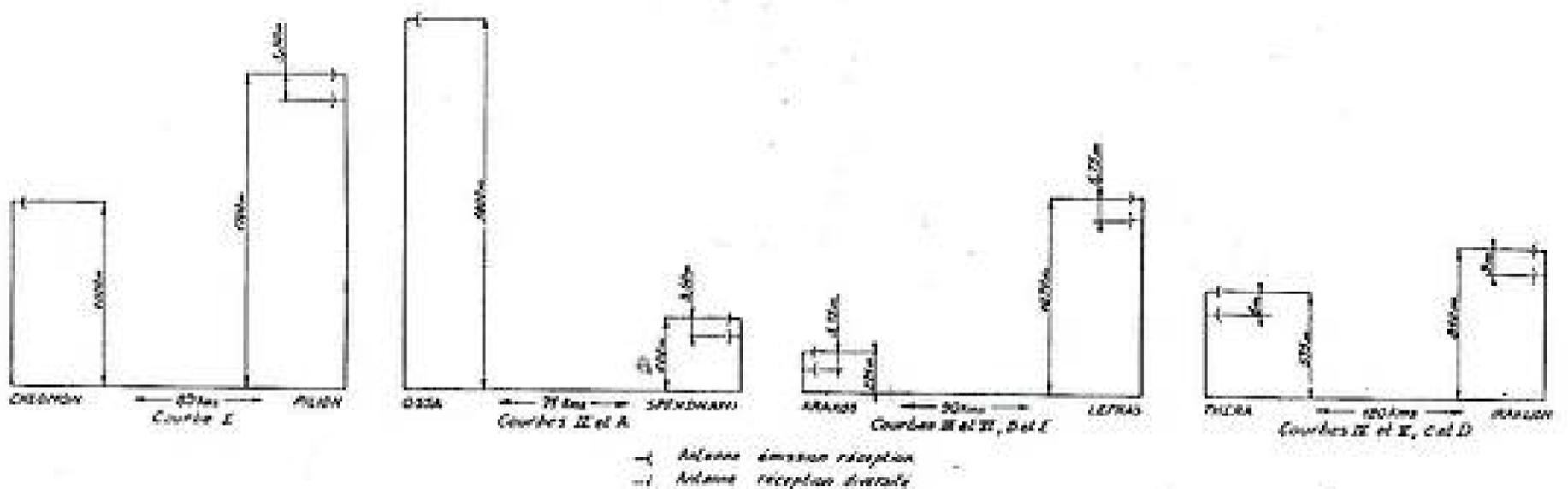


FIG. 12 bis. — Coupes de terrain des tronçons.

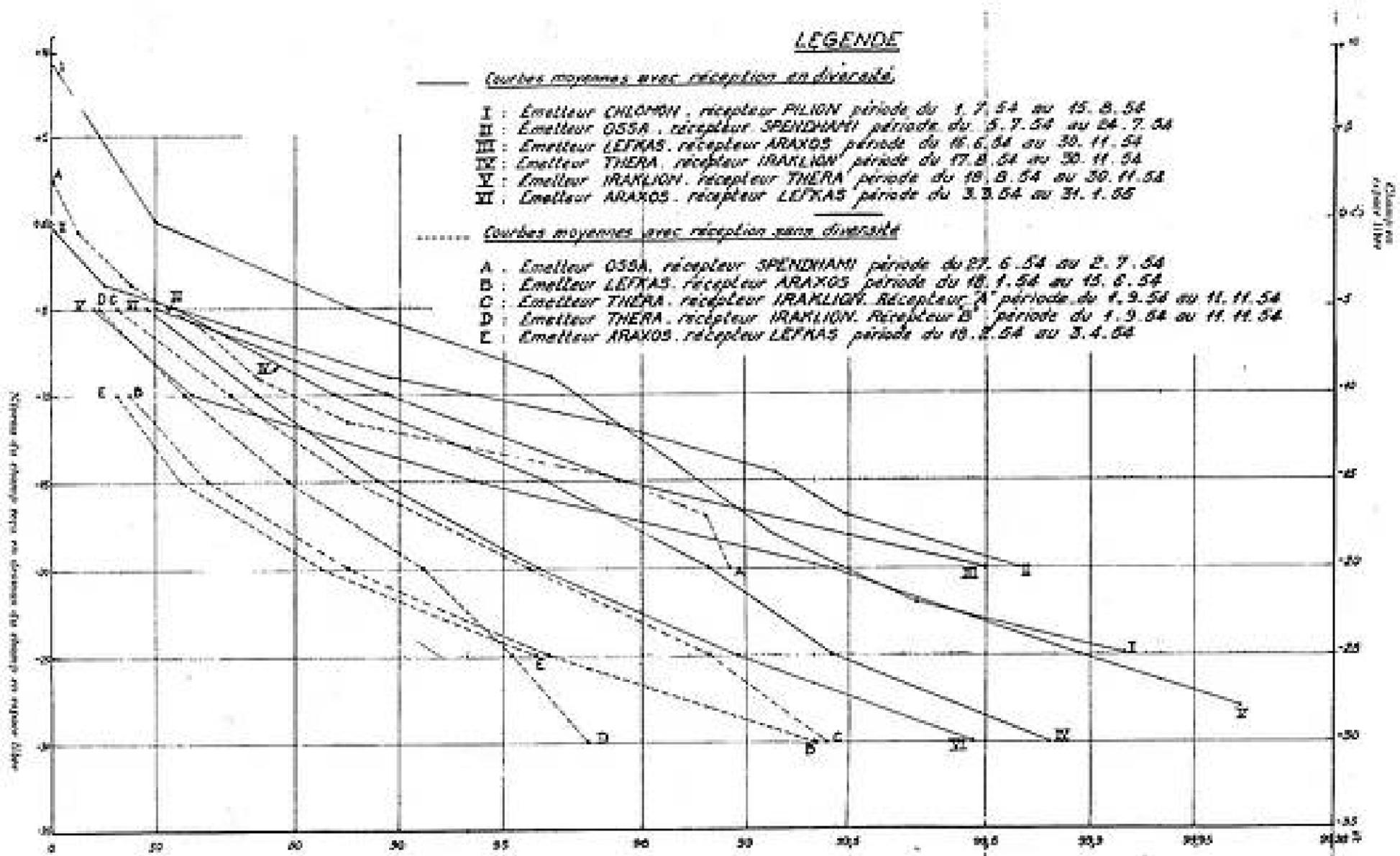


FIG. 12. — Probabilité d'établissement par rapport au niveau en espace libre sur différents tronçons des réseaux de Colon.



Oscillateur élémentaire  
Type 1218-A

## Oscillateur UHF 900 à 2000 Mc

L'oscillateur UHF type 1218 A est le dernier né de la série des appareils élémentaires de la General Radio... Comme tous les appareils de cette firme il est étudié et construit suivant les normes de la QUALITÉ G.R. Cet appareil constitue une source de signaux puissants dans la bande UHF pour le prix beaucoup plus bas que tous les générateurs UHF existants.

Cet appareil est remarquablement souple. Il peut être modulé soit par des ondes carrées, soit par des impulsions. Sa fréquence peut être ajustée avec grande précision en tout point de la gamme au moyen d'un réglage différentiel. Il constitue une source bien blindée pour usage général du laboratoire. Il est utile non seulement pour attaquer une ligne de mesures ou admittance-mètre, mais aussi pour excitation d'antennes pour la détermination d'intensité de champ et pour le travail de recherche dans le domaine UHF et des impulsions.

Cet oscillateur a été étudié pour travailler avec beaucoup d'autres appareils élémentaires G.R. — oscillateurs, amplificateurs, détecteurs de O, générateurs d'impulsions, détecteurs HF, oscillateurs à cristal, alimentations, etc. Tous ces appareils forment un ensemble pour des mesures variées, extrêmement souple et économique. Ces "blocs de construction" procurent le maximum de performances avec le minimum de dépense.

## GENERAL RADIO Company

Cambridge, U.S.A.

### AUTRES FABRICATIONS :

Admittancemètres - Amplificateurs - Pièces pour courants  
Distorsionmètres - Fréquence-mètres - Fréquence-mètres étalon  
Ponts d'impédance - Potentiomètres - Micromètres  
Modulomètres - Polariscopes - Condensateurs de précision  
Oscillateurs - Matériel de mesure V.H.F. - Pièces  
détachées et accessoires - Générateurs de signaux -  
Analyseurs de forme d'onde - Moniteurs de Radio-dif-  
fusion et Télévision - Générateurs d'impulsions - Résis-  
tance - Self - Capacité - Diodes - Etc., etc...

**CIRCUIT :** Oscillateur à triode avec grille de séparation utilise le tube crayon UHF, type 5675. Des sections de ligne avec contacts glissants sont utilisées pour accorder la plaque et la cathode.

**GAMME :** 900 à 2000 Mc.

**PUISSANCE U.H.F. :** La puissance de sortie est continuellement réglable, depuis le minimum jusqu'au maximum qui est toujours supérieur à 200 milliwatts dans 50 ohms.

**ÉTALONNAGE EN FRÉQUENCE :** Lecture directe de la fréquence à 1 % près en utilisant le démultiplicateur.

**DÉRIVE :** Inférieure à 0,1 % par jour.

**MODULATION :** Divers modes de modulation extérieure sont possibles. Modulation sinusoïdale en amplitude, modulation par impulsions ou par ondes carrées, de 100 à 5.000 par seconde.

**COMMANDE AUTOMATIQUE :** Il est possible d'injecter des tensions en série avec la plaque pour maintenir l'amplitude constante lorsque la fréquence est variée. On peut également insérer des tensions en série avec la grille pour la commande électronique de fréquence.

**FAIBLE BRUIT :** Le bruit à modulation de fréquence dû aux vibrations et effet microphonique est extrêmement bas. Un redresseur et un filtre pour alimentation du filament sont incorporés pour réduire le bruit FM à la fréquence du réseau.

**ALIMENTATION NÉCESSAIRE :** Type 1203-A : 115 v, 50 cps ou 1203-AQH : 230 v, 50 cps ou 1202-A : Batteries 6 volts ou 12 volts.

**ACCESSOIRES UTILES :** Générateur d'impulsions 1217 ASI, Modulateur équilibré 1000 P7, divers éléments coaxiaux de la série 974.



AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.

# ETS RADIOPHON

59, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (07) \* + PRO. 52.03. 04

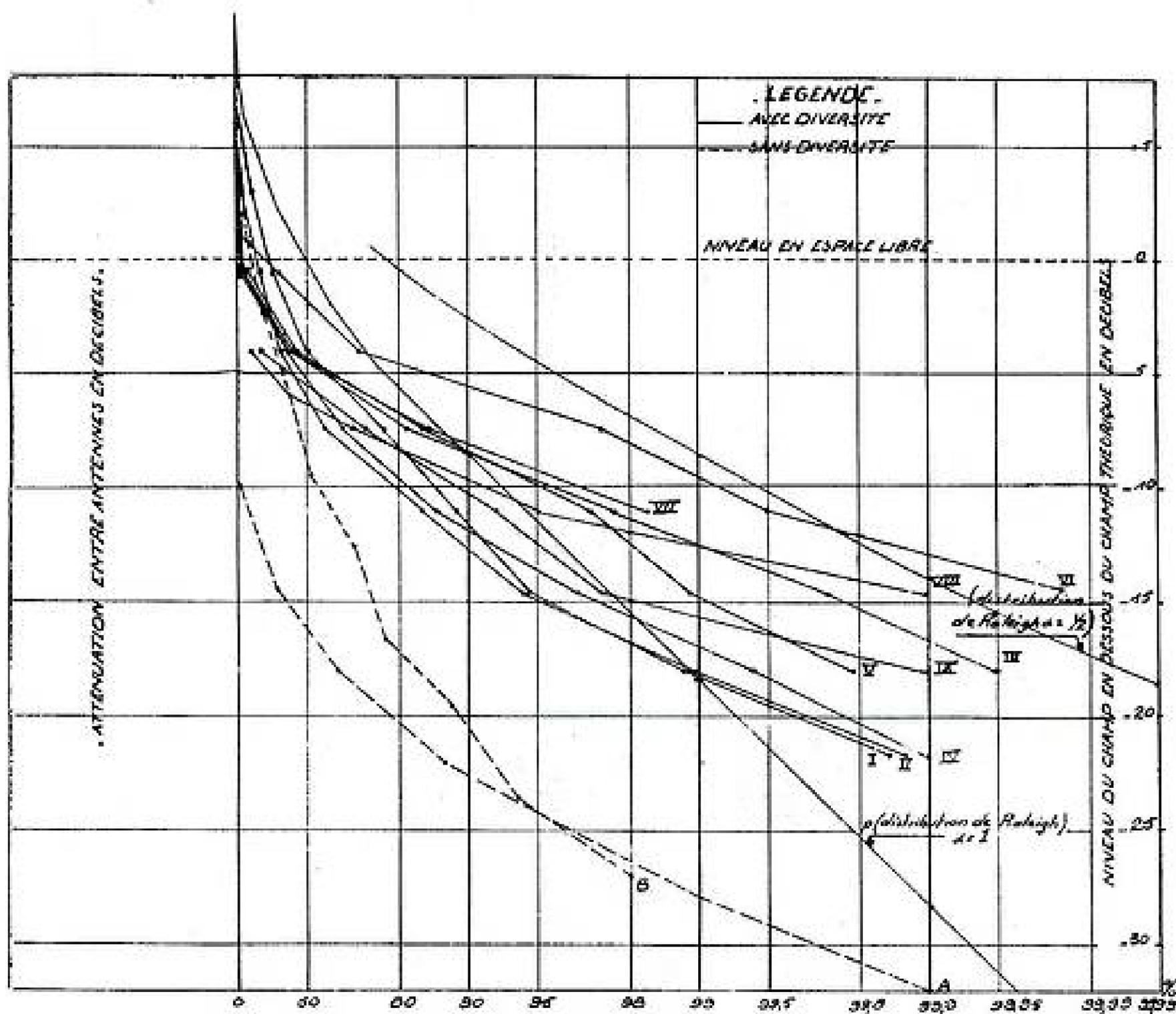
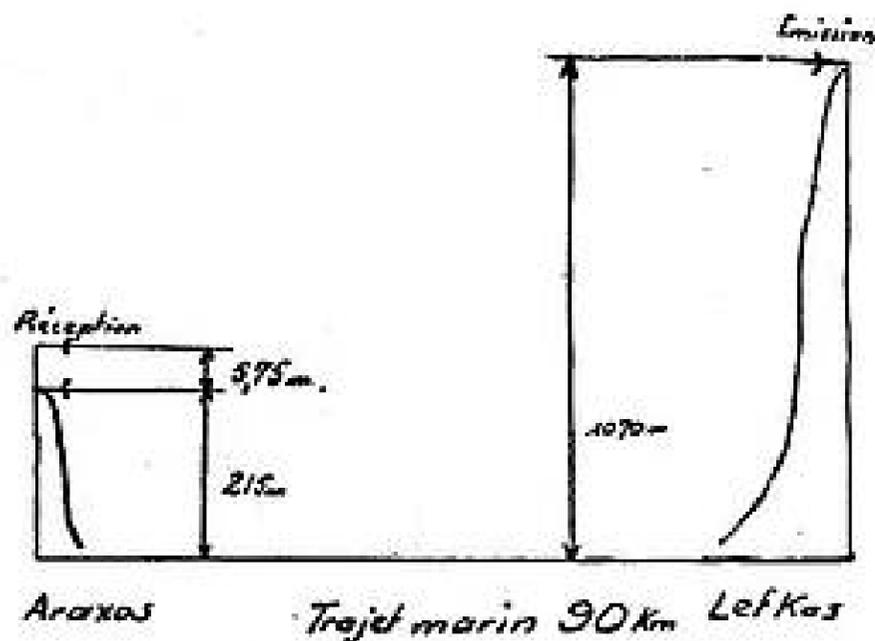


FIG. 13. — Probabilité d'évanouissement par rapport au niveau en espace libre sur le tronçon ARAXOS LEFKAS (récepteur à Araxos) à diverses dates de l'année 1954).

en chiffres romains : courbes avec réception en diversité.

en lettres : courbes avec réception sans diversité.



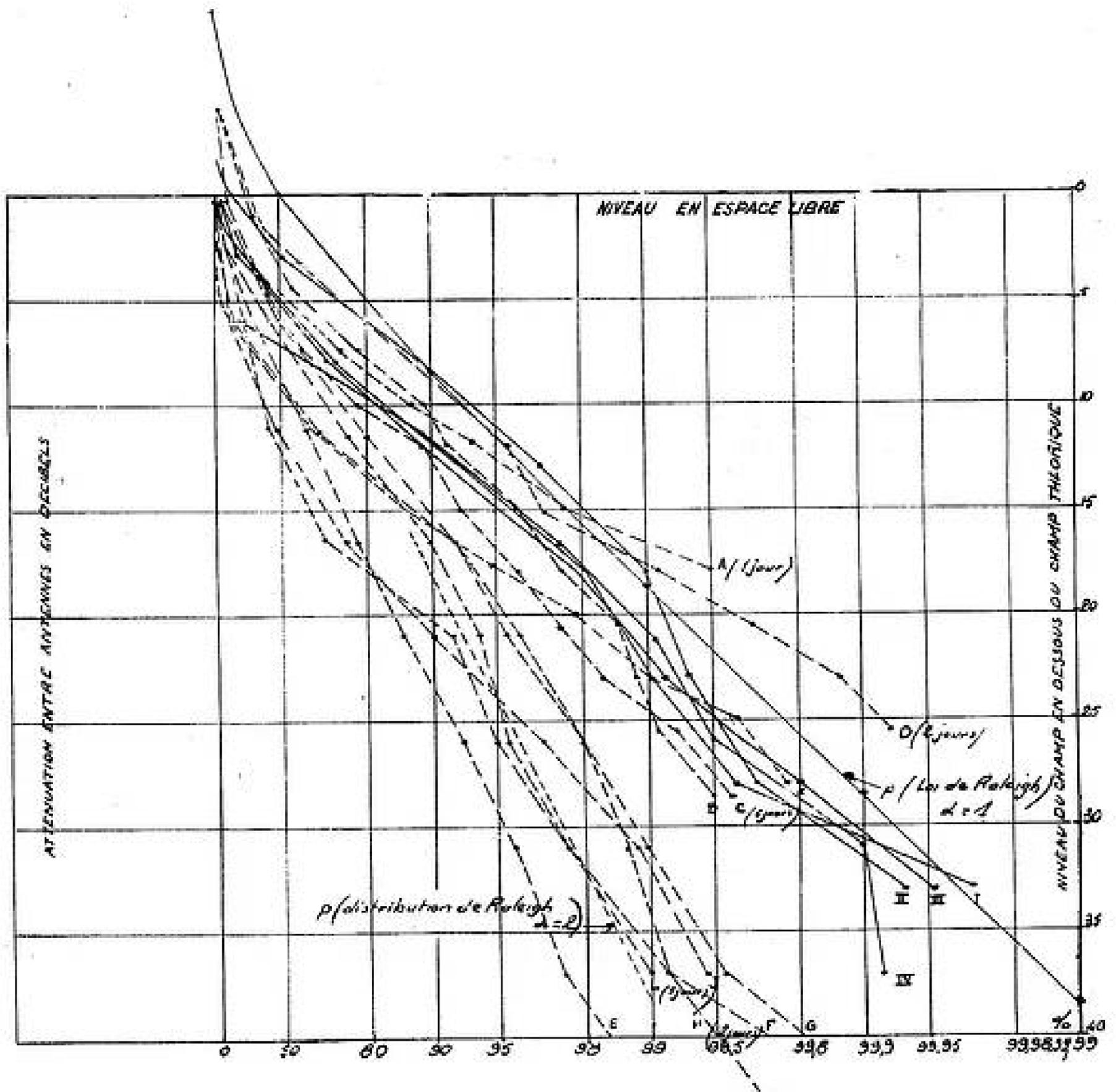
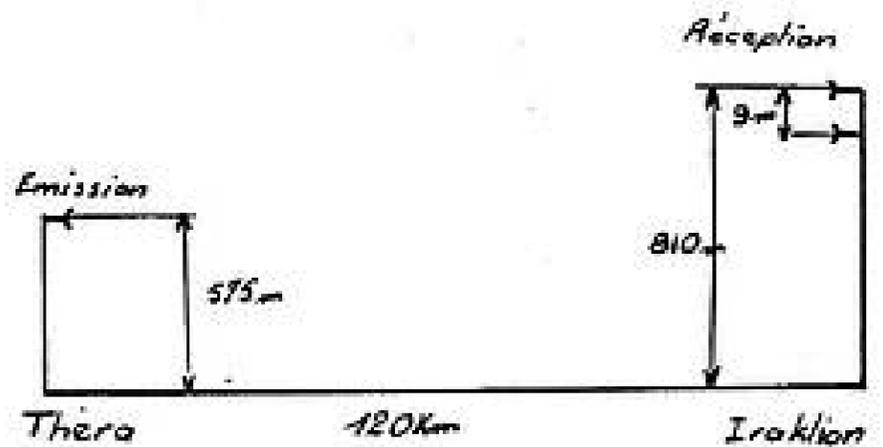


FIG. 14. — Probabilités d'évanouissement par rapport au niveau en espace libre sur le tronçon THERA-IRAKLION (à diverses dates de l'année 1954).

- I, II, III, IV : courbes avec réception en diversité.
- A, B, C, D, J, K, récepteur A : courbes avec récepteur, sans diversité.
- E, F, G, H, L, récepteur B : courbes avec réception sans diversité.





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<sup>e</sup> -- TÉL. : LABORDE 60-50

GIORGI

**S  
O  
P  
O  
S**

**BARRETTES A BORNES**  
2-3-5-10-15-20 BORNES

**COSSES ISOLÉES**  
5-10 AMPÈRES

**MATÉRIEL DE RACCORDEMENT**

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE

*un  
matériel  
professionnel*

*une marque* **ETS SOCAPEX-PONSOT**  
191, Rue de Verdun, Suresnes (Seine)  
LONGCHAMP 30-40/41

*une qualité...*

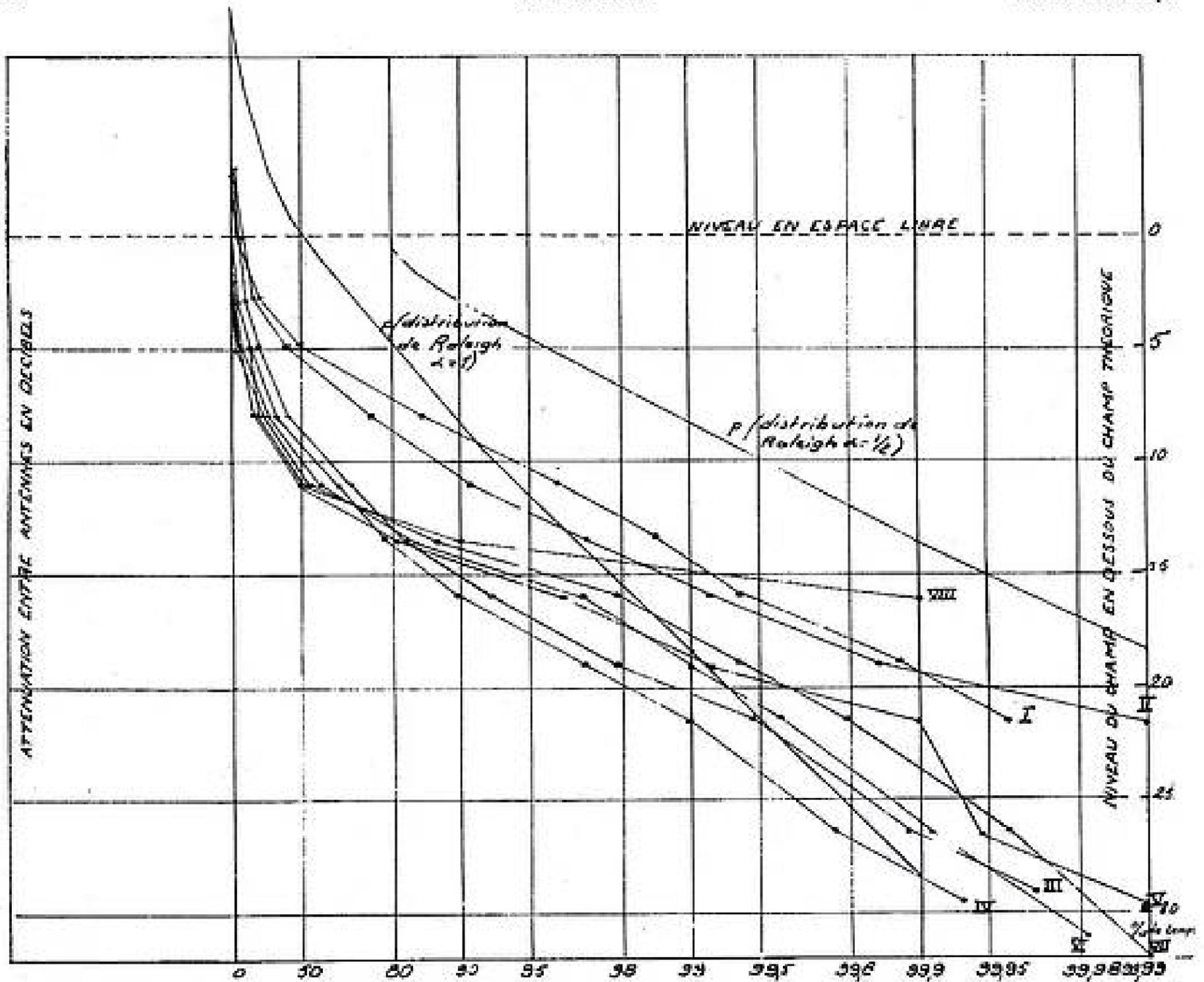
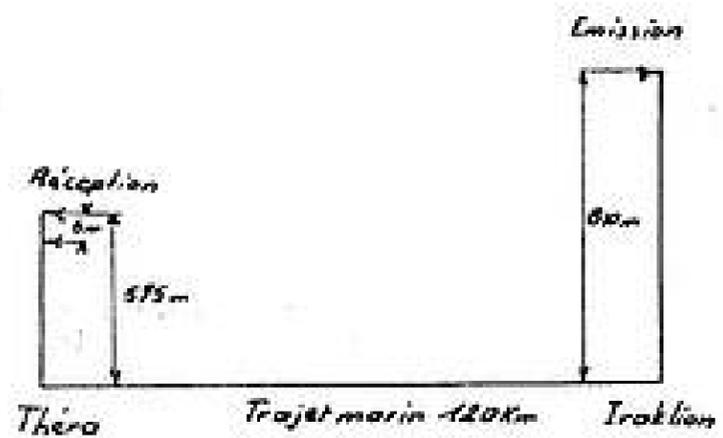


FIG. 15. — Probabilités d'évanouissement par rapport au niveau en espace libre sur le tronçon IRAKLION-THERA (récepteur à Théra) (à diverses dates de l'année 1954).

Courbes avec réception en diversité.



## 4. Qualité de transmission des signaux téléphoniques.

Quelles sont les conséquences de ces variations du niveau reçu sur la qualité de transmission des circuits téléphoniques ?

Les relevés de la première année d'exploitation donnent les résultats suivants : (cf Tableau N° 2).

Tableau n° 2

		% de temps pendant lequel le niveau de champ est inférieur au niveau en espace libre de :				
		15 dB	20 dB	25 dB	30 dB	35 dB
<i>Liaisons terrestres.</i>						
Ossa-Spendhami						
71 km entre point haut et point bas	sans diversité		2,4	1,14		
	avec diversité		0,6	0,17		
Chlomon-Pilbon						
89 km entre 2 points hauts	sans diversité					
	avec diversité		0,3	0,05		
<i>Parcours marins.</i>						
Araxos-Lefkas						
90 km	sans diversité	20	10	5	1,5	0,5
	avec diversité	1	0,07	inappréciable	1	
Thera-Iraklion						
120 km	sans diversité		15	7	2	
	avec diversité	3	1	0,3	0,1	0,01

La marge de sécurité contre les évanouissements procurée par les équipements étant d'environ 35 décibels, on peut dire que les interruptions de propagation qui auraient été de l'ordre de 1 % du temps sur chaque tronçon long, en absence de réception en diversité de hauteur, sont pratiquement supprimées par celle-ci.

De plus, la réduction de profondeur des évanouissements permet d'obtenir une qualité de transmission caractérisée par les chiffres suivants :

## 1. Liaison Corfou-Patras, 5 sections sur mer, dont 1 de 90 km :

rapport signal/bruit supérieur à 52 dB pendant 99 % du temps.

## 2. Liaison Athènes-Salonique, 6 sections sur terre, dont 1 de 90 km :

rapport signal/bruit supérieur à 54 dB pendant 99 % du temps.

## 3. Liaison Athènes-Iraklion, 7 sections sur mer, dont 1 de 120 km :

rapport signal/bruit supérieur à 53 dB pendant 90 % du temps, supérieur à 50 dB pendant 99 % du temps.

## 4. Liaison Athènes-Rhodes, 11 sections sur mer, dont 1 de 85 km :

rapport signal/bruit supérieur à 54 dB pendant 90 % du temps, supérieur à 52 dB pendant 99 % du temps.

La diaphonie entre voies étant à un niveau de 55 à 60 dB, c'est-à-dire noyée dans le bruit, on peut dire que ces circuits présentent des caractéristiques se rapprochant suffisamment de celles des circuits complets définis par le CCIF pour les interconnexions internationales de longueur 2 500 km (3).

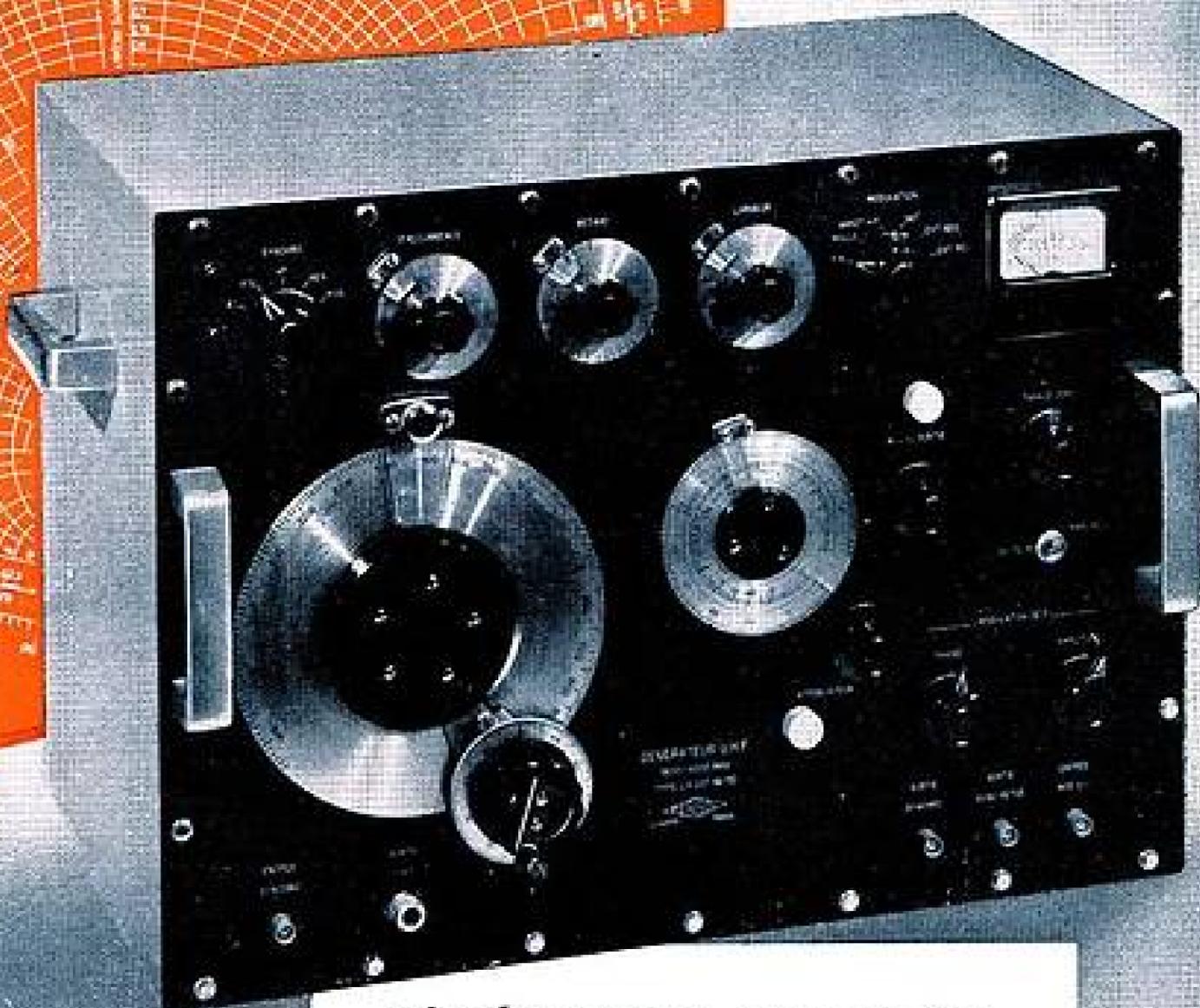
## 5. Conclusions.

Les résultats montrent que, grâce à l'utilisation de réception en diversité de hauteur et grâce à la réserve de puissance importante de l'équipement, le pourcentage de temps pendant lequel le signal disparaît a pu être réduit de 1 % à moins de 0,01 % sur chaque liaison comprenant 5 à 11 sections maritimes. La non-coïncidence des évanouissements profonds sur les différentes sections et l'efficacité du procédé de modulation dans le temps permettent d'obtenir et de conserver des valeurs élevées de rapport signal/bruit dès que le seuil de fonctionnement du système est dépassé. Cependant, on peut estimer que, sur les parcours considérés, avec les marges de sécurité procurées par l'équipement, la distance de 120 km est une limite maximum à ne pas dépasser sous peine de voir la qualité des circuits devenir inférieure à celle recommandée par le CCIF pendant un pourcentage de temps qui ne serait plus négligeable.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. VOGEL. — Problèmes d'actualité dans l'étude de la transmission des ondes ultra-courtes. — *Onde Electrique*, juin 1954.
- [2] Lord RAYLEIGH. — *Theory of Sound*, Vol. 1, p. 41.
- [3] R. CARRELLA. — L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans la technique des télécommunications. — *Onde Electrique*, avril-mai 1952, p. 131.
- C.C.I.F. Londres 1953 — Programmes d'études N° 17 & 18 — Mode de Présentation des Données obtenues au cours de l'étude de la propagation troposphérique des ondes (Annexes 1 & 2).

**POUR LA BANDE des 10cm...**



**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 : 900-2200MHz.



**ETS GEFROY & CIE**

SOCIÉTÉ ANONYME - CAP. 72.192.000 FR.

**7 A 9, RUE DES CLOYS-PARIS XVIII'**

**: MON 44-65**

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

# LA SYNCHRONISATION DES RÉSEAUX RADIOÉLECTRIQUES DE GRÈCE

PAR

G. X. POTIER

*Ingénieur*

*à la Société « Le Matériel Téléphonique »*

## 1. Généralités.

Les réseaux de télécommunication par faisceaux hertziens installés en Grèce par la Société « LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE » relient Athènes aux points les plus éloignés de la capitale (Corfou, Salonique, Mytilène, Rhodes et la Crète) par cinq faisceaux utilisant des porteurs radio distincts. Chaque faisceau transmet 23 voies téléphoniques sous la forme de trains d'impulsions modulées en position.

Le choix de la modulation d'impulsions permet de dériver facilement des voies aux stations relais se trouvant sur le parcours du faisceau principal et de ramifier celui-ci en faisceaux secondaires transportant un nombre réduit de communications (1). Cette facilité tient au fait que ces opérations peuvent être effectuées à l'échelon impulsions, à l'aide de sélecteurs appropriés de construction simple et sans démodulation du signal multiplex. Le retrait et l'insertion des impulsions correspondant aux communications destinées à une station relais exigent que celle-ci possède un générateur fournissant des impulsions dont la phase soit asservie d'une manière rigoureuse à celle des impulsions provenant d'une station maîtresse. Cette relation de phase doit, dans certains cas, tenir compte du déphasage introduit par le temps de propagation. Il en résulte un problème général de synchronisation des générateurs d'impulsions d'un réseau.

Nous nous proposons, dans cet article, de donner quelques précisions sur les méthodes de synchronisation pouvant être utilisées et d'illustrer ces considérations théoriques par des exemples d'application empruntés au réseau de Grèce, lequel constitue probablement, parmi les réseaux radiotéléphoniques à impulsions actuellement en service, celui présentant la plus grande complexité.

## 2. Avantages et inconvénients des différents modes de synchronisation.

Il est possible de diviser les dispositifs de synchronisation en deux classes distinctes : les dispositifs à synchronisation série et les dispositifs à synchronisation parallèle.

La synchronisation série consiste à prélever dans un train d'impulsions un signal de référence servant à créer des impulsions qui, après modulation, seront insérées dans le train d'impulsions d'où provient le signal de référence. Le schéma de principe est celui représenté figure 1. Le seul retard procuré par

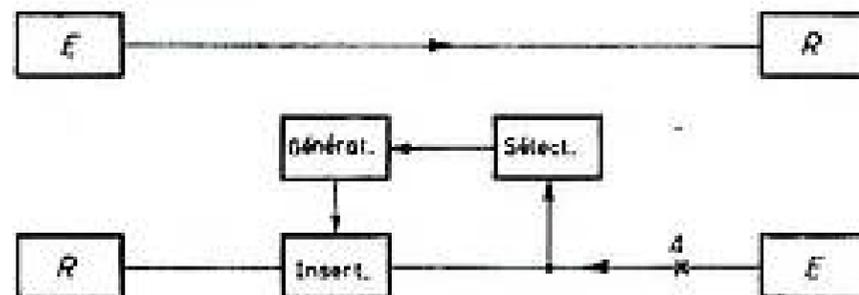


FIG. 1

le générateur d'impulsions est celui qui doit normalement séparer une impulsion de voie déterminée de l'impulsion de synchronisation précédente.

La synchronisation parallèle, contrairement à la précédente, consiste à prélever dans un train d'impulsions, correspondant à un sens de transmission, un signal de référence servant à créer des impulsions qui seront insérées dans le train d'impulsions correspondant à l'autre sens de transmission. Le schéma de principe est celui de la figure 2 ; il ne se conçoit évidemment que dans le cas où les deux trains d'impulsions sont synchrones. Le générateur d'impulsions de l'une des stations terminales dite station maîtresse sera autonome tandis que celui de l'autre station terminale sera asservi.

Le mélange des impulsions de la station intermédiaire avec celles provenant de la station terminale asservie exige que les temps de transmission entre les points X et Y de la figure 2 diffèrent entre eux d'un multiple de la période des impulsions. Le temps de transmission entre stations étant fixe, la condi-

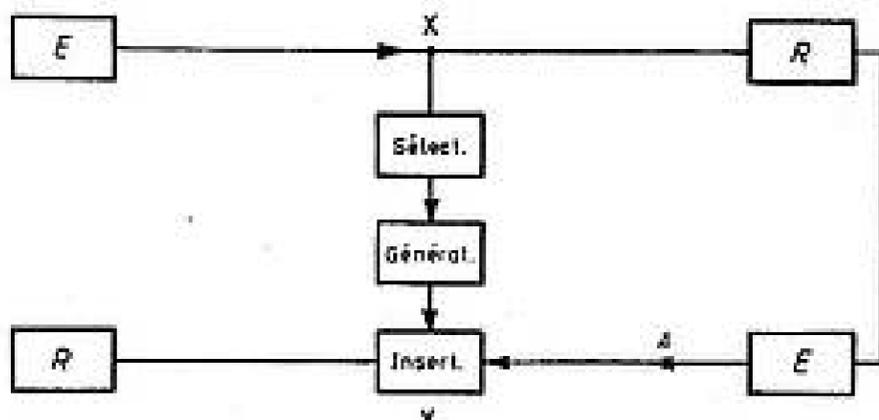


FIG. 2

tion ci-dessus ne peut être satisfaite qu'en incorporant dans le dispositif de synchronisation de l'une ou l'autre des stations un organe retardateur. Afin de ne pas limiter le nombre de stations d'insertion, le retard nécessaire à chacune d'elles est procuré par son propre générateur d'impulsions.

La synchronisation série présente l'avantage de la simplicité, d'autre part le maintien d'une phase correcte entre les impulsions reste assuré en cas de variation du temps de transmission. Par contre, en cas de coupure de la liaison en un point tel que celui indiqué en A dans les figures 1 et 2, les communications sont interrompues entre la station d'insertion et la station principale alors qu'elles continueraient à être assurées avec la synchronisation parallèle. Ce défaut peut être éliminé en prévoyant à la station d'insertion un générateur autonome, lequel ne serait mis en marche qu'en cas de rupture de la liaison, mais on perd alors le bénéfice de la simplicité du montage. Enfin, la synchronisation série ne permet pas de constituer des réseaux en étoile.

La synchronisation parallèle procure aux réseaux qui en sont dotés une grande souplesse d'adaptation et permet d'effectuer de façon très simple tous les groupements de communications que l'on peut désirer. Son défaut principal tient au fait qu'une variation du temps de transmission entre stations se traduit par une modification de la position relative des différents groupes d'impulsions.

### 3. Variations du temps de propagation.

Le temps de transmission d'une liaison peut être modifié par une variation de la vitesse de propagation dans le milieu de transmission, c'est-à-dire par un changement de l'indice de réfraction. Celui-ci étant fonction de la pression atmosphérique, de la température et du degré d'humidité, il est difficile de prévoir l'importance de ces variations sur un trajet déterminé. L'ordre de grandeur de ces variations est cependant connu (2) : c'est ainsi, par exem-

ple, que, pour une humidité relative de 60 % et une pression atmosphérique de 760 mm de mercure, une variation de température de - 10° C. à + 40° C. provoque approximativement une variation de  $10^{-4}$  de l'indice de réfraction. D'autre part, pour une variation de pression de 100 mm de mercure, l'indice de réfraction varie d'environ  $0.4 \cdot 10^{-4}$ .

Habituellement, l'ensemble des stations d'un réseau se trouve situé dans un même fuseau horaire ; il est intéressant de noter que, dans ce cas, des modifications journalières de l'indice de réfraction, dues aux variations de température, affecteront simultanément tous les tronçons du réseau.

Les anomalies de propagation provoquées, non plus par une modification de l'indice, mais par sa variation en fonction de l'altitude, peuvent également affecter la position des groupes d'impulsions en provoquant l'apparition de signaux retardés par rapport au signal direct. Lorsque les amplitudes de divers signaux reçus sont comparables, il est possible de rendre les équipements insensibles à l'action des signaux retardés et ceux-ci ne pourront troubler le fonctionnement de la liaison. Par contre, si le signal direct est considérablement atténué par suite d'une interférence avec un signal réfléchi sur le sol ou la mer, il est possible qu'un autre signal, réfléchi sur une couche d'inversion élevée, parvienne avec une amplitude nettement supérieure à celle du signal direct. Dans ce cas, il est très difficile d'éviter que l'équipement ne soit sensible qu'au signal le plus fort. Le passage de la réception du signal direct à celle du signal réfléchi provoquera une variation de la position relative d'un groupe d'impulsions.

Il est possible d'apprécier le retard ainsi provoqué en fonction de la variation de l'angle d'incidence des signaux reçus. Si nous désignons par  $\alpha$  la différence existant entre l'incidence du rayon direct et celle du rayon réfléchi, la différence des trajets sera  $\Delta D = D (1 - \cos \alpha)$  en appelant  $D$  la distance entre stations. Les mesures d'angle d'incidence effectuées par différents expérimentateurs ont montré (3) que la variation maximum était de 8/10 de degré. La différence maximum des trajets peut donc être évaluée à  $\Delta D = 10^{-4} D$ , ceci correspond à une distance de 12 m pour le plus long tronçon des réseaux grecs. Une telle différence de parcours provoque une variation de temps de transmission de 4/100 de microseconde.

Contrairement au phénomène précédent, les anomalies de propagation constituent un événement rare de courte durée. La probabilité qu'il se produise simultanément sur plusieurs tronçons peut être considérée comme négligeable.

Les moyens à notre disposition pour minimiser l'influence des variations de temps de transmission sont de deux sortes : tout d'abord, comme nous verrons par la suite, diminuer l'influence des variations de l'indice de réfraction par un choix judicieux des emplacements des stations maîtresses et ensuite rendre les équipements insensibles à des variations de position des impulsions de l'ordre de quelques dixième de microseconde.

UN GÉNÉRATEUR  
*sans égal*  
DANS LE DOMAINE DE LA B.F.



## LE GÉNÉRATEUR

**CRC**

### GB 110

RÉPOND PARFAITEMENT  
A TOUS LES BESOINS

Le Générateur GB 110 est le seul appareil réunissant les 4 avantages suivants :

- **Bande de fréquence étendue** : 20 — 200.000 Hz.
- **Puissance de sortie élevée** : 6 W.
- **Très grande stabilité.**
- **Loi de variation et de fréquence agréable et commode.**

Il présente en outre de multiples avantages complémentaires :

- Distorsion harmonique très réduite : < 1 % pour 2 W à 1 k Hz.
- 2 verniers de fréquence :  $\pm 100$  et  $\pm 1.000$  Hz utilisables simultanément.
- Atténuateur symétrique incorporé.
- Impédance de sortie adaptée sur 600-200-50  $\Omega$
- Impédance supplémentaire de sortie : 5  $\Omega$
- Résistance de fermeture incorporée.
- Possibilité d'employer séparément Générateur ou Amplificateur.
- Voltmètre de sortie.

★ NOTICE  
TECHNIQUE  
SUR DEMANDE



AJAX 113  
BUREAUX A PARIS : 36, RUE DE LABORDE - VIII<sup>e</sup> - TÉLÉPHONE : LABorde 26-98

SOCIÉTÉ NOUVELLE DES

**CONSTRUCTIONS RADIOPHONIQUES DU CENTRE**

19, RUE DAGUERRE, SAINT-ETIENNE (LOIRE)  
TÉLÉPHONE : E2 39-77 (3 lignes groupées)

Dans le prochain paragraphe nous verrons que le déplacement relatif des impulsions est égal à deux fois la variation du temps de transmission sur une certaine partie du réseau. Un équipement peut être rendu insensible à des variations de position des impulsions de l'ordre de  $0,4 \mu\text{s}$ . Si l'on admet un déplacement de  $0,08 \mu\text{s}$  provoqué par une anomalie de propagation sur un tronçon de  $120 \text{ km}$ , un déplacement de  $0,32 \mu\text{s}$  dû à une variation de l'indice de réfraction sera acceptable. Si cette variation ne dépasse pas  $1,4 \cdot 10^{-4}$ , le temps de transmission maximum dans la portion du réseau considérée pourra être :  $\frac{0,32 \cdot 10^{-6}}{1,4 \cdot 10^{-4}} = 2,3 \cdot 10^{-3}$  seconde, ce qui correspond à deux fois le temps de transmission pour un trajet de  $345 \text{ km}$ .

#### 4. Types de réseaux utilisant la synchronisation parallèle.

Avant d'examiner les structures de réseaux pouvant être utilisées, il est préférable de définir tout d'abord les différents types de stations en fonction du service assuré par celles-ci. Nous appellerons « station maîtresse » celle qui possède un générateur d'impulsions non asservi, « station principale » celle qui démodule les impulsions provenant de plusieurs origines, « station terminale » une station se trouvant à une extrémité d'un réseau linéaire et, enfin, « station secondaire » celle où s'effectue l'insertion de communications.

Suivant la position respective de ces diverses stations, un réseau à synchronisation parallèle peut être plus ou moins sensible aux variations du temps de transmission. Nous envisagerons, pour toutes les structures, le cas où le phénomène affecte un ensemble de tronçons de façon à provoquer le déplacement maximum d'un groupe d'impulsions.

##### 4.1 RÉSEAUX LINÉAIRES.

La figure 3 indique les trois positions pouvant être occupées par une station maîtresse dans un réseau linéaire. Les stations maîtresses sont représentées par des rectangles, les stations principales par des cercles et les stations secondaires par des flèches réunissant les deux sens de transmission.

Les parties des trajets représentées en trait gras sur les figures sont celles pour lesquelles une modification du temps de transmission provoque le déplacement d'un groupe d'impulsions par rapport aux autres.

L'examen des figures 3.a et 3.b montre qu'une variation du temps de transmission sur le parcours réunissant la station maîtresse à la station secondaire la plus proche de celle-ci est sans action sur la position relative des groupes d'impulsions. Tous les groupes sont en effet également affectés par cette variation et le fonctionnement de l'ensemble ne se trouve pas perturbé par un retard général des impulsions.

Lorsque l'on utilise le réseau schématisé fig. 3.c, toute variation du temps de transmission, quel que

soit le tronçon où elle se produit, provoquera un déplacement des impulsions provenant de la station terminale opposée à la station principale.

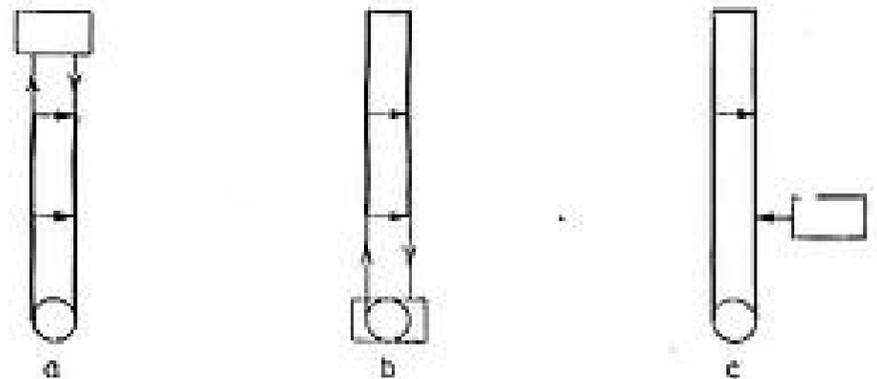


FIG. 3

Si l'on admet que la variation du temps de transmission est proportionnelle à la longueur du trajet, on peut résumer ce qui précède en disant que le déplacement relatif d'un groupe d'impulsions est proportionnel à deux fois le temps de transmission entre les stations les plus éloignées, diminué de deux fois le temps de transmission entre la station maîtresse et la station secondaire la plus rapprochée de celle-ci.

Dans le cas de la figure 3.c, le temps de transmission entre la station maîtresse et cette station secondaire est évidemment nul.

La structure de la figure 3.c ne présentant aucun intérêt, le choix se portera sur l'une ou l'autre des structures 3.a et 3.b suivant que les stations d'insertion seront plus voisines de la station principale ou de la station terminale opposée. Un réseau de ce type est constitué par la liaison Athènes-Iraklion qui sera décrite ci-après.

##### 4.2 RÉSEAUX ÉTOILÉS.

Un réseau étoilé se présente sous la forme d'un ensemble de stations réparties autour d'une station centrale avec laquelle elles se trouvent réunies. On peut distinguer quatre types de structures qui sont représentés fig. 4. Dans les deux premiers, la station

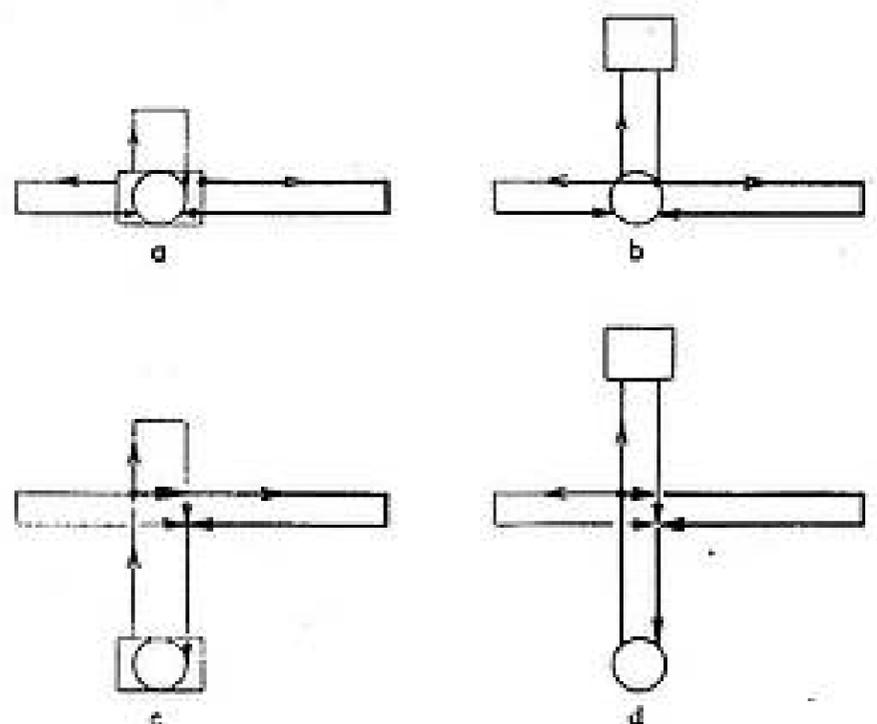


FIG. 4

principale est située au centre du réseau tandis que dans les deux autres elle se trouve au sommet d'une branche.

Avec ce type de réseau, et en supposant que la variation de l'indice de réfraction n'affecte qu'une seule branche, le déplacement relatif d'un groupe d'impulsions est proportionnel à deux fois le temps de transmission entre la station principale et la station secondaire la plus éloignée. La variation du temps de transmission entre la station maîtresse et la station principale n'affecte pas le déplacement relatif ainsi déterminé.

La position de la station principale étant imposée par les communications à assurer, la position de la station maîtresse sera choisie en tenant compte de la longueur des différentes branches du réseau. Lorsque la station principale est au centre du réseau ou peu éloignée de celui-ci, on aura intérêt à utiliser comme station maîtresse celle qui est située à l'extrémité de la branche la plus longue. Par contre, si la station principale est située à l'extrémité d'une branche de grande longueur, il sera préférable de l'utiliser également comme station maîtresse.

Le cas envisagé ci-dessus est probablement le plus défavorable de ceux pouvant être rencontrés. Si nous admettons que les variations de l'indice de réfraction affectent l'ensemble du réseau, la modification de la position des groupes d'impulsions sera celle indiquée précédemment diminuée de deux fois la variation du temps de transmission entre la sta-

tion principale et la station secondaire la plus proche. Le fait de placer la station maîtresse à un autre emplacement que la station principale supprime la compensation partielle produite par l'extension à tout le réseau de la modification de l'indice de réfraction.

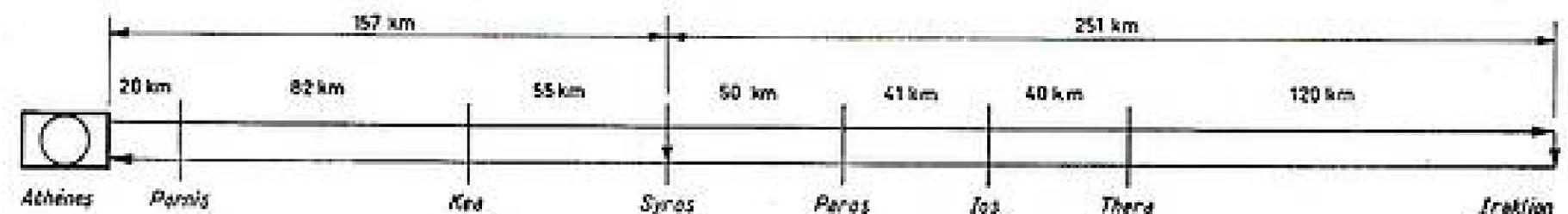


FIG. 5

tion principale et la station secondaire la plus proche. Le fait de placer la station maîtresse à un autre emplacement que la station principale supprime la compensation partielle produite par l'extension à tout le réseau de la modification de l'indice de réfraction.

Les figures 4.b et 4.d restent donc valables dans tous les cas, tandis que les réseaux des figures 4.a et 4.c bénéficient de la réduction du déplacement relatif indiquée ci-dessus lorsque l'ensemble du réseau est affecté par une modification de l'indice de réfraction.

### 5. Utilisation de la synchronisation parallèle dans les réseaux de Grèce.

Ce qui vient d'être dit concernant la synchronisation parallèle montre que son utilisation systématique pouvait être envisagée dans les réseaux à impulsions devant être installés en Grèce par la Société « L.M.T. ». Cependant, afin d'éviter de faire reposer sur celle-ci le bon fonctionnement de l'ensemble d'un réseau dès les premières installations, le programme ci-dessous fut suivi.

Le premier réseau en étoile installé en Mer Ionienne n'utilise pas la synchronisation parallèle, ceci oblige à effectuer à la station d'aiguillage de Lefkas la démodulation des impulsions provenant des deux branches secondaires et à utiliser les signaux ainsi obtenus pour moduler les impulsions transmises vers Patras. Cette façon de procéder, que l'on peut qualifier de classique, conduit à une assez grande complexité de la station d'aiguillage mais élimine les défauts pouvant être provoqués par une variation du temps de transmission dans les différentes branches du réseau.

La synchronisation parallèle fut introduite pour la première fois dans le réseau linéaire Athènes-Crète et ceci dans des conditions telles que son bon fonctionnement donnait la certitude que le réseau en étoile de la Mer Egée, qui fut le dernier installé, pouvait reposer sur ce mode de synchronisation.

Le réseau Athènes-Crète est représenté fig. 5, il constitue un réseau linéaire d'une longueur totale de 410 km. La station principale était obligatoirement celle d'Athènes et l'insertion de six voies devait être effectuée dans l'île de Syros située à 157 km d'Athènes. En utilisant le schéma de la figure 3.a, c'est-à-dire en choisissant Iraklion comme emplacement de la station maîtresse, il était possible de limiter les variations de position à celles provenant d'une liaison de 157 km comportant un tronçon de 82 km. Afin d'obtenir le maximum de garantie pour

les installations futures, le schéma de la figure 3.b fut cependant adopté. Ceci porte de 157 à 251 km la longueur du parcours dont les variations de temps de transmission risquent d'affecter le fonctionnement des équipements. D'autre part, le tronçon le plus long est porté de 82 à 120 km. Utilisant les valeurs indiquées dans le paragraphe 3, nous pensions que les variations de position des impulsions insérées à la station de Syros pourraient atteindre une valeur :

$$\Delta t = \frac{500 \cdot 1,4 \cdot 10^{-4} + 240 \cdot 10^{-4}}{300 \cdot 10^3} = 0,31 \mu s.$$

soit un déplacement de  $\pm 0,15 \mu s$  par rapport à leur position moyenne. En ajoutant à ce chiffre une variation possible de  $\pm 0,1 \mu s$  provoquée par des dérives dans le temps des équipements terminaux, la variation de position globale était estimée à  $\pm 0,25 \mu s$ . En fait, les variations de position constatées en exploitation furent de  $\pm 0,1$  à  $\pm 0,15 \mu s$ , sans que la contribution des variations de temps de

transmission à ce déplacement total puisse être évaluée avec précision. Le fonctionnement satisfaisant de ce réseau dans les conditions difficiles que nous avons volontairement choisies nous a permis d'envisager sans inquiétude la mise en service du réseau suivant.

La structure générale du réseau en étoile de la Mer Egée est donné fig. 6, tandis que la figure 7

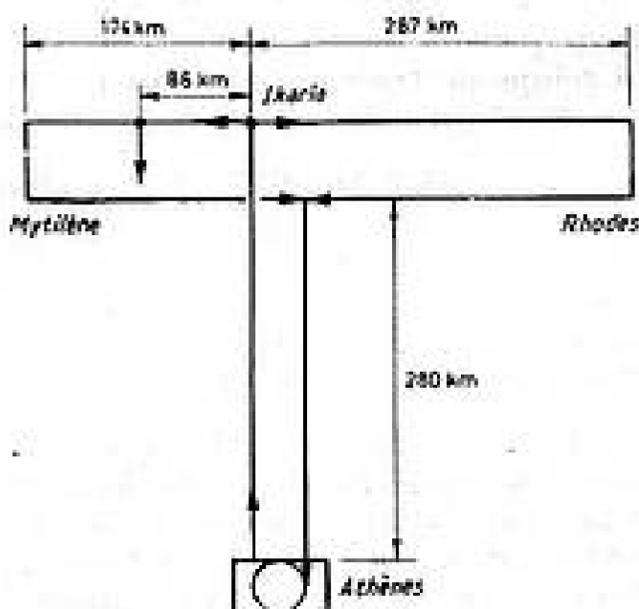


FIG. 6

indique tous les relais intermédiaires ainsi que les longueurs des différents tronçons. La station principale étant toujours celle d'Athènes, l'examen de ces figures montre que la disposition la plus avantageuse est celle de la figure 4.c, qui conduit à utiliser également Athènes comme station maîtresse. Il est ainsi possible d'éliminer l'effet des variations de temps de transmission de la branche principale Athènes-Icaria longue de 288 km et comportant

deux tronçons de 85 km. Les deux autres branches ayant respectivement 287 et 174 km, une variation générale de l'indice de réfraction se traduirait par une variation de temps de transmission correspondant à un parcours de 113 km. Dans le cas le plus défavorable et assez improbable où elle n'affecterait que la branche de 287 km, on se trouverait approximativement dans la même situation que pour le réseau Athènes-Crète avec cette différence que le tronçon le plus long utilisé ici n'a que 63 km au lieu de 120. Les variations de position des impulsions observées sur ce réseau furent de l'ordre de  $\pm 0,1$  microseconde.

6. Conclusion.

Les réseaux de communication décrits ci-dessus assurent un service public permanent sous la surveillance des techniciens locaux et aucun trouble pouvant être attribué au mode de synchronisation n'a pu être décelé. La réussite de cette première expérience, effectuée sur des liaisons hertziennes à grande distance, permet d'envisager la généralisation de la synchronisation parallèle pour effectuer des liaisons complexes utilisant de multiples stations d'embranchement.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. POTIER. — Utilisation de la technique des impulsions dans l'établissement des réseaux de transmission complexes. — *Onde Électrique* N° 301-302, avril-mai 1952.
- [2] J. VOUX. — Propagation des ondes électromagnétiques de courte longueur d'onde. — *Annales des Télécommunications*, juin 1948.
- [3] I.R.E. Committee on Wave Propagation — Tropospheric propagation: A selected guide to the literature. — *P.I.R.E.*, may 1953.

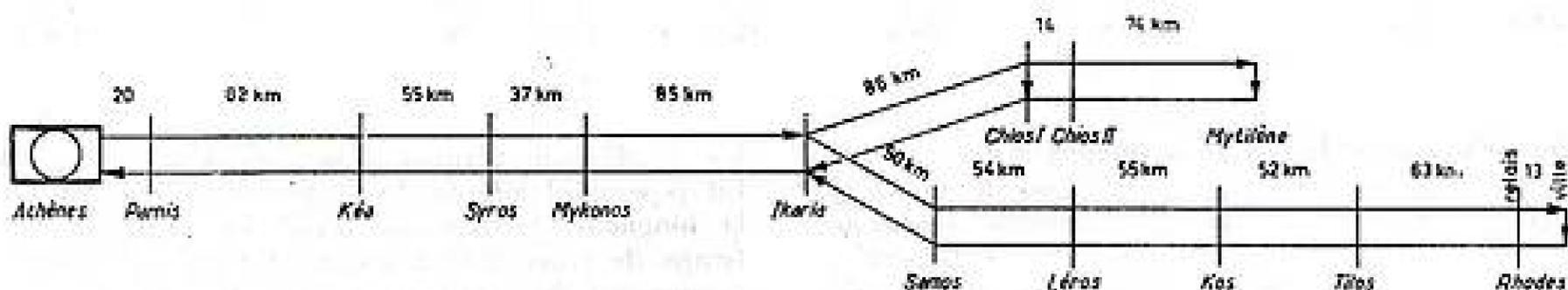


FIG. 7



# RECEPTEUR DE CONTROLE SN 813

POUR CONTROLE VIDEO DE TOUTE IMAGE

TOUS STANDARDS

DANS L'ELABORATION D'UNE EMISSION DE TELEVISION

Sur le plateau du studio:  
Contrôle, mise en scène,  
éclairage, décoration.



Dans les salles de Régie  
et les équipements de  
reportage:  
Contrôle artistique,  
computation des images,  
commentaires.



Dans les salles de démon-  
stration pour le public:  
Pour présentation d'images  
de qualité.



TELEVISION INDUSTRIELLE

Contrôle de toute image  
industrielle en particulier  
lorsque l'on veut une image  
fine et de bonne qualité  
(opération chirurgicale par  
exemple).



TRANSPORT D'IMAGE RADAR

Exploitation de renseigne-  
ments radar à distance et  
avec mémoire (par exemple  
avec l'émetteur TI 440 CSF).



COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.  
79, BOULEVARD HAUSSMANN - PARIS VIII - ANJOU 84-60  
SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE



# LA SÉCURITÉ DE FONCTIONNEMENT DES LIAISONS PAR FAISCEAUX HERTZIENS LES RÉSEAUX DE GRÈCE

PAR

R. BASARD

*Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »*

## Introduction.

Un des aspects les plus importants des liaisons par faisceaux hertziens est le degré de sécurité de fonctionnement qu'elles apportent à l'utilisateur. Un moyen nouveau de communication ne constitue un progrès que si son installation ne nécessite pas d'efforts disproportionnés, si son entretien peut être assuré facilement en utilisant les moyens locaux disponibles, si son pourcentage de temps de fonctionnement correspond aux services demandés.

Lorsque l'Administration des P.T.T. de Grèce décida d'établir entre Athènes et les îles un important réseau de radiocommunications téléphoniques et télégraphiques multiplex, il existait déjà dans le monde un certain nombre d'exemples de liaisons en fonctionnement mais qui ne présentaient pas cette importance. En effet, le réseau prévu devait comporter 34 stations relais situées dans des îles différentes et susceptibles chacune de servir de point de dérivation de voies téléphoniques et télégraphiques vers le Central Téléphonique de l'île.

Le réseau à établir, en étoile, ne comportait pas de possibilité de dérivation sur un réseau de secours. Les îles étaient isolées, dépourvues en grande partie d'un réseau de communications intérieur et étaient reliées à Athènes par des bateaux hebdomadaires. Le trafic prévu ne justifiait pas une infrastructure coûteuse.

L'application des principes suivants permit de résoudre le problème :

1. Standardisation et simplification du matériel : un seul type d'oscillateur radio reproduit à 288 exemplaires dans les 34 stations, un seul type de baie radio assurant toutes les fonctions et figurant à 1, 2, 3 ou même 6 exemplaires suivant l'importance de la station, un seul type de pylône de hauteur variable par tronçons de 6 mètres et portant de 1 à 10 paraboles (fig. 1).

2. Emploi systématique d'éléments de réserve commutables automatiquement avec affichage des anomalies par voyants différenciés.
3. Élimination automatique des organes de transit défaillants non essentiels à la transmission (éléments de voies dérivés dans chaque station).
4. Utilisation d'éléments interchangeables et amovibles facilitant les problèmes de stockage et de dépannage.

## 1. Equipements radiotéléphoniques.

Le principe de fonctionnement et la description des équipements radiotéléphoniques multiplex à impulsions ont été donnés par ailleurs (R. Basard : « Un exemple d'équipement radio UHF pour liaisons multiples à petit nombre de voies »)\*. Tous ces équipements radio ont été prévus en double avec un dispositif de commutation assurant le remplacement automatique d'un élément défectueux par un élément de réserve. Six points de test, disposés le long des deux chaînes d'amplification :

— à la sortie du récepteur de chaque sens de transmission ;

— à l'entrée de l'émetteur de chaque sens de transmission ;

— à la sortie de l'émetteur de chaque sens de transmission,

permettent de différencier les pannes.

En cas d'absence d'impulsions à la sortie d'un récepteur, le récepteur de secours remplace le récepteur normal. Si, dans les 2 secondes qui suivent, le signal n'est pas rétabli à la sortie du récepteur, celui-ci n'est pas à incriminer et le récepteur normal revient en place, la cause de panne étant une absence

d'émission de la station précédente ou un évanouissement de propagation trop profond.

En cas d'absence d'impulsions à l'entrée de l'émetteur et de présence à la sortie du récepteur, la panne

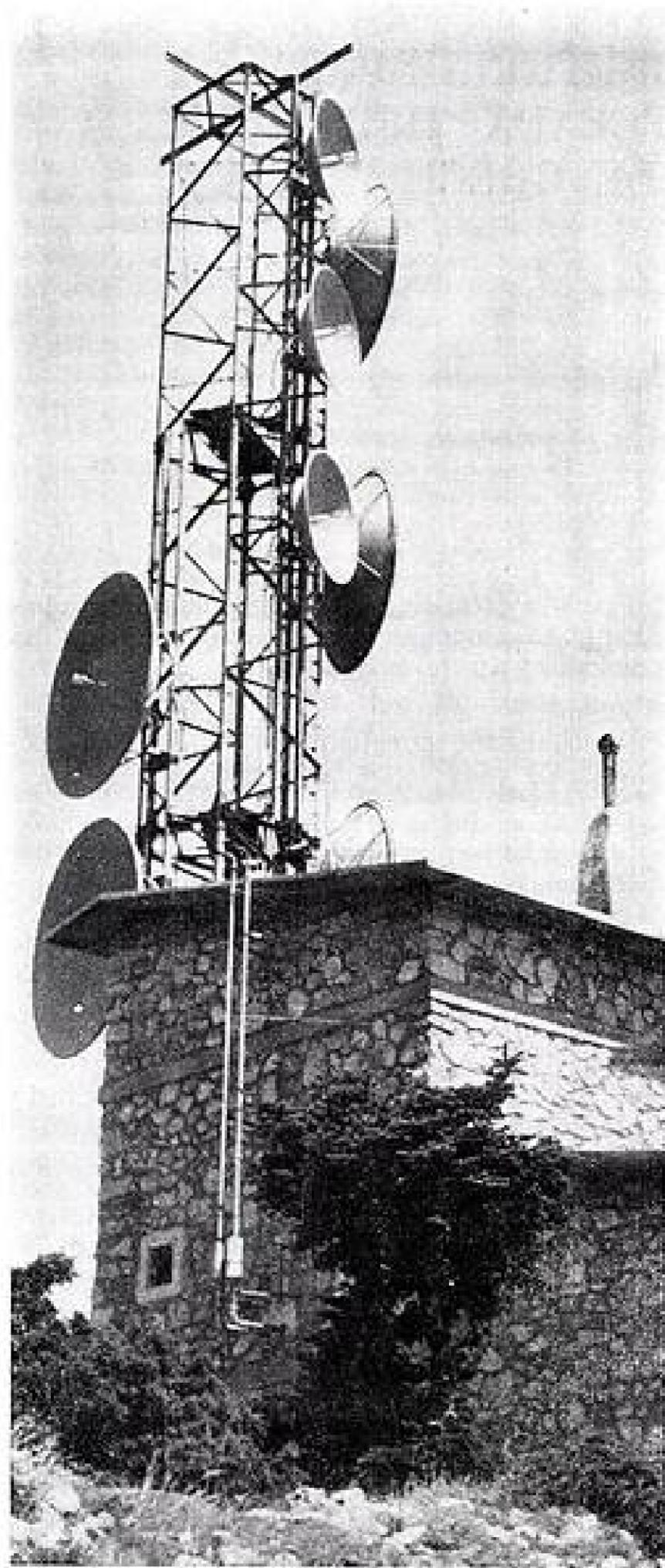


FIG. 1. — Station du Mont Parnis.

ne peut être provoquée que par l'élément de transit utilisant le train d'impulsions pour extraire ou insérer des voies téléphoniques. Cet élément de transit est court-circuité automatiquement, ce qui rétablit le train d'impulsions à l'entrée de l'émetteur en limitant le dérangement aux éléments de voie

dérivés dans la station. En cas d'absence d'impulsions à la sortie de l'émetteur et de présence à l'entrée, la panne provient de l'émetteur qui est remplacé par l'équipement de réserve.

Le remplacement d'un organe défectueux entraîne l'allumage d'un voyant différencié qui permet de localiser la panne et l'envoi d'une alarme dite « secondaire » indiquant qu'un élément de secours a été utilisé, mais que la liaison continue à fonctionner, tandis qu'une interruption de trafic détermine une alarme dite « primaire » demandant une réparation urgente.

Pour obtenir un fonctionnement correct de ces dispositifs de commutation, il est nécessaire de prévoir des temps de garde judicieux entre les différentes opérations. Il ne faut pas, en effet, que l'interruption de signal émis à une station pendant le temps nécessaire à effectuer une commutation détermine des commutations intempestives en chaîne aux stations suivantes. Il faut craindre également des commutations peu franches pour des signaux faibles débloquent parfaitement le récepteur. Le bruit des étages d'entrée du récepteur ne doit pas être susceptible, en débloquent celui-ci, de créer des fausses impulsions empêchant le fonctionnement de la commutation. Il faut, enfin, choisir l'élément considéré comme actif et l'élément de réserve et pouvoir travailler sur celui-ci sans gêner le fonctionnement de la liaison.

Finalement, c'est un ensemble complexe d'alarmes et de commutations différenciées qui a dû être mis en œuvre. Un panneau, situé dans le Central Téléphonique de l'île, signale la présence d'alarmes primaire ou secondaire dans la station radio ; un panneau général de station répète ces alarmes en les différenciant par baie radio ou baie de la salle des machines. Des panneaux individuels, contenus dans chaque baie, indiquent la nature du défaut et le châssis en cause. Le technicien guidé par ces indications n'a plus qu'à effectuer les mesures systématiques prévues dans le châssis incriminé pour isoler la lampe ou l'élément défectueux dont le remplacement s'avère nécessaire.

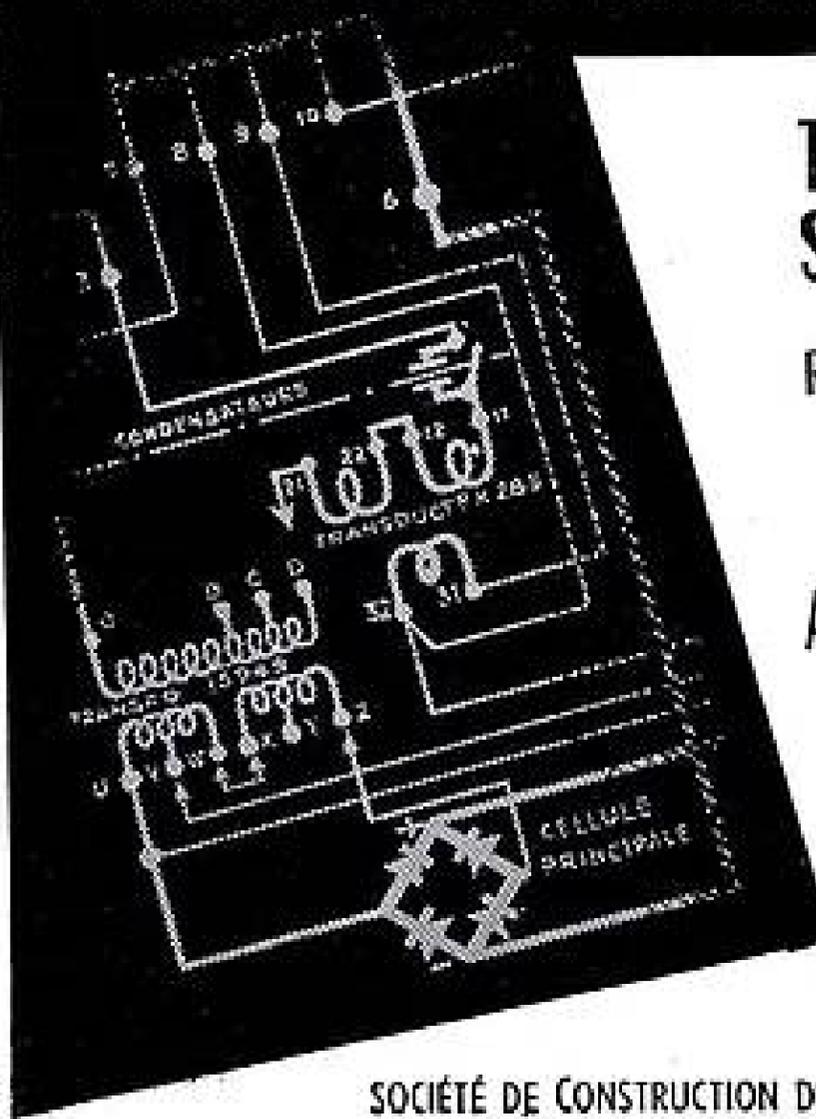
Il est remarquable de constater que, dans une liaison par faisceaux hertziens, les éléments de réserve d'alarme et de commutation conduisent à multiplier par 3 au moins le volume du matériel radio-téléphonique.

## 2. Système d'alimentation en énergie.

Le choix du système d'alimentation en énergie posait un problème important, la sécurité procurée par les dispositifs de réserve de commutation et d'alarme n'existant qu'autant que l'on dispose d'une source d'énergie sûre,

a) Là où un secteur régulier et stable est disponible, il constitue la source principale d'énergie : c'est, en général, le cas des localités importantes. Il est prudent de prévoir un ensemble Diesel-alternateur de secours à démarrage automatique qui se met en route en cas de panne du secteur. Cette alimentation de secours sera utilisée également par

**70 ANS D'EXPÉRIENCE A VOTRE SERVICE...**



**TRANSFORMATEURS  
SELS-REDRESSEURS**

RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION  
**"STABILISTOR"**  
(Licence C.F.S. Westinghouse)

**AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES**  
POUR TOUS USAGES  
CONTROLE ET RÉGULATION

**BARDON**

SOCIÉTÉ DE CONSTRUCTION D'APPAREILS BARDON 41, Bd JEAN-JAURÈS, CLICHY, SEINE, PER +43-10

**APPAREILS ÉLECTRIQUES DE MESURE**

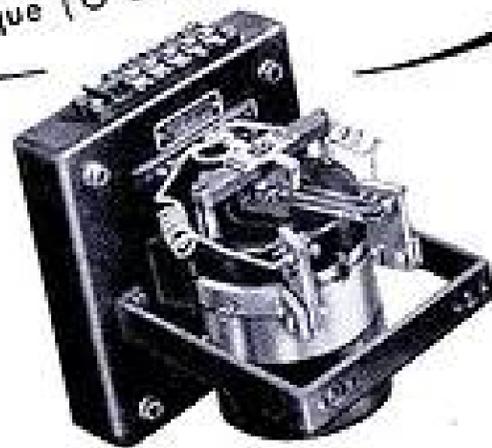


**APPAREILS ÉTANCHES  
ANTICHOCS**  
Microampèremètres depuis 2  $\mu$  A  
Millivoltmètres dep. 1 mV (sur cadre)  
Ampèremètres - Voltmètres, etc...

APPAREILS SPÉCIAUX SUR DEMANDE

**RELAIS GALVANOMÉTRIQUES  
DE SÉCURITÉ**

Courant de commande depuis 3  $\mu$  A  
à minimum et maximum  
symétrique (0 central)  
différentiel  
régulateur



**ALBERT LE BŒUF & FILS**

194 RUE DES GROS-GRÈS . COLOMBES . CHA.56-03+

tous les Services dont le fonctionnement doit être assuré en permanence, ce qui conduit à utiliser des groupes électrogènes d'une puissance de plusieurs dizaines de kilowatts.

La coupure de courant correspondant à la période de démarrage du Diesel peut être supprimée grâce à l'utilisation de dispositifs comprenant un moteur Diesel réuni par embrayage magnétique à un volant, un alternateur, un moteur alimenté par le secteur. En temps normal, l'ensemble volant-alternateur-moteur électrique tourne en permanence, le Diesel étant débrayé. Dès coupure du secteur, le Diesel est embrayé et démarre sous l'action du volant dont l'énergie cinétique continue d'assurer la rotation de l'alternateur fournissant le courant. Dès rétablissement du secteur, le moteur Diesel est débrayé et arrêté. Ce démarrage à grande vitesse permet d'éviter tout raté de démarrage du Diesel.

b) Là où le secteur est disponible mais instable et sujet à de fréquentes coupures, le groupe électrogène est moins recommandé. En effet, les démarrages du Diesel deviennent trop fréquents. De plus, il devient difficile de trouver un critère de bon fonctionnement du secteur justifiant l'arrêt du Diesel, si la tension secteur est trop fluctuante. Pratiquement, on est conduit à faire fonctionner le Diesel pendant un pourcentage de temps élevé avec de nombreux démarrages, la consommation en gas-oil et l'usure des pièces mécaniques font alors perdre tous les avantages de la présence du secteur.

Un autre système d'alimentation de secours, à priori plus satisfaisant, consiste à utiliser un ensemble de batteries fonctionnant en tampon et fournissant toutes les tensions continues (chauffage 6,3 V, alimentation de commande 48 V et alimentation HT 250 V). Ces batteries fournissent l'énergie pendant les coupures secteur et se rechargent lorsque la tension secteur est réapparue. Il y a donc une seule source d'énergie : l'énergie secteur mise en réserve dans les batteries pendant les périodes de coupure. La fréquence des coupures et l'irrégularité de la tension secteur n'interviennent plus grâce à la batterie. C'est la durée des interruptions qui détermine le volume de la batterie. Cette solution semble la meilleure, si l'on ne doit pas prévoir des interruptions de durée supérieure à 10 heures, compte tenu des consommations des équipements actuels, ce qui semble possible si les Services chargés de l'entretien des lignes électriques effectuent en priorité les réparations des lignes alimentant la station. Naturellement, dans le cas où les tensions continues nécessaires sont trop élevées, il est préférable d'utiliser une batterie de tension continue plus faible, 48 V par exemple, et de transformer la tension continue de 48 V par une commutatrice en tension alternative à 130 ou 220 V à partir de laquelle la haute tension sera obtenue.

c) Là où la tension secteur n'est pas disponible, il semble qu'actuellement, pour les puissances mises en jeu (10 kW), le groupe électrogène Diesel constitue la source la plus sûre. On utilise au moins deux groupes en état de fonctionnement, l'un servant de

secours à l'autre. Le groupe devant fonctionner en régime continu pendant un temps très long, on est conduit à utiliser des groupes tournant lentement (1 000 tours/minute) ne nécessitant qu'un entretien réduit.

Des conditions très dures doivent être imposées au constructeur de Diesels :

— Aucune intervention manuelle entre deux vidanges correspondant à 240 heures de fonctionnement.

— Démarrage en moins de 10 secondes après arrêt pendant 240 heures. Pas de raté au démarrage.

— Aucune opération autre que la vidange et le graissage à effectuer toutes les 240 heures pour permettre l'entretien du Diesel par des non-spécialistes.

— Contrôle, par appareils à déclenchement automatique, de la température de l'eau, la pression d'huile, la vitesse de rotation, la tension de sortie de l'alternateur associé, de façon qu'un de ces défauts, interprété et traduit en ordres par une baie de commande associée, déclenche le démarrage du Diesel de secours, sa prise en charge de l'alimentation en énergie de la station avec une coupure inférieure à 1/2 seconde et l'arrêt du groupe présentant une anomalie.

— Stabilisation précise de la tension de sortie, par exemple par utilisation de régulateurs électroniques contrôlant, par l'intermédiaire d'un amplificateur électronique et d'une self saturée, l'excitation de l'alternateur. Ce régulateur est commandé par le déséquilibre d'un pont de deux filaments de tubes (fig. 2).

En Grèce où la tension secteur n'était pratiquement disponible dans aucune station, sauf Athènes et Rhodes, des salles de machines du troisième type ont été installées, toutes identiques, sauf en ce qui concerne la puissance des groupes Diesel qui doivent être proportionnés à la charge pour fonctionner correctement. La puissance des moteurs Diesel est de 8, 16 ou 24 chevaux, selon qu'ils sont du type à 1, 2 ou 3 cylindres. Ces salles de machines (fig. 3) fournissent une tension stabilisée à 2 % près, avec des coupures inférieures à 0,01 % du temps. Cette régularité de fonctionnement et la stabilité rigoureuse des tensions d'alimentation ont permis d'obtenir une durée de vie satisfaisante des tubes électroniques : de 5 000 heures en moyenne.

### 3. Résultats d'exploitation des réseaux en Grèce.

Le personnel exploitant a été formé pour cette nouvelle technique pendant la période de l'installation, soit par des cours donnés à Athènes, soit par des exercices pratiques dans les stations.

Actuellement, les Réseaux Radiomultiplex de Grèce sont exploités uniquement sous la responsabilité du personnel de l'Organisme Hellénique des

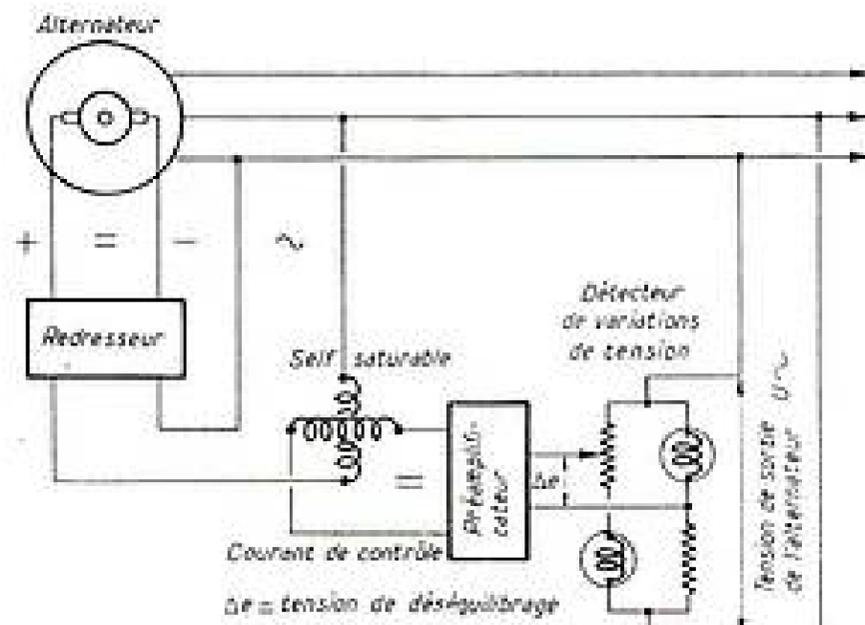


FIG. 2. — Schéma de principe du régulateur.

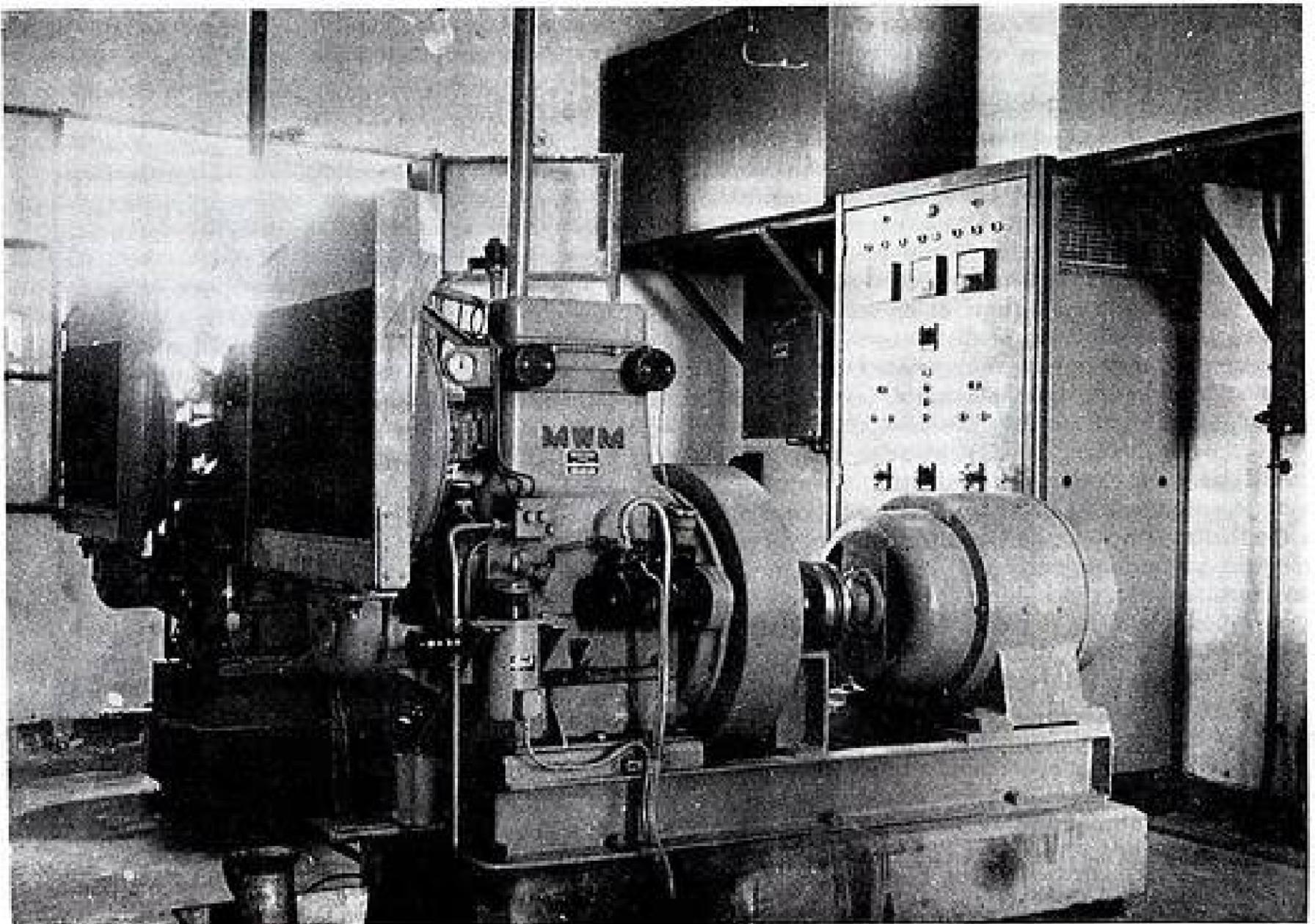


FIG. 3. — Salle des machines.



**DÉLIVREZ**  
*Vos ingénieurs*  
**SURCHARGÉS...**



LE *problème*  
**DES FILTRES**  
*est notre spécialité*

★

B.F. - M.F. - Haute  
fréquence à bande  
étroite ou à large  
bande, passe-bas,  
passe-haut, passe-  
bande, coupe-bande



**SOCIÉTÉ**  
NORD 29-57

**SECRE**

**D'ÉTUDES ET DE CONSTRUCTIONS ÉLECTRONIQUES**  
214-216, FAUBOURG SAINT-MARTIN - PARIS X<sup>e</sup>

Agence DOMENACH

Télécommunications. Le trafic téléphonique et télégraphique, dès la mise en service des réseaux, a été très important et les Réseaux Athènes-Salonique, Athènes-Crète et Athènes-Mytilène ont été saturés dès le début de l'exploitation. Des extensions sont en cours d'étude.

Sur les circuits comprenant de 6 à 11 sections radio en série, les interruptions de fonctionnement en cours d'exploitation sont relevées journalièrement avec leurs causes. Les Ingénieurs Chefs de Réseaux rassemblent les divers bulletins de fonctionnement et établissent des rapports bi-mensuels qui mettent en évidence les variations des pourcentages d'interruption.

Les graphiques (fig. 4, 5, 6, 7) illustrent le progrès réalisé dans l'exploitation des réseaux.

A la date du 15 mai 1955, les résultats globaux étaient les suivants :

Réseau de la Mer Ionienne, 6 sections, en exploitation depuis 15 mois :

- pourcentage total d'interruptions .. 1,52 %
- pannes imputables à une défaillance du matériel ..... 0,86 %
- pannes imputables à une erreur du personnel de maintenance ..... 0,66 %

Réseau Athènes-Salonique, 6 sections, en exploitation depuis 10 mois :

- pourcentage total d'interruptions . 0,97 %
- pannes imputables à une défaillance du matériel ..... 0,37 %
- pannes imputables à une erreur du personnel ..... 0,60 %

Réseau Athènes-Crète, 7 sections, en exploitation depuis 7 mois :

- pourcentage total d'interruptions . 0,336 %
- pannes imputables à une défaillance du matériel ..... 0,111 %

- pannes imputables à une erreur du personnel ..... 0,225 %

Réseau de la Mer Egée, 14 sections, en exploitation depuis 5 mois :

- pourcentage total d'interruptions . 1,26 %
- pannes imputables à une défaillance du matériel ..... 0,45 %
- pannes imputables à une erreur du personnel ..... 0,81 %

Sur le Réseau de la Mer Ionienne, pendant le dernier semestre 1954, les 0,53 % de pannes dues au matériel se répartissent en :

- 0,18 % de pannes dues aux tubes ;
- 0,25 % de pannes dues aux composants, cristaux, résistances, capacités, contacts, soudures ;
- 0,10 % de pannes dues à la Salle des Machines, aux pylônes, feeders, antennes.

Ces résultats portant sur des réseaux comportant au total 33 sections radio sont satisfaisants, si l'on considère le nombre de techniciens qui ont dû être formés au cours de l'installation.

Si cette réalisation de liaisons par faisceaux hertziens a été une réussite et a permis de faire apprécier la technique française en Grèce, c'est que le matériel avait été mis au point au cours de précédentes installations et avait bénéficié de l'expérience acquise par les équipes d'ingénieurs qui travaillent depuis des années sur ces problèmes. C'est aussi, il faut le souligner, grâce au climat de collaboration que nous avons trouvé en Grèce.

Je tiens à remercier, à cette occasion, les Représentants de l'Administration des Téléphones de Grèce qui, grâce à la confiance qu'ils ont bien voulu nous témoigner tout au long de l'installation, ont permis de faire de cette réalisation un lien nouveau entre la Grèce et la France que tant d'affinités rapprochent déjà.

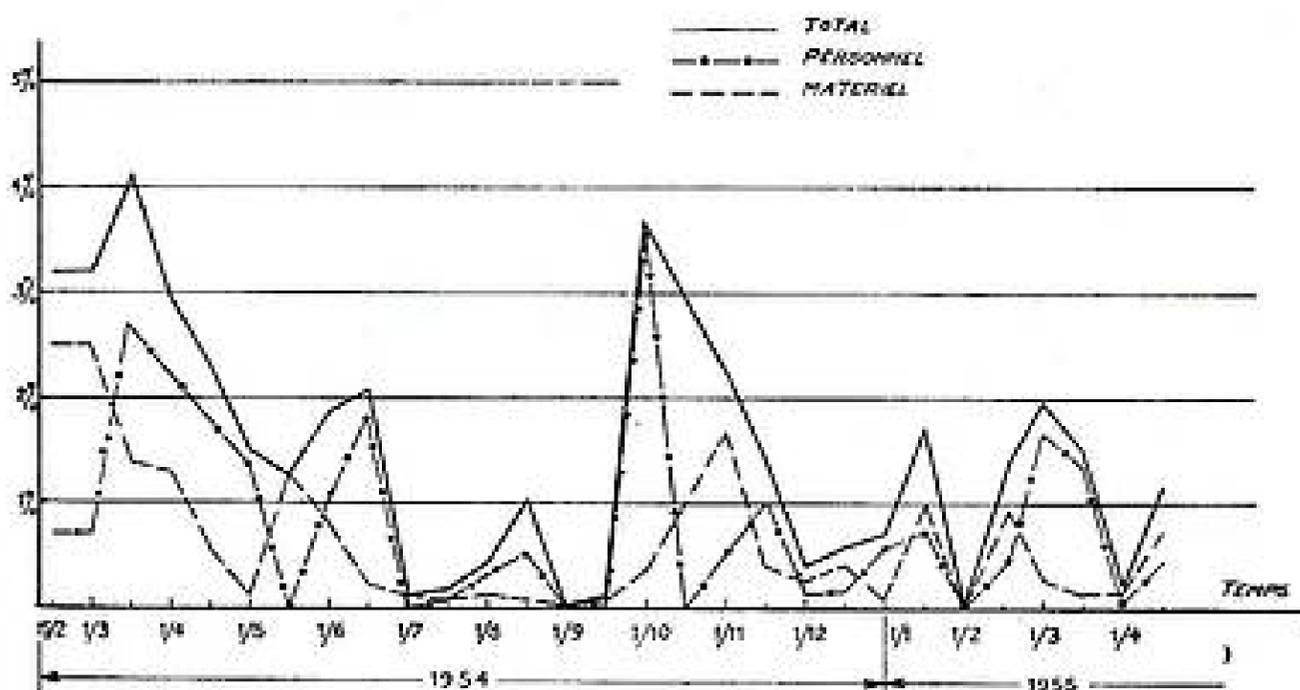


FIG. 4. — Pourcentage de temps d'interruption. — Réseau de la Mer Ionienne.

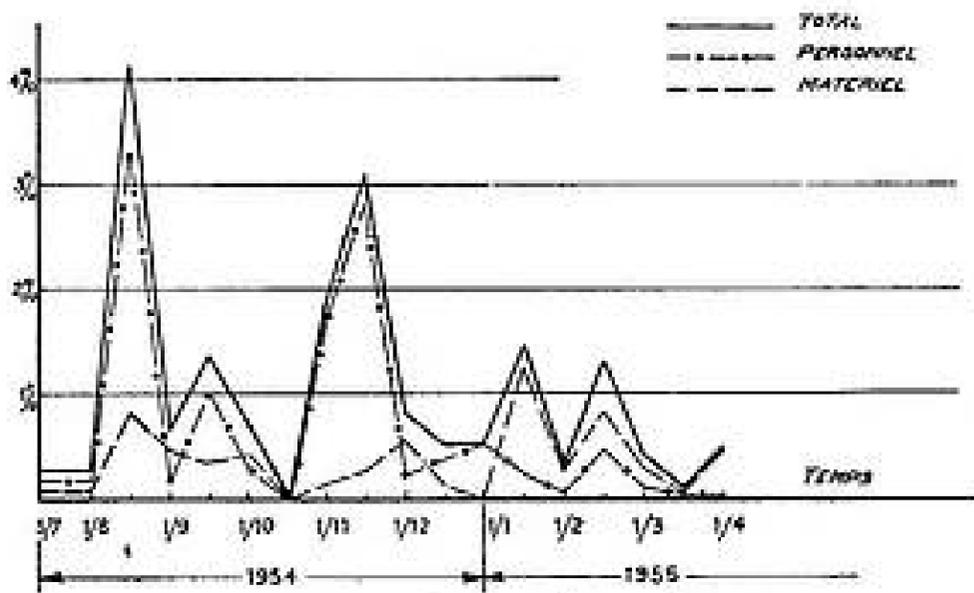


FIG. 5. — Pourcentage de temps d'interruption.  
 — Réseau Athènes-Salonique.

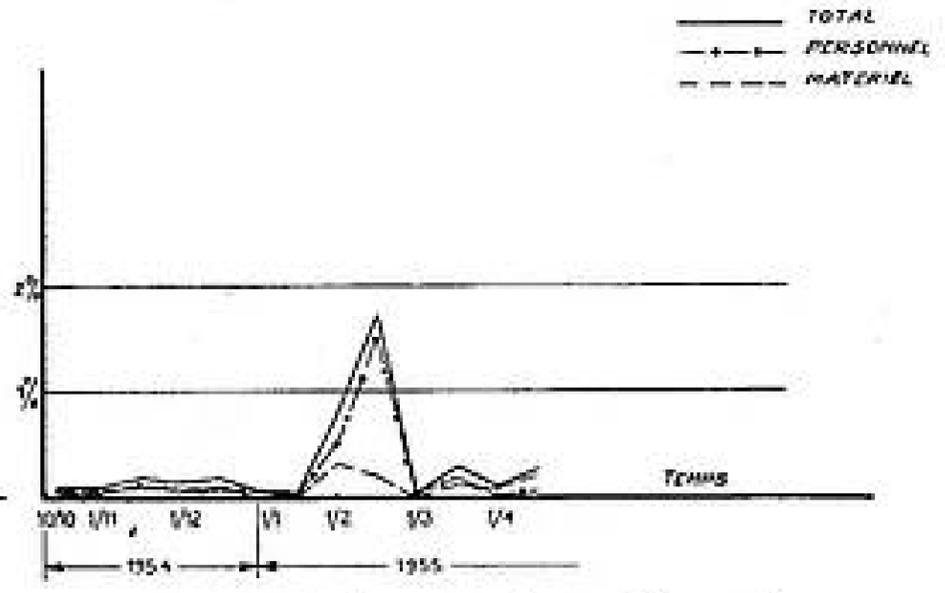


FIG. 6. — Pourcentage de temps d'interruption.  
 — Réseau de Crète.

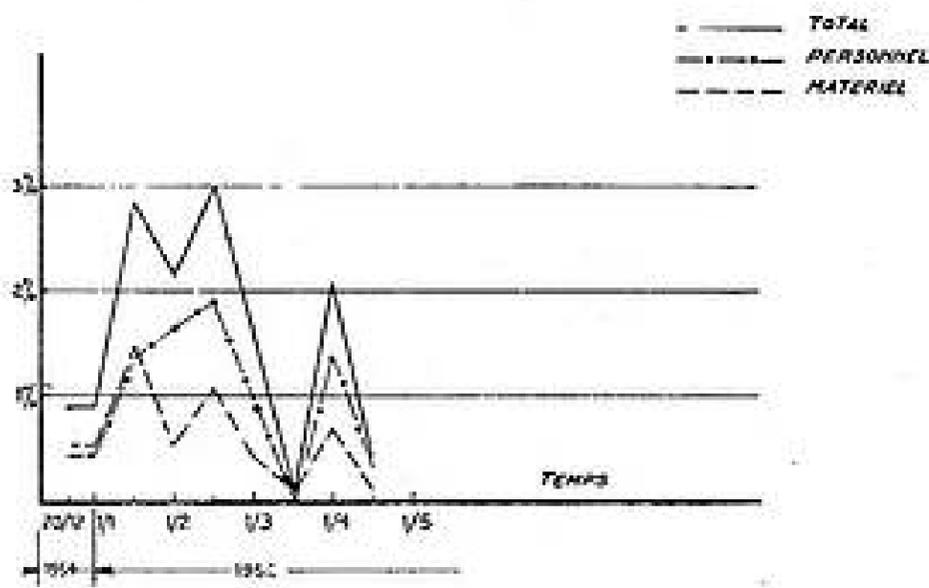


FIG. 7. — Pourcentage de temps d'interruption.  
 — Réseau de la Mer Egée.



TECHNIQUE NOUVELLE DANS L'OSCILLOSCOPE

# LE SYNCHROSCOPE TYPE 252 A



## AMPLIFICATEUR VERTICAL

0-10 MHz sensibilité 0,15 V. p à p/cm  
 20-10 MHz — 0,03 V. p à p/cm.  
 (mesures jusqu'à 20 MHz); avec câble  
 de retard de 0,3  $\mu$ s incorporé: ampli  
 distribué, étalonné en tensions

## TUBE CATHODIQUE $\varnothing$ 12,5

à post-accélération  
 34 tubes normalisés ou  
 noval. Un seul coffret

## BALAYAGE DÉCLENCHÉ

de 0,01 sec/cm à 0,1  $\mu$ s/cm

et RELAXÉ

10 Hz - 500 KHz

## BALAYAGE PANORAMIQUE

retard au déclenchement de  
 1 à 100.000  $\mu$ s. Blocage du  
 redéclenchement pendant  
 1  $\mu$ s à 1 sec

## MARQUEUR

9 valeurs comprises  
 entre 0,2 et 1.000  $\mu$ s,  
 précision = 2 %

Ses performances  
 le destinent particulièrement  
 à certains domaines  
 de l'**ELECTRONIQUE**

Calculateurs électroniques  
 Radar, Télévision  
 Télécommunications

**LABORATOIRE - MAINTENANCE**



ACTA

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

Agent pour la Belgique : URB, 51, quai Bonaparte, LIÈGE

# MODULATION A AMPLITUDE CONSTANTE EN TÉLÉPHONIE

PAR

Pierre DEMAN

*Ingénieur des Télécommunications  
à la Direction des Services Radioélectriques*

## 1. — Rapport signal à bruit et marge d'amplitude.

Dans une chaîne de transmission d'un signal téléphonique, il existe une valeur de crête du signal, ramenée à l'entrée, que l'on ne peut dépasser (sauf pendant un très petit pourcentage de temps) sans causer des perturbations inadmissibles. Le plus souvent, cette valeur de crête est bien définie par la saturation d'un ou de plusieurs organes de la chaîne ; dans certains cas, même, cette saturation doit être évitée ou limitée à des durées très brèves, sous peine d'incidents (disjonction sur des émetteurs de grosse puissance, apparition de bandes latérales parasites dues à la distorsion et pouvant produire de la diaphonie ou du brouillage).

Le niveau de transmission est donc réglé de telle sorte que l'amplitude du signal à transmettre ne dépasse la valeur de crête que pendant le pourcentage de temps admis. A condition qu'il n'y ait pas de régulateurs de niveau automatiques ou manuels, l'amplitude instantanée du signal conserve donc tout au long de la transmission, sa valeur relative par rapport au niveau de crête, qui vient d'être défini.

A la réception, le signal est mélangé à du bruit. Le niveau relatif instantané du signal par rapport à ce bruit, avant nouvelle amplification, dépend donc, au point considéré et à un instant donné, de trois variables : le niveau instantané du signal rapporté à la valeur de crête définie plus haut, l'équivalent de transmission et le niveau du bruit.

On dispose ainsi pour la transmission d'un signal donné, d'une plage d'amplitude (souvent variable), limitée par les niveaux de crête et de bruit, dans laquelle l'amplitude instantanée du signal doit se trouver pour que celui-ci soit peu déformé et puisse être extrait du bruit.

## 2. — Principe de l'utilisation optimale de la marge d'amplitude.

Pour obtenir la meilleure protection contre le bruit, il faudrait donc maintenir l'amplitude du signal la plus constante possible et voisine de la valeur de crête.

Cette considération n'est pas nouvelle, mais les systèmes utilisés se rapprochent seulement de cette condition théorique sans tendre pour diverses raisons, à la satisfaire complètement.

Un des plus anciens systèmes est celui des liaisons au réseau pour circuits radioélectriques à grande distance. Il utilise des régulateurs de niveau à l'émission et à la réception, indépendants l'un de l'autre, généralement syllabiques, des réducteurs de bruits qui ne sont autres d'ailleurs que des expanseurs à caractéristique discontinue.

On trouve dans ce système deux éléments essentiels : le compresseur et l'expanseur, mais l'absence de liaison entre les deux éléments conduit d'une part à des limitations sur les constantes de temps, nécessaires pour restituer correctement les inflexions du niveau de la parole au cours d'une conversation, d'autre part, à des complications de réalisation ; il faut, en effet, ajouter obligatoirement des dispositifs de blocages énergiques évitant l'instabilité de la liaison due au passage en deux fils aux deux extrémités.

Un procédé de principe plus logique et moins complexe, connu sous le nom de « Compandor », utilise une compression partielle à l'émission, suivie d'une expansion corrélative à la réception [1] [2]. Dans ce cas l'expanseur est lié au compresseur par le résidu de contraste transmis ; la commande est obtenue aux dépens d'une perte dans la compression admissible. Ce système divise sensiblement par 2 la marge

d'amplitude du signal ; il présente les inconvénients de nécessiter un équivalent particulièrement stable entre le compresseur et l'expandeur, et de ne pas donner le maximum de protection quel que soit le niveau instantané du signal. Mais, outre que l'avantage obtenu est déjà notable, il ne nécessite aucune augmentation de largeur de bande.

Il apparaît qu'une amélioration supplémentaire peut être obtenue par l'utilisation à l'émission d'un premier régulateur de niveau maintenant la crête de l'amplitude instantanée à une valeur fixe avec une constante de temps très courte et, à la réception, d'un second régulateur qui restitue la constance de l'équivalent global instantané.

Dans ce cas, toute l'information du contraste ayant disparu, il est indispensable de commander l'expandeur par un signal auxiliaire lié au régulateur d'émission et transmis indépendamment du signal vocal (fig. 1).

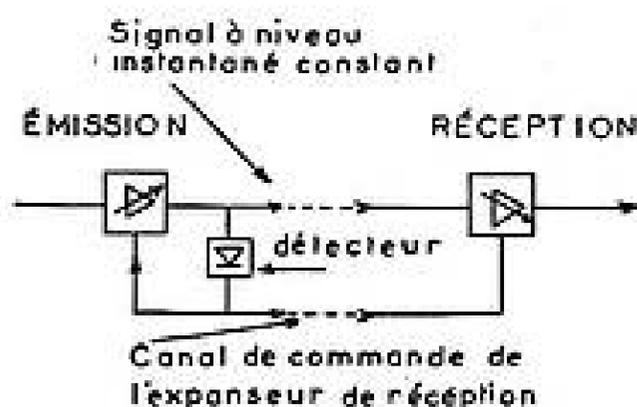


FIG. 1. — Schéma de principe

L'introduction d'un canal auxiliaire correspond à une idée très ancienne ; quoique logique, elle n'a pas donné lieu à des applications [2] [3].

Nous nous proposons d'en étudier les conditions d'utilisation, en supposant d'abord parfaite la commande de l'expandeur ; ayant déterminé les conditions les meilleures de transmission du signal vocal, nous verrons, dans le cas particulier où le signal auxiliaire est transmis par la même chaîne, l'influence réciproque du signal vocal et du signal auxiliaire.

### 3. — Rapport signal à bruit instantané et constante de temps.

L'étude des conditions d'audition d'un signal téléphonique nous permet de préciser deux notions, essentielles à la définition des caractéristiques d'un dispositif à compresseur et expandeur.

La première de ces deux notions est celle de la limite supérieure à respecter pour les constantes de temps, afin d'obtenir à la réception, la meilleure protection « psycho-physiologique » contre le bruit. Il est en effet nécessaire que, en l'absence de signal téléphonique, le bruit soit supprimé de telle sorte que l'oreille n'ait pas le temps de l'intégrer, et que, en présence de signal, le niveau de ce dernier soit amené à une valeur telle que l'oreille soit capable d'intégrer le signal et de recueillir une sensation acoustique sensiblement identique.

La valeur de la constante d'intégration de l'oreille dépend en fait de l'intervalle de temps pendant lequel un signal élémentaire reste quasi stationnaire, dans des limites comprises entre 20 et 250 millisecondes [4]. Cette question sera reprise plus loin.

Compte tenu d'une faculté de l'oreille, dont nous reparlerons également plus loin, faculté d'être sensible dans certaines conditions à la valeur de crête d'un signal, un ordre de grandeur admissible pour la précision de temps à la restitution est de 3 à 4 millisecondes [4] [5].

La deuxième notion est celle du rapport signal à bruit instantané considéré comme la valeur du rapport des énergies moyennes du signal et du bruit, pendant la durée d'intégration de l'oreille.

L'utilisation d'un compresseur permet précisément la transmission avec un rapport signal à bruit instantané constant. La présence du bruit dans une transmission à rapport signal à bruit instantané constant, peut être considérée comme une distorsion. En rapprochant le fait que l'oreille est incapable de discerner une distorsion relativement élevée, inférieure à 5 à 8 %, on voit que la valeur du rapport signal à bruit instantané au-dessous duquel la netteté n'est pas affectée, est nettement inférieure à celles qui sont imposées dans les mesures conventionnelles. Une étude plus détaillée est nécessaire pour tenir compte de la « nature » de la distorsion.

### 4. — Amplitude constante dans le temps et dans le spectre.

Pour essayer de définir les conditions les meilleures de transmission de la parole, nous résumerons un certain nombre d'analyses du processus d'audition.

Sans vouloir effectuer une synthèse complète dont nous n'avons pas trouvé tous les éléments, nous essaierons de montrer que les données actuelles permettent de préciser la nature de la perte d'information (sur la netteté) causée par le bruit et de montrer dans quel sens l'analyse d'un signal téléphonique doit être menée techniquement pour décomposer ce signal en éléments acoustiquement distincts.

Des études faites sur la netteté de transmission, ont montré que l'on pouvait définir une fonction de celle-ci, appelée indice d'articulation, qui soit elle-même fonction additive des différentes bandes spectrales transmises.

Les études effectuées sur l'effet de masque causé par le bruit sur les sons simples, ont conduit à l'analyse suivante du phénomène : le seuil d'audibilité d'une composante sinusoïdale, en présence d'un bruit complexe, est atteint, lorsque son énergie dépasse celle du bruit existant dans une bande critique centrée sur la fréquence de cette composante ; le seuil est pratiquement indépendant du bruit extérieur à cette bande. La largeur de cette bande critique dépend de la fréquence et varie de 30 à 150 périodes entre 300 et 3 400 périodes (fig. 2). Cette

# VARIAC

PARTOUT OÙ IL FAUT FAIRE VARIER LA TENSION

# VARIAC



FABRIQUÉ EN FRANCE  
SOUS LICENCE  
GENERAL RADIO CO  
IL S'IMPOSE  
PAR SES FAIBLES  
PERTES A VIDE  
SON POIDS ET SES  
DIMENSIONS RÉDUITES  
SA ROBUSTESSE EN  
RÉGIME PERMANENT



**ETS RADIOPHON**

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03

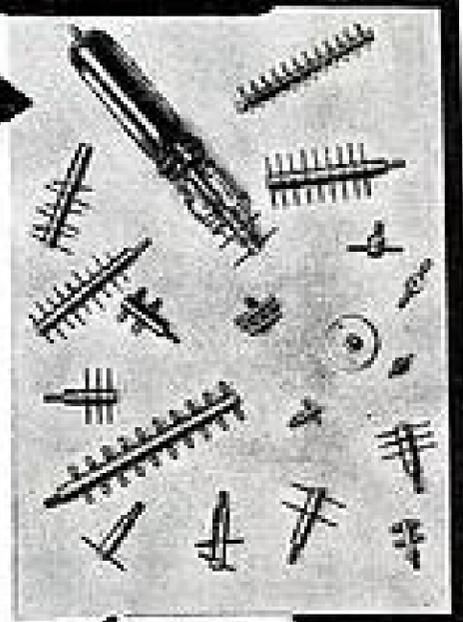
*Des connexions soudées  
Techniquement parfaites  
avec*



RELAIS DE CABLAGE ET  
RÉGLÈTTES A COSSES  
MULTIPLES EN CÉRAMIQUE

Dimensions miniolure  
Pertes et Capacité  
minimes

Isolément parfait  
— Tropicalisés —



*C'est une exclusivité*

*Jahnichen*

A. JAHNICHEN et C<sup>ie</sup> - 27, R. de Turin  
PARIS-8<sup>e</sup> - Tél. : EUROPE 59-09 +

G.I.R.R.

**RADIO AIR**

**MATÉRIEL  
tropicalisé**



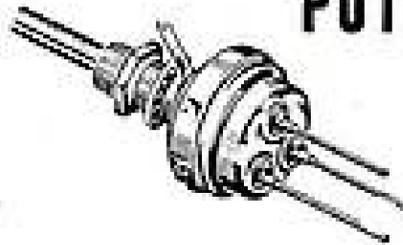
★ FICHES DROITES OU COUDÉES

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

Demandez notre  
documentation

2, AV<sup>e</sup> DE LA MARNE  
ASNIÈRES (Seine)  
TÉL : GRÉ 47-10

**POTENTIOMÈTRES**



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

**Variohm** 

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

Publ. RAPT

Le numéro de Mars-Avril de  
L'ONDE ÉLECTRIQUE sur la  
**Pièce détachée Professionnelle**

est un outil pour vos techniciens

--- 462 pages dont 272 de texte ---

Prix : 600 F. — 40, rue de Seine, Paris-6<sup>e</sup>

particularité se conserve sensiblement pour deux ou plusieurs sons de niveaux critiques équivalents [5].

Dans un article paru dans le *PIRE* [6], M. BERANEK en déduit une méthode graphique permettant une évaluation de la netteté globale d'un circuit en fonction de sa réponse amplitude fréquence et du spectre du bruit.

De plus, lorsque deux fréquences sont contenues dans la même bande critique, il semble que l'oreille soit sensible à la valeur de crête du signal et non à son énergie [5]. Ce fait est signalé également par M. GABOR ([4] p. 442) dans des comptes-rendus d'expériences sur l'audition de signaux d'amplitude échelonnée dans le temps.

Dans la référence précitée, M. GABOR étudie l'écart minimum de fréquence entre deux signaux sinusoïdaux successifs de 250 millisecondes de durée, écart pour lequel commence la perception distincte de deux sons par l'oreille. Sur la figure 2, ont été portées les valeurs des bandes critiques et de ces

$F$	125	250	500	1 000	2 000	4 000	8 000
$dF$	3,1	2,9	2,5	3	4,6	9	29,5
$W$	a	50	38	35	48	70	125
	b	30	30	30	35	50	500
$k$	a	16	13	14	16	15	6,5
	b	10	10	12	11,5	11	17

FIG. 2. — Bande critique et signaux élémentaires

$F$  : fréquence.

$dF$  : écart de fréquence perceptible pour des signaux de durée 250 millisecondes.

$W$  : largeur de bande critique { a) d'après BERANEK.

$k$  : rapport entre  $W$  et  $dF$  { b) d'après SCHAFER et GALE.

(Les fréquences sont exprimées en cycles).

écarts de fréquence, et le rapport de ces deux dernières variables en fonction de la fréquence. On remarque que ce rapport est sensiblement constant entre 125 et 4 000 périodes ; entre ces limites, et au voisinage du seuil d'audibilité en présence de bruit, la durée d'intégration est sensiblement indépendante de la fréquence, et correspond approximativement à la durée des signaux élémentaires les plus courts, perçus par l'oreille aux fréquences les plus basses. C'est pour ces fréquences, que, suivant M. GABOR, l'oreille s'approche au plus près de la limite théorique.

Compte tenu du fait que, pratiquement, seules les voyelles représentent des signaux de longue durée quasi stationnaires, dont le terme fondamental est supérieur à 90 périodes, il semble justifié de parler d'un nombre fini de composantes instantanées, correspondant à des sensations auditives élémentaires

et distinctes et de transposer à un instant donné tous les résultats d'étude sur les sons continus.

La méthode d'analyse de ces composantes serait donc la suivante : la bande vocale totale est décomposée en bandes de fréquences par une série de filtres de largeurs égales à celles des bandes critiques et suivie d'un détecteur à constante de temps indépendante de la fréquence centrale du filtre (2).

Il est à remarquer qu'un tel système d'analyse, s'il ne résoud pas le problème psychophysique, représente une solution au moins analytique au problème de la définition en fréquence des signaux élémentaires de longue durée. En effet, si la durée d'un signal dépasse la constante de temps du circuit sélectif, le régime transitoire disparaît et, connaissant les réponses amplitude-fréquence des filtres, il est possible, en combinant les indications des détecteurs de deux circuits voisins au moins, de définir l'amplitude et la fréquence d'une onde stationnaire. Dans le cas de la parole où, le son fondamental des voyelles étant supérieur à 90 périodes, il n'y a pas plus d'un signal par bande critique, cette analyse représente une excellente approximation.

De manière plus pratique, en supposant que nous disposions d'un canal de transmission dans lequel la répartition spectrale du bruit est uniforme, la perte de netteté est nulle quand chacune des composantes simultanées a une énergie supérieure à celle de sa bande critique.

Nous sommes donc conduits logiquement à compléter la régulation de niveau dans le temps par une régulation de niveau dans le spectre, pour conserver au signal à chaque instant, le maximum de netteté.

Les études effectuées au sonographe [7] [8] montrent que le spectre instantané de la parole est incomplet et que le coefficient d'occupation atteint au maximum les deux tiers, en restant souvent inférieur à cette valeur.

Sachant qu'entre 300 et 3 400 le nombre de « cases » est voisin de 50, ceci permet d'évaluer à 30 environ le nombre maximum de composantes instantanées. Compte tenu de la réserve faite sur la validité des analyses effectuées, les études de répartition énergétique spectrale [6] nous entraînent à une augmentation du niveau de modulation des fréquences aiguës.

En remarquant, que la répartition énergétique reste sensiblement identique quel que soit le pourcentage de temps considéré, une solution approchée et simple consiste à placer un réseau passif de préaccentuation à l'émission et un réseau complémentaire à la réception. La définition exacte d'un tel

(2) Au sujet de la valeur de cette constante de temps, il est intéressant de constater que dans l'étude citée en référence [5] MM. SCHAFER et GALE sont conduits à la fixer aux environs de 200 millisecondes ; sans vouloir conclure formellement — ce qui nécessiterait des expériences complémentaires — nous nous contenterons de remarquer la coïncidence de valeur : la durée de 200 à 250 millisecondes correspondant à la limite au-delà de laquelle la précision de la définition en fréquence de l'oreille et l'intensité sonore n'augmentent plus. Sans vouloir préjuger des résultats qui pourraient être obtenus, il nous semble que c'est dans cette voie que devraient être conduites les recherches en vue de la synthèse du processus analytique des sons complexes par l'oreille en précisant la nature de la « détection » effectuée par l'oreille.

réseau consiste à égaliser la protection de chacun des signaux élémentaires simultanément les plus probables, contre le bruit contenu dans leur propre bande critique.

L'action simultanée du compresseur et de la préaccentuation consiste donc à assurer à chaque instant pour toutes les composantes, une protection identique en moyenne contre le bruit, avec une occupation maximum de la crête disponible dans le canal de transmission.

### 5. — Evaluation du gain obtenu.

On peut dans ces conditions essayer d'évaluer l'ordre de grandeur du gain obtenu par l'emploi simultané d'un compresseur et de la préaccentuation.

Pour faire cette estimation, nous utiliserons la méthode de M. BERANEK ([6] - p. 886).

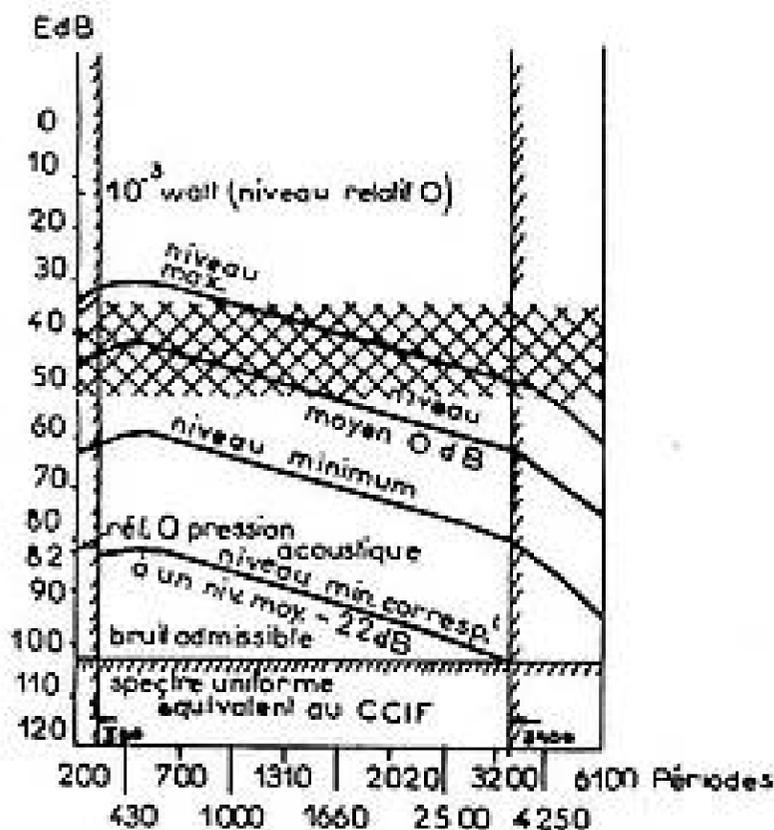


FIG. 3. — Composition énergétique du signal vocal en dB/cycle et du bruit admissible avec et sans compresseur.

Le niveau de référence correspond à l'énergie d'un signal de fréquence pure d'amplitude égale à la crête admissible sur la chaîne de transmission.

En hachures : zone de répartition du signal compressé et égalisé.

Cette méthode consiste à porter sur un graphique, reproduit sur la figure 3, la répartition énergétique du signal et du bruit en fonction de la fréquence. Les énergies sont exprimées en dB par cycle de largeur de bande (dans la méthode originale : pression acoustique au-dessus d'un niveau de référence correspondant à 0,0002 dyne par cm<sup>2</sup>) ; l'échelle des fréquences est déformée de telle sorte que la largeur d'une bande de fréquence sur ce graphique est proportionnelle à la netteté (articulation index) transportée par cette bande.

La répartition énergétique du signal vocal est donnée par l'auteur, pour des opérateurs situés à distance fixe du microphone.

Pour transposer les résultats en téléphonie, nous dirons que cette répartition est valable pour un abonné d'équivalent donné en un point de niveau relatif donné. La correspondance entre la pression acoustique et l'énergie électrique sur la ligne nous sera fournie par le niveau moyen global qui, dans la référence citée, est à + 69 dB et que, dans tout l'exposé qui va suivre, nous prendrons égal à 1 milliwatt dans 600 ohms pour l'abonné à l'équivalent zéro.

Le rapport entre le niveau moyen global et le niveau de crête dépassé pendant 1 % du temps, que nous prendrons comme niveau de crête et de référence pour les calculs, nous est donné par les mesures citées par HOLBROOK et DIXON soit un rapport de 4,5 ou 13 dB ([8] - p. 631) (figure 2 - Distribution de tension instantanée. Extrapolation de la courbe correspondant à  $n = 1$ ).

Le niveau de crête choisi comme référence et ainsi défini correspond au niveau + 82 dB (69 + 13) en pression acoustique.

Nous pouvons maintenant reporter sur la figure les courbes de répartition des niveaux moyens, maximum et minimum. La perte de netteté sera proportionnelle à la portion de surface définie par les courbes extrêmes non transmises ou masquées par le bruit.

Nous considérerons le cas d'un bruit à densité uniforme dans tout le spectre et nous nous limiterons à la transmission des fréquences comprises entre 300 et 3 400 périodes ; en d'autres termes, l'effet de masque sur les sons extérieurs à cette bande de fréquence sera tenu pour négligeable et nous chercherons le niveau de bruit maximum assurant la transmission effective sans effet de masque de toutes composantes comprises entre 300 et 3 400 périodes.

Comme élément de comparaison, les normes C.C.I.F. des circuits internationaux recommandent que la puissance psophométrique produite sur une ligne de 2 500 km ne dépasse pas pendant plus de 1 % du temps une valeur de 7 500 picowatts (3 pW par km) rapportée au point du niveau relatif zéro ; comme un tel circuit doit pouvoir transmettre les crêtes du signal émis par un abonné au point de niveau relatif zéro, soit 13 dB au-dessus, la marge correspondante entre le niveau de crête et le niveau de bruit à spectre uniforme (compte tenu des 3 dB dus au filtre psophométrique) atteint ainsi 67 dB environ.

La courbe du bruit d'un tel circuit se trouve donc au niveau  $-(67 + 35) = -102$  dB au-dessous de la crête (fig. 3), les 35 dB représentant la différence d'énergie du bruit contenu dans deux bandes de 1 cycle et de 3 000 cycles de large. Dans un circuit de transmission le niveau d'entrée du correspondant est variable et dans le cas présent : bruit à  $-102$  dB, bande 300-3 400 périodes, l'intelligibilité n'est pas affectée pour des variations du niveau du correspondant inférieures à 22 dB. (le C.C.I.F. recommande 18,2 dB pour l'équivalent maximum du système émetteur national).

# CHATHAM ELECTRONIC CORPORATION



## Tubes

### ÉLECTRONIQUES

**2050W** — Thyatron renforcé JAN pour usage industriel et services durs en général.

**884** — Thyatron pour circuit de balayage linéaire.

**6AS7G** — Double triode de puissance pour tension régulée. Pas de courant grille. Caractéristiques tenues à  $\pm 10\%$ . Amélioration de la dérive de courant plaque.

**5R4WG** — Redresseuse bi-plaque, renforcée JAN pour services très durs.

**3B28** — Redresseuse mono-plaque au Xénon pour services industriels. Utilisée dans une température ambiante : - 75° à 90° C. 10.000 Volts inverses - Courant moyen 250 mA.

**OD3W** — Régulateur renforcé JAN pour services industriels.

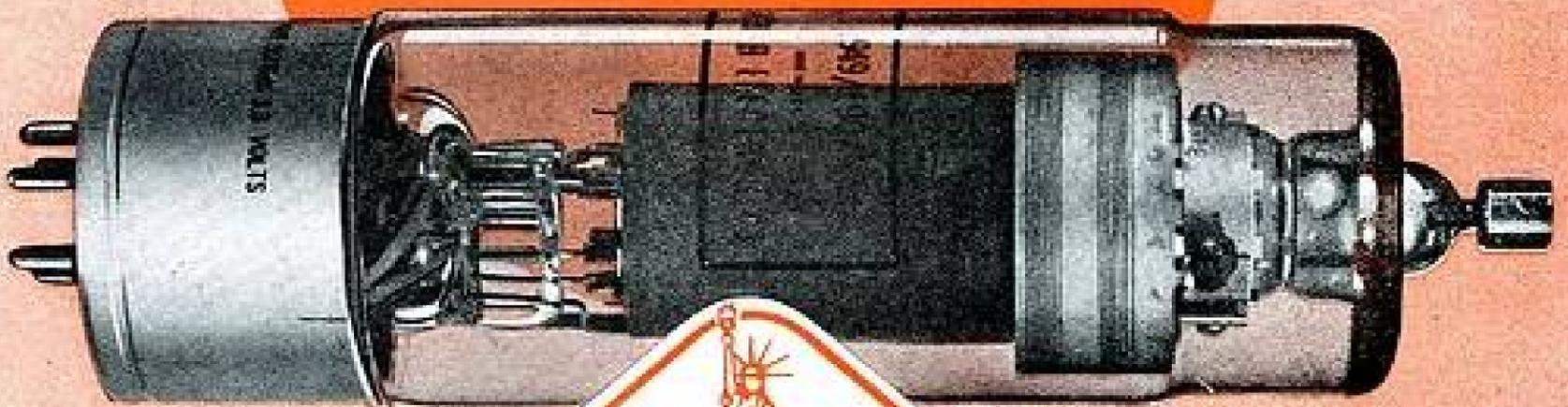
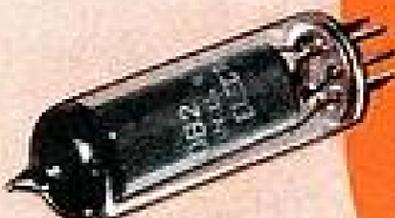
**OB2** — Régulateur miniature. Très robuste, bonne régulation.

**394 A** — Thyatron à vapeur de mercure et d'Argon, pour le fonctionnement en redresseuse à grille contrôlée. Chauffage 2,5 V. - 3,2 A. - Tension inverse 1250 V. Courant moyen anode 640 mA.

**VC1258** — Thyatron miniature à hydrogène. Polarisation nulle pour génération d'impulsion d'une puissance de crête jusqu'à 10 K.W.



**5949/1907** — Thyatron à réservoir d'hydrogène. Polarisation nulle pour génération d'impulsion d'une puissance de crête jusqu'à 6,25 méga-watts.



SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DE  
SOCIÉTÉ ANONYME CAP. 10.000.000 DE FR.

# SILFA

LIAISON FRANCE-AMÉRIQUE

ADR. TÉL. SILFAMERIFA

2, BOULEVARD PEREIRE - PARIS 17<sup>e</sup> - TÉL. : CARNOT 33-67

Agence Publidine-Domenach

Si le bruit vient à augmenter, l'intelligibilité commence à diminuer à cause de la mauvaise transmission des fréquences aiguës pour les abonnés à niveau d'entrée faible.

Dans le cas d'utilisation de compresseur et de préaccentuation, en supposant la préaccentuation parfaite, le signal se présente comme une somme de composantes de répartition énergétique spectrale moyenne constante, mais à structure cannelée. Dans ces conditions, en admettant un rapport d'occupation des deux tiers de la bande, le seuil de netteté correspondrait à un rapport signal à bruit global instantané de  $-2$  dB (énergie du bruit supérieure à celle du signal) soit un niveau de bruit en dB par cycle de  $-33$  dB.

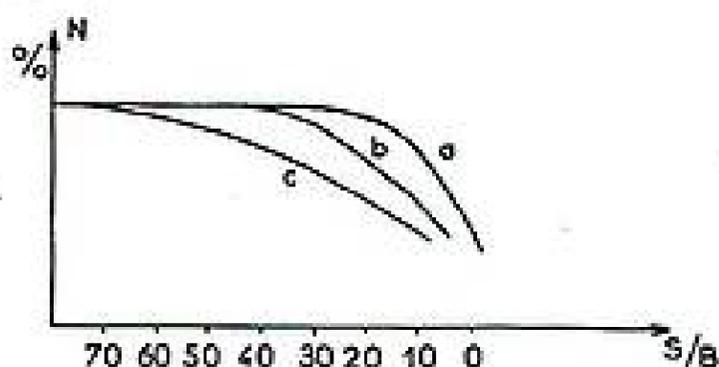


FIG. 4. — Netteté de transmission en fonction du rapport signal crête à bruit.

- a) Signal compressé et égalisé.
- b) Signal compressé et non égalisé.
- c) Signal normal.

Il faut remarquer que dans ces conditions nous ne tenons pas compte, à un instant donné, de l'écart de l'énergie d'une composante utile par rapport à la valeur statistique moyenne qui seule peut définir un réseau passif. De plus, il faut faire intervenir la nécessité de transmettre la crête du signal qui est supérieure à la valeur énergétique moyenne.

En assimilant le signal compressé et égalisé à un bruit, la différence entre le niveau de crête dépassé pendant 1 % du temps et la valeur énergétique moyenne, est de l'ordre de 8 dB, et en admettant que l'on puisse négliger les composantes dont l'énergie instantanée est inférieure de 10 dB au niveau moyen, (ordre de grandeur acceptable si l'on remarque que cette valeur croît quand le nombre des composantes est inférieur à 30) on peut donc situer le niveau minimum en dB par cycle du signal compressé et égalisé, à 18 dB au-dessous du niveau indiqué ci-dessus, soit à  $-51$  dB par rapport au niveau de crête. Cette valeur correspond à un rapport signal crête à bruit global conventionnel de 16 dB.

Le gain de puissance sans perte sur la netteté, atteint ainsi un ordre de grandeur de 50 dB.

En outre, un tel système n'est plus limité par les variations du niveau moyen d'entrée du correspondant. Seul le taux de compression nécessaire est augmenté.

Cette estimation suppose que le fonctionnement du dispositif compresseur-expandeur n'introduit qu'une perte négligeable de netteté et que le signal auxiliaire n'est pas affecté par des contingences de transmission.

## 6. — Conditions d'application.

Après cette étude des possibilités théoriques, il convient d'examiner comment peut être établie la liaison entre le régulateur de niveau d'émission et celui de réception.

Cette liaison doit se faire obligatoirement par un signal auxiliaire qui peut transmettre, soit l'indication de l'affaiblissement complémentaire introduit, soit l'indication du niveau instantané du signal tel qu'il a été défini plus haut.

Ce signal auxiliaire occupera une bande étroite, car la bande passante théoriquement nécessaire est de l'ordre de quelques dizaines de périodes. En pratique, dans les cas où l'on ne veut pas être obligé de compenser le retard de transmission, il est nécessaire d'occuper une bande de quelques centaines de périodes.

Un premier mode d'indication particulièrement simple, déjà connu [2] [10], consiste à mélanger au signal téléphonique une fréquence pure à niveau fixe, extérieure à la bande vocale, et à faire subir les mêmes compressions avec la constante de temps désirée (fig. 5), à l'ensemble des deux signaux. Ce

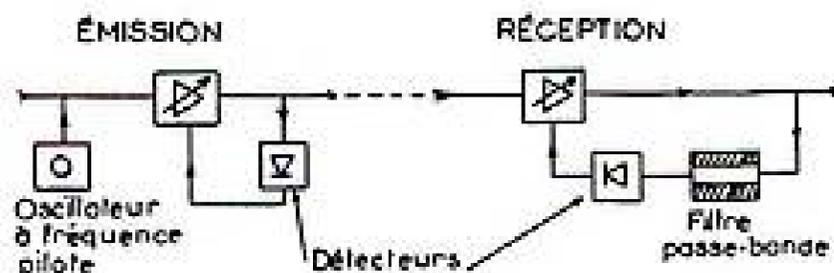


FIG. 5. — Régulation par fréquence pilote. À la réception la fréquence pilote est rétablie à un niveau instantané constant.

dispositif suppose évidemment que les variations d'équivalent affectent également tout le spectre, signal et fréquence pilote.

On peut voir que, dans ce cas, il est impossible d'atteindre la compression théorique maxima. En effet la fréquence pilote occupe à elle seule une partie importante de la crête du signal, et sa variation de niveau est égale au taux de compression. Dans le cas où, avant compression, le signal global instantané atteint sa valeur maximum, la fréquence pilote, à la réception, ne doit pas être noyée dans le bruit sous peine de n'avoir qu'une mauvaise restitution des signaux forts.

Même dans le cas le plus favorable d'une liaison monovoie, où la charge du circuit en l'absence de conversation, présente une importance secondaire et où, par conséquent il est possible de faire occuper au repos la totalité de la crête par la fréquence pilote, le taux de compression admissible pour un rapport signal crête à bruit conventionnel de 16 dB ne peut dépasser, compte tenu de la faible largeur de la bande auxiliaire, 26 dB environ. Cette valeur est nettement insuffisante pour couvrir la plage des niveaux instantanés (\*).

(\*) La plage des niveaux instantanés qui définit le taux de compression exigé est la somme des variations de niveau d'un correspondant mesurées avec une constante de temps de 20 millisecondes, et des variations du niveau moyen d'un correspondant à l'autre, soit dans l'exemple donné au paragraphe précédent environ 40 dB.

Un compromis est donc nécessaire entre le taux de compression et le rapport signal à bruit minimum admissible ; de plus, dans un multiplex, il n'est pas intéressant de tolérer une charge permanente importante pour tous les circuits, due à la présence des fréquences pilotes : il n'est pas possible, dans un circuit au repos que la fréquence pilote occupe la totalité de la crête.

Pour chiffrer le gain ainsi obtenu, une étude plus serrée est nécessaire, en fonction du nombre de canaux, pour tenir compte des coefficients de charge dus aux signaux compressés et aux fréquences pilotes.

Comme corollaire de cette étude, apparaît donc la nécessité de la transmission du signal auxiliaire avec une sécurité accrue et un coefficient de charge réduit.

Une des solutions possibles, vraisemblablement la plus simple dans le cas où les deux signaux doivent être amplifiés par la même chaîne, consiste à transmettre l'indication de niveau par un canal auxiliaire modulé en fréquence. La charge correspondante peut être réduite à une valeur constante et faible ; en effet, il est possible de choisir l'échelle de niveau la plus favorable, compte tenu des caractéristiques de l'audition, soit : linéaire en dB par cycle de déviation. Par suite du peu de sensibilité de l'oreille aux variations de niveau pendant le temps d'intégration, et du peu de finesse de résolution de l'oreille, pour la valeur du niveau instantané d'un signal à niveau variable, précision de l'ordre du dB, la protection obtenue par le fonctionnement correct du limiteur avec une déviation de fréquence réduite est suffisante. La largeur de bande reste de l'ordre de cent à quelques centaines de périodes.

Il est ainsi possible d'obtenir au repos un coefficient de charge très faible et le pourcentage de modulation occupé en permanence par le signal auxiliaire correspond à une réduction du niveau du signal vocal inférieur à quelques dB (fig. 6).

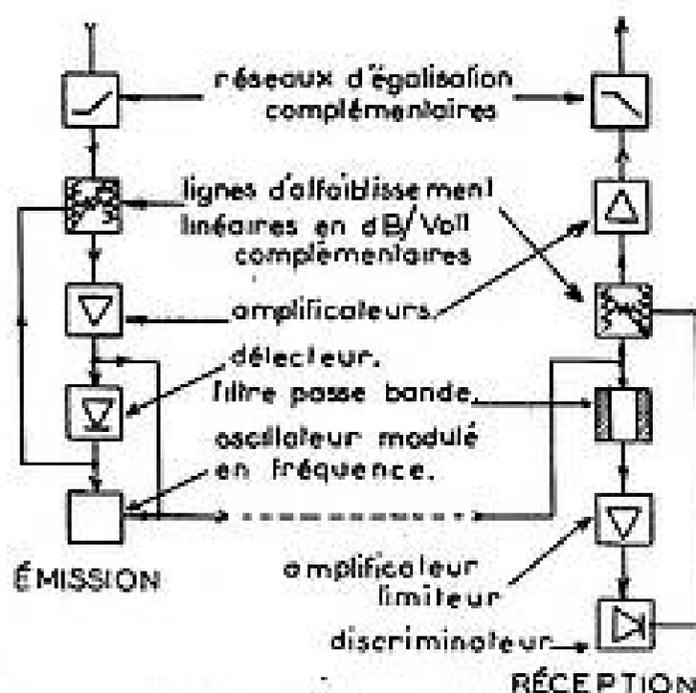


FIG. 6. — Compresseur-expandeur égalisé en fréquence à canal auxiliaire modulé en fréquence.

La figure montre un exemple de réalisation simple où, par l'utilisation de lignes d'affaiblissement linéaires en dB par volt, il est possible d'obtenir simultanément un signal de niveau proportionnel à l'énergie du signal vocal exprimée en dB et une compensation du compresseur et de l'expandeur [11].

#### 7. — Situation du canal auxiliaire dans le spectre.

Compte tenu de l'encombrement actuel du spectre de fréquence, la nécessité d'adjoindre un signal auxiliaire représente une gêne qui pourrait dans certains cas paraître prohibitive. Nous allons examiner comment, malgré cette augmentation de largeur de bande, les systèmes de transmission à canal auxiliaire peuvent présenter un intérêt certain.

a) Il existe dans le spectre du canal de transmission des intervalles non utilisés où le signal auxiliaire peut être facilement intercalé :

— en MDA à double bande, les fréquences voisines de la porteuse peuvent théoriquement être utilisées en remplaçant le modulateur normal par un modulateur équilibré et en réintroduisant une porteuse réduite ; on obtient par la même occasion une multiplication par 4 de la puissance crête émise sur les bandes latérales, la porteuse étant à niveau réduit en présence de modulation. A la réception il est nécessaire d'amplifier séparément la porteuse et les bandes latérales voisines pour commander le régulateur de niveau (fig. 7).

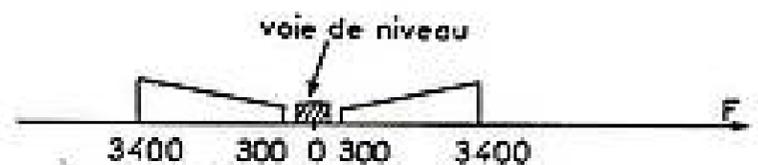


FIG. 7. — Place de la voie de niveau en MDA.

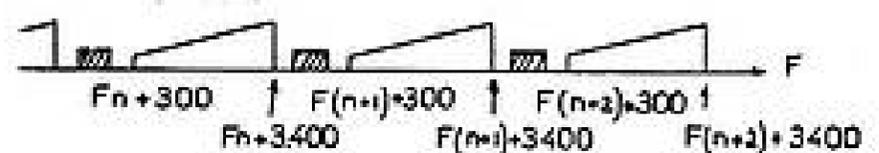


FIG. 8. — Place des voies de niveau en courants porteurs (hachurées).

— en multiplex à courant porteur, les intervalles 0-300 et 3 400-4 000 périodes sont inutilisés afin de faciliter la construction des filtres ; à condition que le niveau du signal auxiliaire soit sensiblement plus faible que celui du signal à transmettre, l'utilisation de la fréquence 0 de chaque voie (ou 4 000 p/s) modulée en amplitude ou en fréquence n'entraîne aucune perturbation ; en effet, une différence de niveau supérieure à 30 dB entre le signal téléphonique et le signal auxiliaire rend ce dernier inaudible (fig. 8).

— en MDE, où le spectre utile est plus large que celui de la MDA, il est possible, au prix d'une légère réduction d'indice, d'utiliser une sous-porteuse de

CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES • CONDENSATEURS AU PAPIER

ÉTANCHES ET  
TROPICALISÉS

S.I.C



5<sup>TE</sup> INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS

95 à 107, Rue de Bellevue, Colombes - Charlebourg 29-22

fréquence comprise à l'intérieur du spectre utile, supérieure à la fréquence la plus haute transmise en BF, le gain obtenu après expansion compensant largement la diminution de qualité due à la réduction d'indice. Dans les liaisons multiplex, l'augmentation de la qualité de transmission autorise une diminution de l'indice et, à qualité égale, l'encombrement de l'éther est finalement réduit.

b) Les avantages obtenus sont tels que l'augmentation de la bande est loin d'être prohibitive.

— en émission BLI de  $\pm 6$  kc/s de largeur de bande, sur ondes décimétriques, on passe assez souvent 3 voies téléphoniques et un faisceau de télégraphie harmonique. Les signaux auxiliaires peuvent être placés dans les voies télégraphiques à raison de 2 voies télégraphiques environ par canal auxiliaire.

En effet, la modulation de fréquence à déviation réduite est très peu sensible au fading sélectif des ondes décimétriques (1) et il semble que l'on puisse par ce moyen résoudre de manière plus simple et plus logique le problème des liaisons au réseau 2 fils pour les circuits à grande distance.

#### 8. — Protection contre les brouilleurs.

Essayons d'analyser dans un tel système de transmission l'influence des brouilleurs quelle qu'en soit l'origine (diaphonie, interférence, etc...) et la forme des perturbations.

Tout d'abord il est évident que l'effet du brouilleur est différent suivant qu'il affecte le signal téléphonique ou le signal auxiliaire.

Dans le premier cas, le brouillage est négligeable dès que le niveau du brouilleur est inférieur de 20 à 30 dB environ à la crête du signal et son effet, tout en permettant encore la compréhension, ne devient gênant, qu'à partir d'une valeur qui pourra atteindre quelques dB seulement au-dessous de cette crête. On sait que, dans ce cas, l'information complémentaire du signal auxiliaire, si elle n'augmente pas l'intelligibilité, donne une protection subjective en affaiblissant le brouilleur en l'absence de signal téléphonique. On peut en effet constater que ce dispositif ne constitue en aucune façon un dispositif de secret et que le signal dépouillé de tout contraste est parfaitement intelligible.

Dans le deuxième cas, la présence d'un brouilleur se traduit par une modulation à très basse fréquence produisant un effet de vibrato qui devient gênant dès que son amplitude atteint une valeur de quelques dB. L'impression produite peut être très désagréable mais, l'essentiel du message restant transmis par le signal téléphonique, la compréhension peut rester bonne. Toutefois, dans le cas où le signal brouilleur affecte le signal auxiliaire au point de supprimer le rétablissement du niveau instantané,

la stabilité du circuit peut ne plus être assurée, en cas de passage en deux fils aux deux extrémités.

On voit, par cet examen sommaire, que la séparation en deux parties de l'information incluse dans le message a pour effet d'augmenter la protection subjective contre les brouilleurs, et par voie de conséquence, de simplifier la réalisation des équipements (filtres, dispositions contre la diaphonie de non linéarité, et contre les inductions).

Il est intéressant de remarquer également que la constante de temps d'intégration de l'oreille est sensiblement égale à l'inverse de la plus basse fréquence audible et que (contrairement au dispositif Compandor, par exemple) il est possible, au moins théoriquement, de compenser parfaitement, par l'emploi de lignes à retard, la différence des temps de transmission du signal vocal et du signal auxiliaire. Un tel système est donc applicable, au prix de certaines complications à un système de transmission de haute qualité (Radiodiffusion, enregistrement, etc...).

Il est à remarquer que le maximum d'efficacité obtenu dans la protection contre le bruit est lié à une prédisposition de la chaîne à la transmission de la parole.

En effet, l'introduction d'un bruit de spectre uniforme à l'entrée de l'expandeur de réception, reproduit, à la sortie un certain nombre de caractéristiques de la parole : spectre à densité décroissant inversement avec la fréquence, modulation par des fréquences comprises entre 0 et quelques dizaines de périodes.

#### 9. — Conclusions.

La présente étude des dispositifs à compresseur-expandeur a permis de montrer que les avantages connus jusqu'à maintenant pouvaient être augmentés dans une très large proportion à condition de compléter d'une manière cohérente les dispositifs actuellement utilisés.

L'évolution de la technique des compresseurs, par l'utilisation des cristaux, semble s'orienter vers une simplification, telle que le nombre des circuits sur lesquels peuvent être envisagés, de manière rentable, les compresseurs-expandeurs, apparaît plus grand chaque jour.

La protection supplémentaire obtenue corrélativement contre le brouillage et la diaphonie permet une simplification des équipements par la diminution de qualité admissible sur les filtrages et sur la linéarité. Dans certains cas, par l'augmentation du rendement en puissance, on peut rendre exploitables des liaisons qui n'auraient pu l'être par une technique classique.

L'utilisation de la fréquence pilote semble être réservée aux liaisons monovoies où sa simplicité relative permet malgré tout un gain substantiel.

En dehors de tout dispositif de codage complexe, l'usage de la préaccentuation et d'un signal auxiliaire modulé en fréquence permet la transmission

(1) Les transmissions radiotélégraphiques de téléphotographie sont faites en modulation de fréquence d'une basse fréquence, comprise dans la bande téléphonique.

d'un signal vocal de contraste élevé avec l'intelligibilité maxima possible en présence de bruit. L'absence de filtrage à bande très étroite permet un temps de transmission compatible avec l'exploitation téléphonique en duplex.

La présence d'un signal auxiliaire par circuit, permet de résoudre, par la même occasion, les problèmes de signalisation et de correction des variations d'équivalent sur la partie quatre fils du circuit, quelle que soit la nature de la chaîne de transmission métallique ou radioélectrique.

Les applications possibles ne sont pas limitées à la téléphonie commerciale, et en reprenant l'étude de manière plus complète et en utilisant des lignes à retard, il semble possible d'améliorer les techniques de transmission et d'enregistrement de haute qualité.

Nous avons voulu montrer que la conception classique de transmission téléphonique entraînait un gaspillage de la marge d'amplitude et que, au moyen d'un dispositif relativement simple, il était possible, dans des conditions de transformation du signal telles que la sensation acoustique finale demeure inchangée, d'améliorer la qualité des transmissions téléphoniques en présence de bruit dans une proportion qui était le privilège de procédés de modulation entraînant une augmentation considérable de la bande passante.

En terminant, l'auteur tient à remercier tous ceux qui ont contribué à des degrés divers à la mise au

point de cette étude et spécialement M. VIGNERON, ingénieur en chef aux Services Radioélectriques, qui, par ses encouragements, a conduit à l'approfondissement de la théorie et M. STROHL, ingénieur des travaux, qui, par une collaboration efficace, a permis de commencer le passage difficile de la théorie à la pratique.

#### BIBLIOGRAPHIE

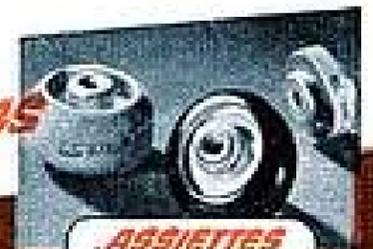
- [1] R.S. CAROTHERS. — « The Type N 1 carrier telephone System ». *B.S.T.J.*, jan. 51.
- [2] JANKE, PRENDEL U. SPEER. — « Dynamik Prozess und Dehner für Fernspreverbindungen ». *FTZ.*, oct. 53.
- [3] Brevet français n° 603 383 (1925).
- [4] D. GABOR. — « Theory of communications » The Analysis of Hearing. *P.I.E.E* part III, nov. 46.
- [5] A. SCHAFER et GALES. — « Auditory Masking of Multiple Tone by Random Noise ». *J. of Acoust. S.*, juil. 49.
- [6] BERANEK. — « The Design of Speech Communication System ». *P.I.R.E.*, sept. 47.
- [7] CALDWELL P. SMITH. — « The Analysis and Automatic Recognition of Speech Sounds ». *Electronic Eng.*, août 1952.
- [8] SEE-HOO CHANG, GEORGE E. PINK, MARTIN W. ESSIGMAN. — « Representations of Speech Sounds and Some of Their Statistical Properties ». *P.I.R.E.* 1951.
- [9] B.D. HOLBROOK and J.T. DIXON. — « Load Rating Theory for Multi-Channels Amplifiers ». *B.S.T.J.* 1939.
- [10] Brevet américain 2 149 727.
- [11] 1<sup>er</sup> additif du brevet français n° 1094338.

# SÉCURITÉ...

# PERFORMANCES...



POUR VOS  
*découplages*



**ASSIETTES  
DECOUPLAGE**  
CAP. 1.000 A 4.000 pF  
INTENS. 10 A 30 AMP.  
A. 10 MHz

## "Emission"

### ★ ASSIETTES CIRCUITS

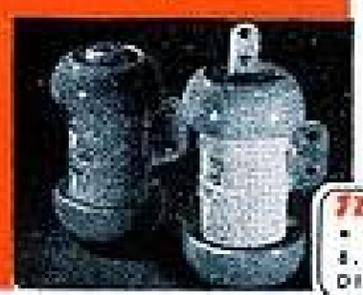
COEFFICIENTS DE TEMPERATURE  
TRÈS FAIBLEMENT NÉGATIFS  
CAPACITÉ : 10 A 500 pF  
• 5 A 25 KVAR  
• 5 A 70 AMPÈRES  
• 5.000 VOLTS-SERVICE  
DIAMÈTRES : 20 A 55 mm.

### ★ TUBULAIRES *petite Emission*

CAPACITÉ : 10 A 400 pF  
• 5 KVAR - 1,5 A



**DISCS** CAP. 200 A 1.200 pF  
INTENSITÉ 15 A 30 AMPÈRES  
A. 15 KVAR



**TUBES** CAP. 1.000 A 2.000 pF  
• 30 KVAR - 30 AMPÈRES  
5.500 VOLTS-SERVICE  
DIM. MAX. 65 x 130 mm.

### LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES L.C.C.

ÉQUIPENT LES MATÉRIELS  
LES PLUS MODERNES DE  
TOUTES PUISSANCES : ÉMET-  
TEURS RADIO-DIFFUSION ET  
TV - ÉMETTEURS DE TRAFIC  
RADIOÉLECTRIQUE - GÉNÉ-  
RATEURS HAUTE FRÉQUENCE  
INDUSTRIELLE - MATÉRIELS  
MILITAIRES - AIR - TERRE -  
MER - ETC...



**T.H.T.**  
POUR FILTRAGE  
TRÈS HAUTE TENSION  
CAP. 100 pF  
20 KVAC SERV  
D - 25 mm. H - 12 mm.

## LE CONDENSATEUR

# LCC

## CÉRAMIQUE L.C.C.

SERVICES COMMERCIAUX : 22, RUE DU GÉNÉRAL FOY, PARIS 8<sup>e</sup> - TEL. LABORDE 38-00  
AEROVOK CORP. • PRECISION CERAMICS INC - U.S.A. • MICROFARAD • MILAN • HUNT • LELAND INST. LTD • LONDRES • DUCONI CONDENSER LTD • AUSTRALIE • FERROPERM • DANEMARK

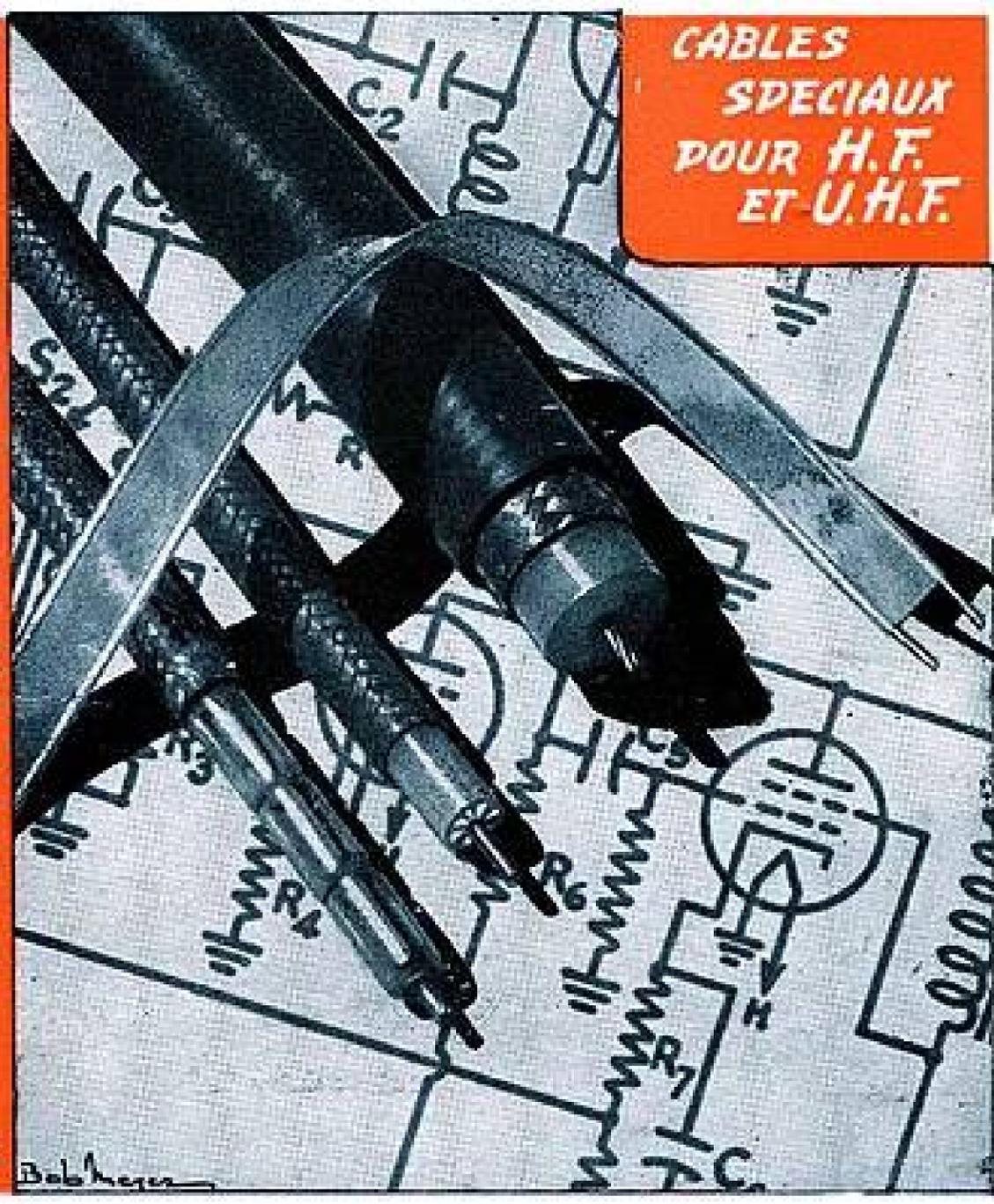


# LES CABLES DE LYON

## MANUFACTURE DE FILS ET CABLES ÉLECTRIQUES DE LA C<sup>ie</sup> GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ

170 Av. JEAN JAURÈS  
LYON

USINES A:  
LYON-BEZONS-CALAIS



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

# AIMANTS PERMANENTS POUR TUBES ÉLECTRONIQUES EN HYPERFRÉQUENCES<sup>(1)</sup>

PAR

M. DE BENNETOT

*Centre de Recherches Techniques  
de la  
Compagnie Générale de T.S.F.*

## I. — Introduction.

Il existe deux applications nettement distinctes des champs magnétiques en hyperfréquences, en ce qui concerne les tubes électroniques.

L'une est relative aux tubes à « champs croisés » où un faisceau d'électrons se déplace perpendiculairement à des champs électrique et magnétique normaux entre eux. Pour cette catégorie de tubes [I, II] — qui comprend le magnétron, le T.P.O.M. tube amplificateur à propagation d'onde du type magnétron, le « Carcinotron M » —, l'emploi d'un champ magnétique est, par principe, indispensable.

L'autre est relative à des tubes où le champ magnétique joue seulement le rôle d'un dispositif de focalisation, c'est-à-dire s'oppose à la divergence des trajectoires électroniques sous l'effet de la charge d'espace et des composantes radiales du champ de haute fréquence. Dans ce cas le champ magnétique est appliqué parallèlement à l'axe du faisceau électronique. Pour cette catégorie de tubes — qui comprend les Klystrons à deux, trois ou quatre cavités, l'amplificateur ordinaire à ondes progressives, le « Carcinotron O » — l'emploi d'un champ magnétique n'est pas indispensable mais parmi les procédés de focalisation qui ont été expérimentés, c'est actuellement le plus utilisé.

Il y a une dizaine d'années, la première application concernait un seul type de tube électronique : le magnétron ; la seconde, certains tubes à modulation de vitesse à plusieurs cavités. En effet, une optique électrostatique convient à la focalisation du faisceau d'un T.M.V. à cavité unique (Klystron Reflex). L'emploi d'un champ magnétique n'est nécessaire que sur les tubes à plusieurs cavités pour guider le faisceau électronique sur une longueur importante.

Le champ magnétique des magnétrons était produit par des aimants permanents, le champ de focalisation des T.M.V., à plusieurs cavités, par

des bobines disposées autour de l'axe du faisceau et alimentées en courant continu.

L'emploi d'aimants dans le cas des T.M.V. se heurte à des difficultés qui découlent des caractéristiques requises pour le champ magnétique : intensité uniforme de l'ordre de 200 à 600 Oersteds, en général, pouvant atteindre 1500 Oersteds dans certains cas, entrefer de grande longueur et de dimension transversale faible. Au contraire, ces caractéristiques conviennent parfaitement à l'emploi d'un solénoïde ou de bobines séparées, alimentées en courant d'intensité stabilisée, du moins lorsqu'il s'agit de l'exploitation des tubes dans un laboratoire.

La mise au point depuis la fin des hostilités des tubes à ondes progressives — amplificateurs et oscillateurs [I, II] — a donné un intérêt essentiel aux procédés de focalisation capables de permettre l'interaction prolongée d'un faisceau électronique rectiligne et d'un champ de haute fréquence guidé par une ligne à retard. Les performances des tubes dépendent directement de l'efficacité du procédé choisi. L'emploi d'un champ magnétique a l'avantage de ne pas compliquer la technologie des tubes et d'être utilisable lorsque les faisceaux ont une forte pénétrance et lorsque la vitesse des électrons varie dans de larges limites (oscillateurs « Carcinotron O »). Pour les applications industrielles la solution rationnelle est la production du champ de focalisation par un aimant permanent.

Lorsque la ligne à retard du tube est très courte, de l'ordre de quatre à cinq centimètres, un aimant en U de forme classique convient ; lorsque la ligne est plus longue l'aimant de forme classique ne convient plus. Son poids est trop élevé, parce qu'il produit un champ dans un volume de dimensions très supérieures à celui de l'espace d'interaction qui constitue la partie utile de l'entrefer.

Une analyse du fonctionnement des aimants montre qu'il existe une forme adaptée au problème posé : la forme « tubulaire » dont la caractéristique fondamentale est que l'aimant entoure plus ou moins complètement la partie utile de l'entrefer.

<sup>(1)</sup> Conférence présentée à Paris le 21 janvier 1955, devant la 5<sup>ème</sup> section de la Société des Radiotechniciens sous la présidence de M. R. WARNECKE.

Le champ produit par un tel aimant n'est pas analogue à celui que l'on obtiendrait en supposant que, seules, les faces terminales de l'aimant portent des masses magnétiques. S'il en était ainsi dès que le rapport de la longueur au diamètre,  $L/D$ , serait de l'ordre de 2 à 4, par exemple, la courbe du champ sur l'axe de l'entrefer présenterait un creux accusé dans la partie médiane (fig. 1).

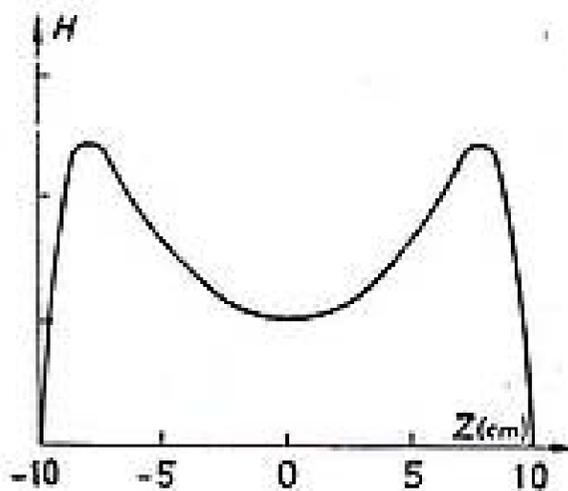


FIG. 1. — Champ produit par les masses superficielles portées par les faces terminales d'un aimant tubulaire.

On observe, en réalité, que suivant la valeur du rapport  $L/D$  et suivant le profil des surfaces latérales de l'aimant, le champ peut être *sensiblement uniforme* ou passer soit par un *maximum* soit par un *minimum* dans la partie médiane de l'entrefer. (fig. 2).

Ce fait est dû à ce que la distribution des masses magnétiques équivalente à l'aimant comprend non seulement des masses portées par les surfaces terminales mais aussi des masses distribuées en volume et, si l'aimant n'est pas cylindrique, des masses portées par les surfaces latérales.

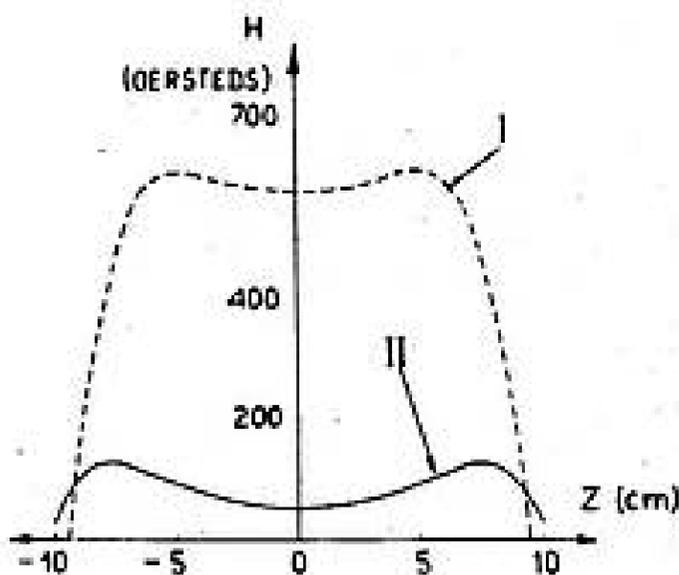


FIG. 3. — Champ magnétique sur l'axe de révolution d'un aimant tubulaire.

I. Relevé expérimental.

II. Courbe calculée en négligeant les masses distribuées en volume.

III. Courbe calculée en tenant compte des masses distribuées en volume.

La figure 3 où l'on a comparé un relevé expérimental du champ sur l'axe d'un aimant tubulaire cylindrique et deux courbes calculées, l'une en supposant négligeables les masses distribuées en volume, l'autre en en tenant compte, indique nettement le rôle essentiel dans un tel aimant des masses non superficielles.

Ainsi grâce à une forme d'aimant, un alliage et des dimensions convenables, le problème de la production d'un champ magnétique de focalisation dans un entrefer de grande longueur et de dimension transversale faible peut recevoir une solution.

Cependant, deux sortes d'inconvénients sont liés à l'emploi des aimants tubulaires :

1) Si on se borne à l'emploi des alliages magnétiques habituels on ne peut pas dépasser des intensités de champ de l'ordre de 600 à 650 Oersteds, l'intensité maximum du champ uniforme étant

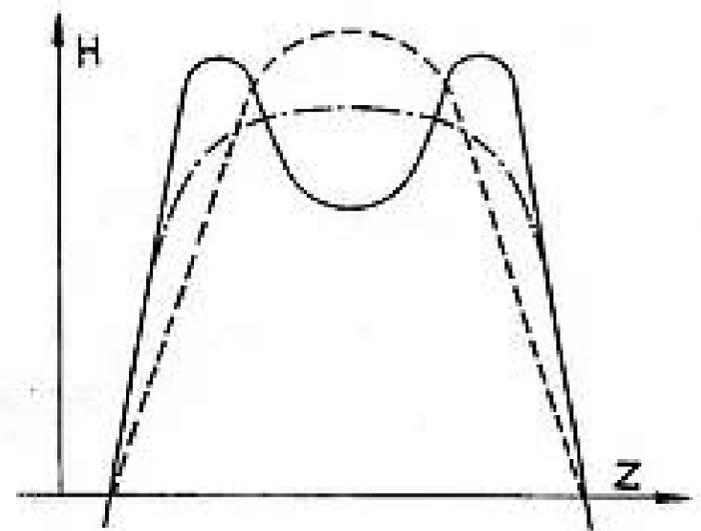
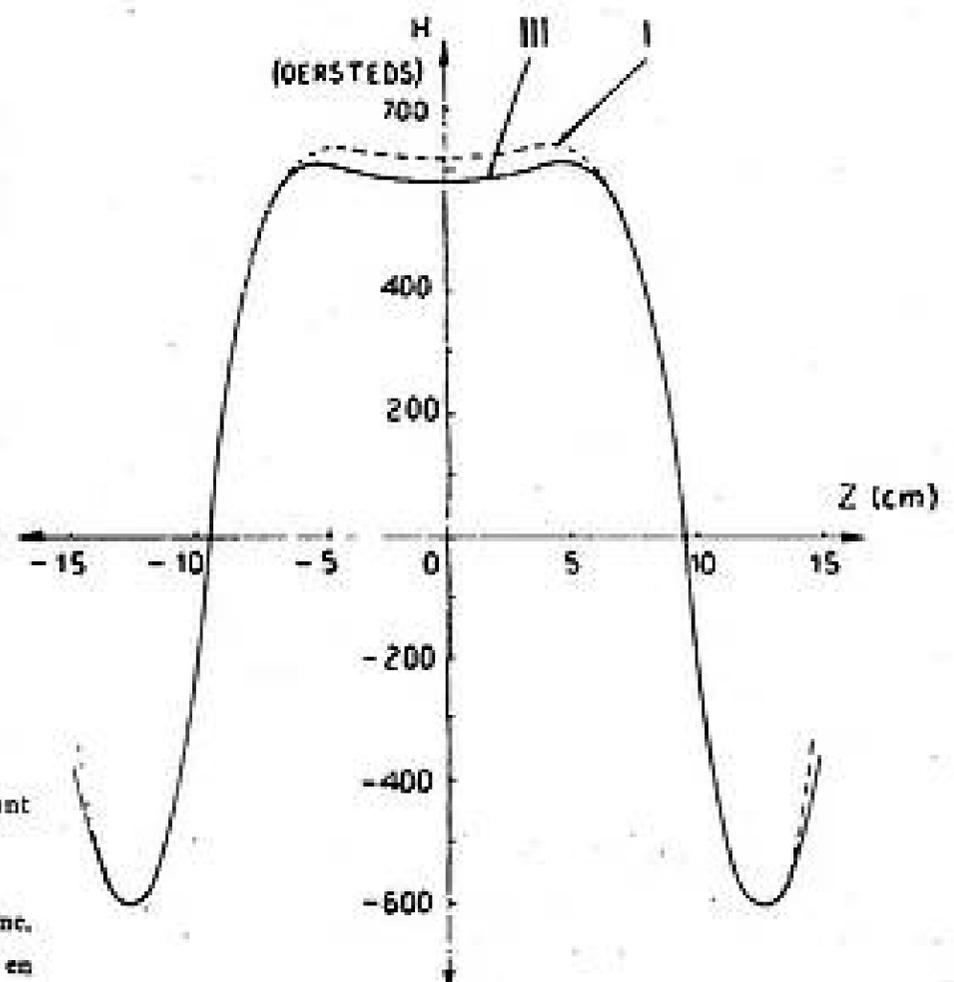


FIG. 2. — Formes possibles de la courbe du champ magnétique sur l'axe d'un aimant tubulaire.



toujours inférieure à la valeur du champ coercitif de l'alliage.

2) Dans le fonctionnement des aimants tubulaires — aimants où les pièces polaires n'existent pas ou n'ont qu'un effet d'importance secondaire — l'homogénéité de l'alliage joue un rôle essentiel alors que ce problème ne se pose pratiquement pas dans les applications ordinaires des aimants permanents.

Ces questions sont analysées rapidement dans cet article ainsi que le fonctionnement théorique des aimants tubulaires dont une étude plus complète a été publiée par ailleurs. [III].

Le poids des aimants nécessaires à la production d'un champ magnétique uniforme de focalisation n'est pas élevé dans de nombreux cas. Les chiffres relatifs à diverses réalisations de tubes électroniques C.S.F. sont précisés au paragraphe IV et comparés aux indications données à ce sujet dans plusieurs articles publiés aux États-Unis.

En ce qui concerne les tubes à « champs croisés » les applications des aimants ont été également développées en raison de la mise au point depuis une dizaine d'années de tubes nouveaux : T.P.O.M. et « Carcinotron M » et de l'importance des fabrications de magnétron.

Les caractéristiques requises pour les champs magnétiques de ces tubes peuvent être obtenues au moyen d'aimants de forme habituelle. On s'est efforcé d'utiliser les possibilités des alliages orientés pour limiter le poids et l'encombrement des aimants. Deux exemples de réalisation concernant un magnétron de grande puissance et un « Carcinotron M » sont exposés au paragraphe IV.

## II. — Problèmes théoriques.

1) La figure 4, représente une courbe  $B = f(H)$ , variation de l'induction en un point d'un alliage magnétique en fonction du champ appliqué en ce point, la mesure étant faite sur un tore.

Pour des dimensions convenables du tore et des spires parcourues par un courant électrique qui entourent le tore, le champ dû au courant électrique peut avoir sensiblement la même valeur en tous les points du tore. Le milieu magnétique ne crée alors aucun champ. L'alliage est soumis à un champ magnétique qui provient uniquement du courant électrique des spires et qui est donc de valeur connue.

Localement, dans un volume élémentaire quelconque du tore, les vecteurs  $\vec{B}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{I}$  sont parallèles. La relation entre vecteurs :

$$\vec{B} = \vec{H} + 4 \pi \vec{I}$$

devient une relation entre scalaires et le quotient de  $B$  par  $H$ , la perméabilité,  $\mu$ , est un nombre.

Il s'ensuit que la courbe  $B = f(H)$  relevée sur un tore n'exprime que la relation de l'induction

et du champ magnétique lorsque les vecteurs  $\vec{H}$  et  $\vec{I}$  et, par suite  $\vec{B}$  sont parallèles. A priori elle ne fournit aucun renseignement sur la valeur de l'induction que prend un volume élémentaire de l'alliage sous l'action d'un champ magnétique non parallèle à l'intensité d'aimantation. Cette remarque est fondamentale notamment pour la discussion de la stabilité des aimants.

Lorsque les aimants ont une forme tubulaire les directions de l'intensité d'aimantation et du champ démagnétisant sont voisines. On peut admettre, en première analyse, la co-linéarité des vecteurs  $\vec{I}$  et  $\vec{H}$ . Dans les aimants en forme d'*U* et d'une façon générale dans les aimants de forme quelconque, on ne connaît pas exactement la direction de l'intensité d'aimantation. On sait seulement qu'elle n'est pas très différente de la direction d'orientation de l'alliage et de la direction du champ magnétique qui a porté l'aimant à saturation. On ne connaît pas non plus la direction du champ démagnétisant.

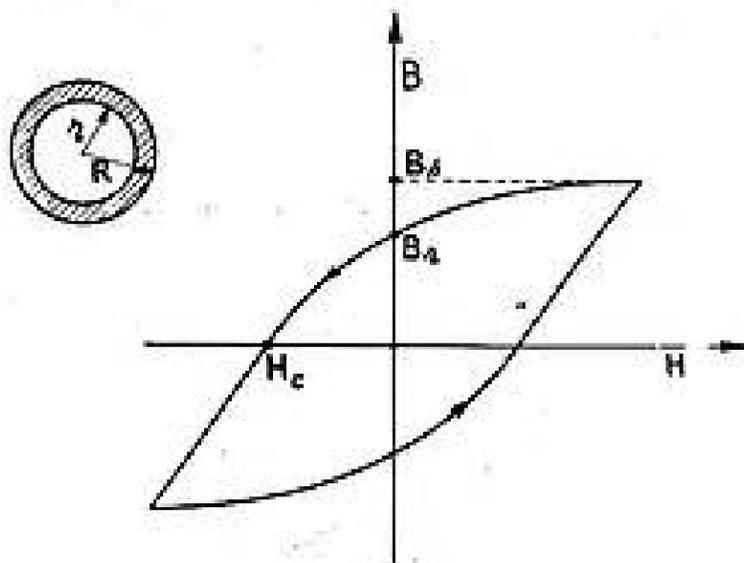


FIG. 4. — Caractéristique de désaimantation d'un alliage magnétique.

En admettant même que soient connues les directions de  $\vec{I}$  et de  $\vec{H}$ , il resterait à savoir de façon précise comment se comporte un alliage soumis à un champ non parallèle à l'intensité d'aimantation. On ne le sait pratiquement pas, c'est pourquoi on utilise comme donnée expérimentale d'un calcul d'aimant la courbe  $B = f(H)$ , relevée sur un tore. Au contraire, dans l'étude de la stabilité de l'aimantation, on doit tenir compte de l'influence des champs magnétiques non parallèles à l'intensité d'aimantation.

La théorie du fonctionnement des aimants repose sur les deux lois fondamentales de la magnétostatique qui peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

1) Le champ magnétique, à l'intérieur et à l'extérieur du milieu magnétique, dérive d'un potentiel scalaire.

La circulation du champ magnétique le long d'un circuit fermé est nulle.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0$$

2) Le flux d'induction est conservatif

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

Si l'on applique ces deux relations au cas d'un aimant torique terminé par deux pièces polaires (fig. 5), où l'on désigne par  $S$  la section et  $L$  la longueur de l'aimant, par  $s$  la section et  $l$  la longueur de l'entrefer,  $H$  le champ démagnétisant dans l'aimant,  $h$  le champ produit dans l'entrefer — on a, d'après la première loi, le long d'un circuit fermé, en négligeant la contribution du champ dans les pièces polaires à la circulation de  $\vec{H}$ ,

$$\text{Valeur moyenne } H \times L = \text{Valeur moyenne } h \times l.$$

La seconde loi ne conduit à une formule simple que si l'on suppose que le flux d'induction est « canalisé » par le milieu magnétique et ne se disperse pas dans l'entrefer : on a alors :

$$BS = hs$$

et par suite, puisque  $H$  est constant lorsque  $B$  est constant,

$$H.L = h.l$$

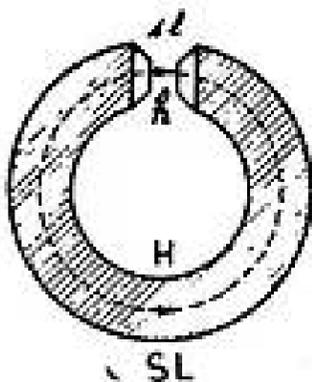


FIG. 5. — Aimant torique.

De ces deux relations on tire l'expression :

$$\frac{V}{\nu} = \frac{h^2}{BH}$$

qui indique que pour produire un champ d'intensité  $h$  dans un volume  $\nu$ , le volume de l'aimant est minimum lorsque le produit  $(BH)$  est maximum.

Le circuit magnétique que l'on vient de décrire est un circuit « idéal ». On l'a doté de propriétés telles que son calcul est immédiat. Son inconvénient est de ne pas ressembler beaucoup à un circuit réel. On a supposé que le flux d'induction était contenu

dans le milieu magnétique en l'assimilant à une intensité de courant électrique qui circule dans un milieu de faible résistance entouré d'un isolant parfait. (Fig. 6). On voit même que l'on a supposé

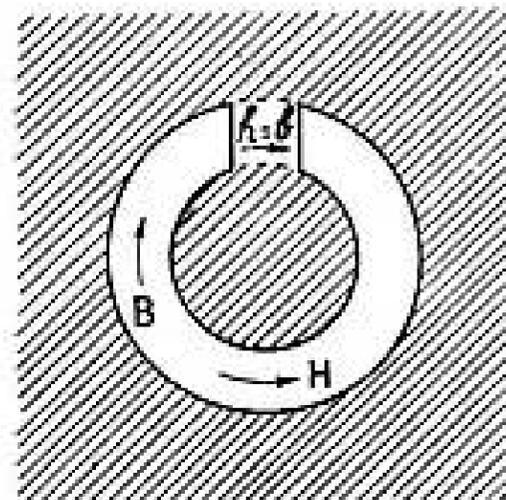


FIG. 6. — Schéma d'un circuit magnétique « idéal ».

Partie blanche : milieu conducteur.  
Partie hachurée : milieu isolant.

l'entrefer conducteur dans sa partie utile et isolant ailleurs.

En pratique l'expérience indique que la propriété qui caractérise le flux d'induction produit par un aimant est plutôt sa *dispersion*.

Une expérience élémentaire comme celle du spectre de limaille met clairement en évidence cette propriété. Partout autour de l'aimant on trouve un champ magnétique et par suite un flux d'induction. Celui-ci « fuit » par les surfaces latérales et terminales d'un aimant — A l'heure actuelle on n'a pas trouvé de méthode simple pour tenir compte, dans des conditions de validité acceptables, de ces « fuites ». Or le flux mesuré dans le plan médian d'un aimant tel que celui de la Fig. 6 peut valoir en ordre de grandeur, le double par exemple, du flux mesuré au niveau des pièces polaires. Les « fuites » des surfaces non terminales sont considérables. Ceci explique que plus souvent on ne calcule pas un aimant au sens exact du terme mais qu'on en détermine les dimensions de façon plus ou moins empirique.

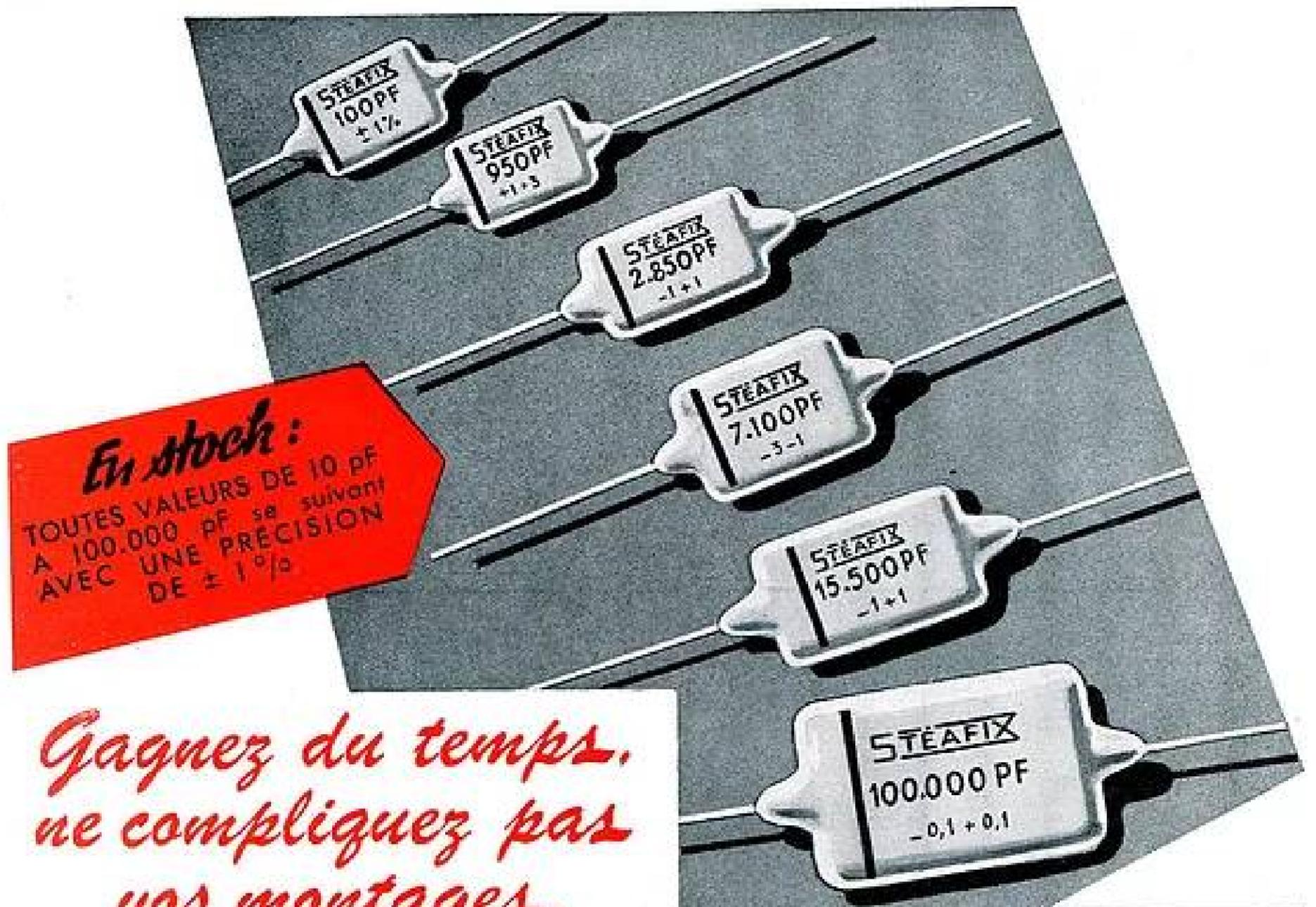
A défaut de la méthode du circuit magnétique qui, surtout sous une forme trop sommaire, ne rend pas bien compte des phénomènes et entraîne même à de véritables contre-sens, on peut utiliser pour interpréter le fonctionnement des aimants la méthode d'analyse de la physique théorique, celle des masses magnétiques « fictives ».

A l'image du circuit électrique on substitue un modèle électrostatique. Chaque masse magnétique produit un champ isotrope dont l'intensité varie en  $1/d^2$ .

L'aimant étant équivalent à une distribution de ces masses, on comprend déjà au moins par cette méthode pourquoi on trouve un champ magnétique tout autour de l'aimant et pourquoi la notion d'isolant magnétique n'a guère de sens.

Dans l'article cité des Annales de Radioélectricité [III], on a analysé de cette manière, qualitativement, le fonctionnement d'un aimant tubulaire.

# CONDENSATEURS POUR FILTRES



**En stock :**  
TOUTES VALEURS DE 10 pF  
A 100.000 pF se suivent  
AVEC UNE PRÉCISION  
DE  $\pm 1\%$

*Gagnez du temps,  
ne compliquez pas  
vos montages.*

UTILISEZ TOUT DE SUITE POUR VOS FILTRES LES CONDENSATEURS AU MICA ARGENTÉ T. 1.500 A LA VALEUR PRÉCISE DONT VOUS AVEZ BESOIN

### LISTE DES VALEURS

100 - 105 - 110 - 115 - 120 - 125 - 130 - 140 - 150 - 155  
160 - 170 - 180 - 190 - 200 - 210 - 220 - 230 - 240 - 255  
270 - 285 - 300 - 315 - 330 - 345 - 360 - 375 - 390 - 410  
430 - 450 - 470 - 490 - 510 - 530 - 560 - 590 - 620 - 650  
680 - 710 - 750 - 780 - 820 - 850 - 910 - 950 - 1.000 pF

et les multiples de 10 et 100  
aux tolérances suivantes :

- 3% - 1% - 1% + 1% - + 1% + 3%

Quelle que soit la valeur précise de la capacité nécessitée par un filtre vous la trouverez dans cette liste

**ET DANS NOTRE STOCK**

RENSEIGNEMENTS ET CATALOGUE SUR DEMANDE

## STÉAFIX

17, rue Francœur - PARIS 18<sup>e</sup>  
Tél.: MON. 02-93 et 61-19



PUBL. ROPY

Le calcul numérique fait par la suite dans le même article, en accord avec les valeurs expérimentales, montrait que le schéma qualitatif était correct.

On part de la proposition suivante « Le champ magnétique d'un aimant s'identifie tant à l'extérieur qu'à l'intérieur du milieu magnétique avec le champ des masses magnétiques dont les densités en volume et en surface sont respectivement

$$\rho = - \operatorname{div} \vec{I}$$

$$\sigma = \vec{n} \cdot \vec{I}$$

où  $\vec{I}$  est l'intensité d'aimantation et  $\vec{n}$  le vecteur unitaire porté par la normale extérieure à la surface de l'aimant ».

La densité superficielle des masses « fictives » est donnée par la projection de l'intensité d'aimantation sur la normale extérieure à la surface de l'aimant, la densité en volume des masses « fictives » en chaque point par la divergence, changée de signe, de l'intensité d'aimantation en ce point.

Ces masses magnétiques n'ont aucune existence réelle. Elles représentent simplement des intermédiaires de calcul. Leur avantage est de transformer les problèmes de magnétisme en des problèmes d'électrostatique. En employant cette distribution équivalente de masses et une méthode d'approximations successives, on peut déterminer numériquement, au moins dans certains cas et avec une bonne approximation, le champ créé par un aimant [III].

2) *Interprétation du fonctionnement d'un aimant tubulaire.*

Analytiquement, on démontre (1) grâce à la

fiction des masses magnétiques que le champ déaimantant est constant dans tout le volume d'un ellipsoïde de révolution aimanté suivant un de ses axes.

La figure 7, indique la répartition des masses magnétiques « fictives » d'un ellipsoïde — Il n'y a

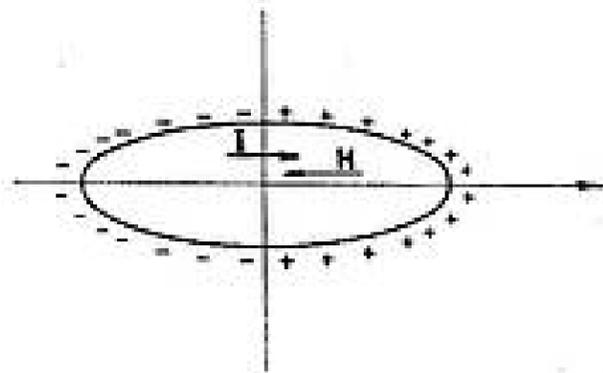


FIG. 7. — Ellipsoïde de révolution aimanté suivant son grand axe. Distribution des masses magnétiques.

pas de masses en volume. Toutes les masses sont superficielles. Comme  $H$  est constant dans l'aimant la perméabilité  $\mu$  qui est le quotient de  $B$  par  $H$  est constante et ne dépend que du rapport des longueurs des axes.

On peut ainsi pour se représenter les dimensions des aimants dont les points de fonctionnement se placent dans les différentes parties d'une courbe  $B = f(H)$ , utiliser, comme échantillon, un ellipsoïde. — C'est ce qui est fait sur la figure 8, où on a tracé les courbes des 3 alliages Ticonal. Les ellipsoïdes ont un grand axe de longueur constante — On voit

(1) MAXWELL J. C. « Electricity and Magnetism » (The Clarendon Press, Oxford 1904). Third Edition. Vol. 2, p. 66-70.

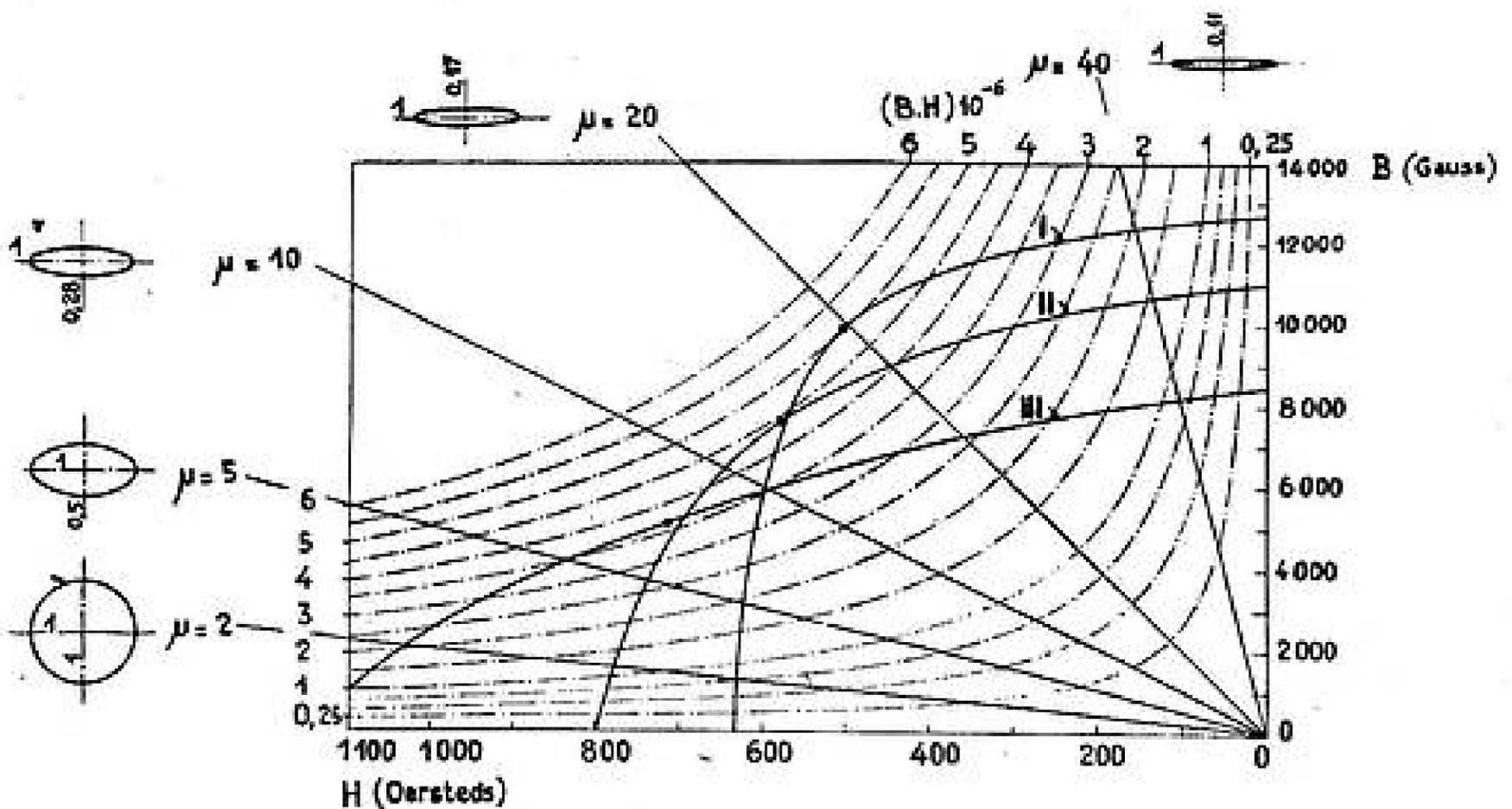


FIG. 8. — Courbes de désaimantation d'alliages magnétiques.

I — Ticonal 600    II — Ticonal 800    III — Ticonal "K"

que lorsque la longueur du petit axe croît, le champ démagnétisant dans l'aimant croît, et le point de fonctionnement de l'alliage se déplace vers la gauche sur la courbe de désaimantation.

On a tracé également les courbes correspondant à des valeurs constantes du produit  $(B.H)$  qui sont des hyperboles.

La figure 9 est relative à des courbes de désaimantation d'alliages à grand champ coercitif. On a

coercitif de l'alliage. Pour que le poids de l'aimant reste dans des limites raisonnables, il faut que l'induction qui correspond aux points de fonctionnement de l'alliage ne soit pas trop faible; c'est pour cette raison que l'on ne peut guère utiliser les ferrites.

Supposons que dans un ellipsoïde où le champ démagnétisant est constant en volume, on perce un canal, de faible diamètre parallèle au grand axe (Fig. 10), la distribution des masses magnétiques

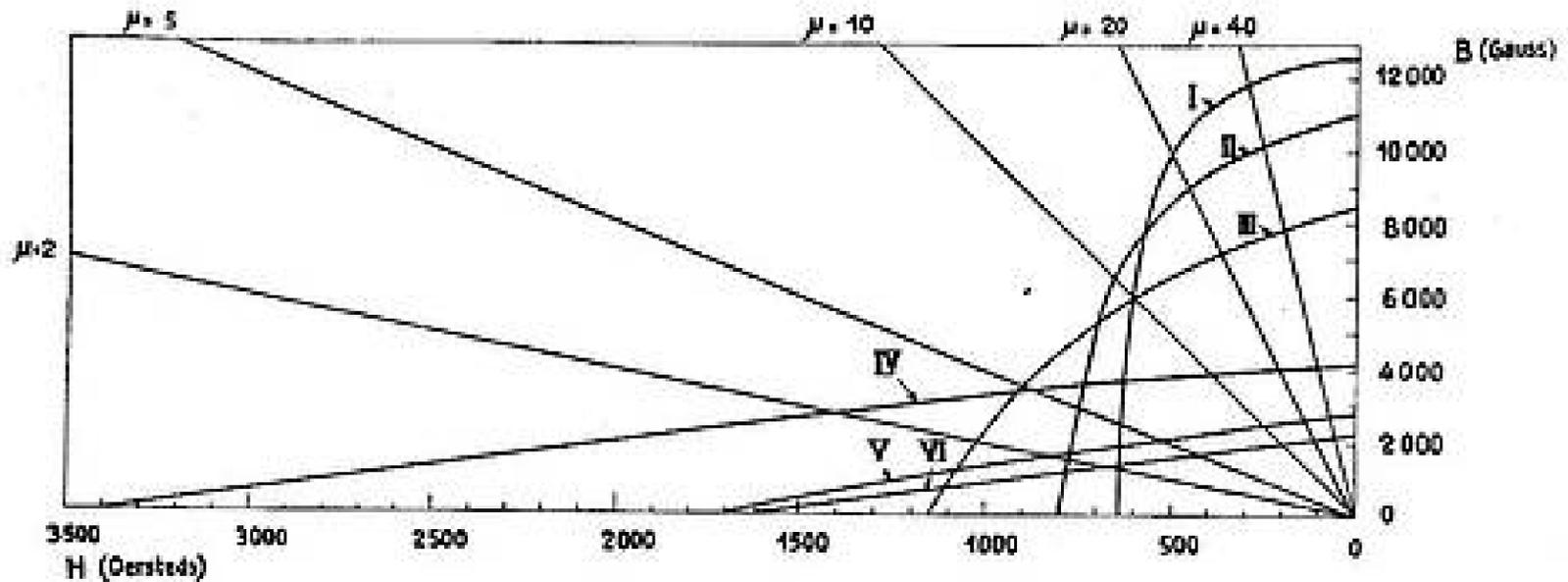


FIG. 9. — Courbes de désaimantation d'alliages magnétiques.

I. — Ticonal 600	II. — Ticonal 800	III. — Ticonal "K"
IV. — Alliage Mn, Bi	V. — Ferrite de Fe	VI. — Ferrite de Ba

tracé les courbes de deux ferrites durs et d'un alliage manganèse-bismuth. Les ferrites durs sont connus depuis 1933 grâce aux travaux de physiciens japonais (1), mais c'est seulement depuis quelques années que leur étude a été approfondie et que des alliages commerciaux ont été mis au point, notamment par les laboratoires Philips. Les propriétés des ferrites durs peuvent se résumer très rapidement comme suit :

Structure céramique, champ coercitif très élevé, stabilité très forte aux champs démagnétisants, isolant électrique, prix peu élevé. En revanche, induction très faible et produit  $(B.H.)$  maximum de l'ordre de 0,8 à 1.10<sup>6</sup>.

L'alliage manganèse-bismuth n'est pas actuellement un alliage commercial. La courbe qui est tracée (Fig. 9) est celle du composé « Bismanol » étudié aux États-Unis (2). Les caractéristiques magnétiques sont remarquables. C'est Ch. GUILLAUD (3) qui a montré, il y a plus de dix ans maintenant, qu'une poudre de Mn-Bi, peut avoir un champ coercitif considérable lorsque ses grains ont une dimension de l'ordre de 3 à 10 microns, suffisamment petite que pour chaque grain se comporte comme un domaine de Weiss presque isolé.

Lorsque l'on utilise un aimant tubulaire, l'intensité maximum du champ de focalisation que l'on peut produire est directement liée à la valeur du champ

ne sera pas modifiée profondément on aura seulement provoqué une perturbation; puisque  $\vec{H}$  est constant à l'intérieur de l'ellipsoïde, les équipotentielles sont des plans parallèles (ils sont tracés en

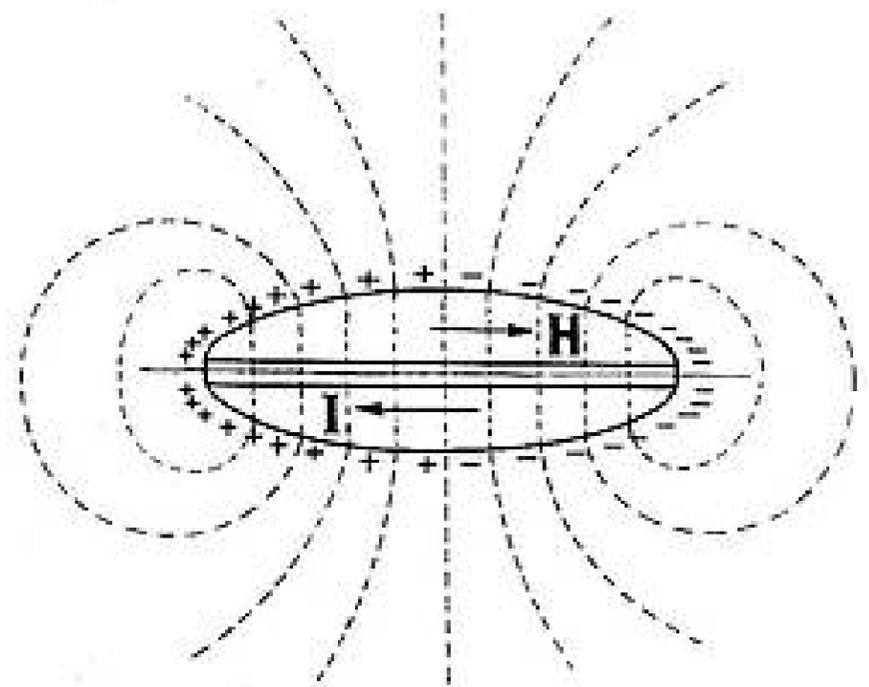


FIG. 10. — Ellipsoïde de révolution percé suivant son grand axe.

pointillés). — Le champ magnétique dans le canal va avoir la même intensité que le champ dans l'aimant, il sera donc constant sur la plus grande longueur du canal. — On a ainsi un premier exemple d'aimant produisant un champ magnétique dans un volume de grande longueur et de dimension transversale faible.

(1) KATO and TAKEL. J. Inst. Elect. Engrs. Japan. 53, p. 408 (1933)

(2) E. ADAMS, W. H. HUBBARD, and A. M. SYKES. « A new Permanent Magnet from Powdered Manganese Bismuthide ». J. of Appl. Phys. Vol. 23, n° 11, nov. 1952, p. 1207.

(3) Ch. GUILLAUD. Thèse Université de Strasbourg 1943.



\* TUBES CATHODIQUES

17 BP 4 B • 21 EP 4 B • 21 TP  
4 B • 21 AM 4 A • 27 GP 4

\* TUBES RADIO

12 AT 7 • 6 CD 6 • 6 CB 6 • 6 J 6

\* CRISTAUX

IN 34 • IN 60 • IN 54 • IN 82

\* TRANSISTORS

2 N 32 • 2 N 34 • 2 N 35 •  
2 N 68

**SYLVANIA**

CONCESSIONNAIRE



**ÉLECTRIC**

FRANCE ET U. F.

**RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE • 29, RUE D'ARTOIS • PARIS • TÉL. BAL. 42-35 et 36**

Le long de l'axe de révolution, le sens de ce champ s'inverse (Fig. 11). En effet, les masses proches ayant une action prépondérante, le champ sera dirigé vers la droite à l'intérieur de l'aimant, vers la gauche à l'extérieur. Ceci est d'ailleurs nécessaire puisque le champ dérive d'un potentiel scalaire :

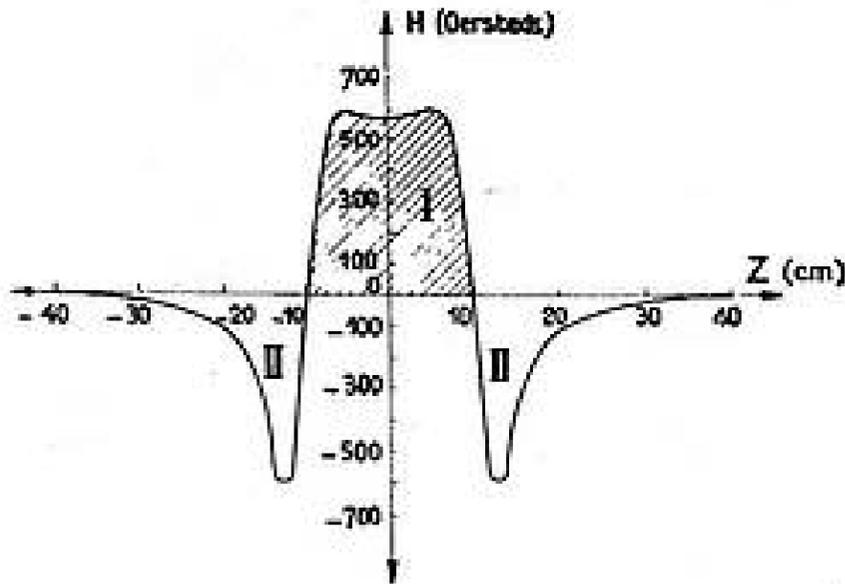


FIG. 11. — Courbe du champ magnétique sur l'axe de révolution d'un aimant tubulaire.

Comme le champ magnétique dérive d'un potentiel scalaire  $\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0$ , les aires I et II doivent être égales.

la circulation  $\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$  le long de l'axe d'un infini à l'autre doit être nulle.

Si l'on analyse les raisons pour lesquelles on obtient un champ constant avec un ellipsoïde alors que l'on obtient une courbe de champ présentant un creux accusé avec un aimant en forme d'U, on constate que ceci tient à ce que dans un cas les masses magnétiques sont situées aux extrémités de l'entrefer, tandis que dans l'autre il existe des masses proches du plan médian de l'entrefer.

Dans le cas de l'ellipsoïde ce sont des masses superficielles.

Si nous prenons un aimant tubulaire cylindrique tel que celui de la figure 12, les masses proches du

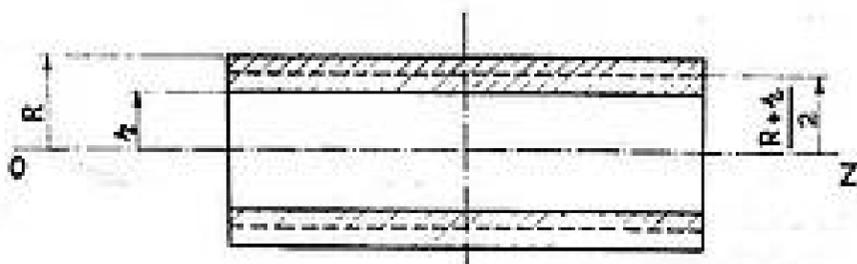


FIG. 12. — Aimant tubulaire cylindrique.

plan médian sont des masses distribuées en volume, leur signe est le même que celui des masses superficielles situées du même côté du plan médian. Ces masses distribuées en volume jouent un rôle analogue à celui des masses superficielles de l'ellipsoïde qui sont éloignées des extrémités de l'aimant. C'est leur contribution qui permet au champ d'être sensiblement uniforme ou même maximum dans la région du plan médian sur l'axe de symétrie de l'aimant. La figure 13 indique schématiquement la distribution des masses magnétiques équivalente à un aimant tubulaire cylindrique.

Il n'est pas nécessaire que l'aimant tubulaire soit constitué d'un bloc unique en matériau magnétique. Si, par exemple, on imagine que l'on partage un aimant tubulaire en plusieurs parties, longitudinalement, parallèlement à la direction de l'intensité d'aimantation, et que l'on aimante ensuite ensemble les éléments qui reconstituent l'aimant initial, on obtient dans l'entrefer le même champ que précédemment. Le partage de l'aimant, parallèlement à la direction de l'intensité d'aimantation ne provoque pas de modification de la distribution des masses magnétiques. Au contraire, si l'on aimante ensemble des éléments qui proviennent d'un partage de l'aimant perpendiculairement à l'intensité d'aimantation, on retrouve seulement la forme générale de la courbe du champ produit par l'aimant unique. Les masses, de signe opposé et de différence non nulle, portées par les faces en contact, provoquent des distortions importantes de la courbe du champ. La reconstitution de l'aimant est imparfaite à l'échelle des domaines magnétiques.

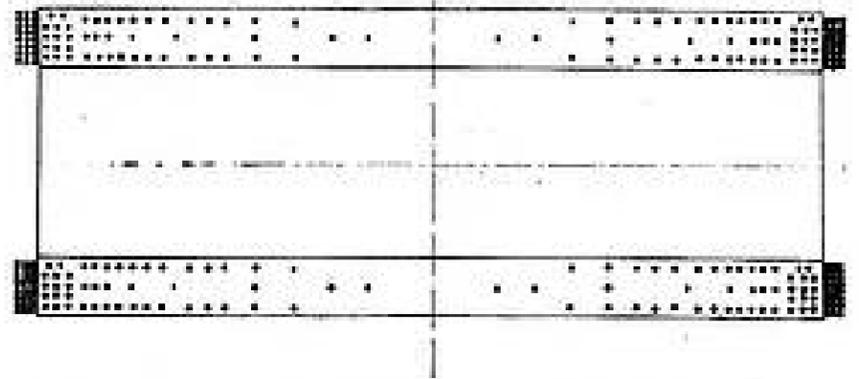


FIG. 13. — Représentation schématique de la distribution des masses magnétiques équivalente à un aimant tubulaire.

En assemblant des aimants parallélépipédiques (fig. 14), on obtient un aimant tubulaire à section carrée qui produit un champ de même forme qu'un aimant à section circulaire. La fabrication de barreaux homogènes a l'avantage d'être nettement plus facile à réaliser que celle d'un aimant unique.

Si l'on place aux extrémités d'un aimant tubulaire deux pièces polaires ayant la forme de cou-

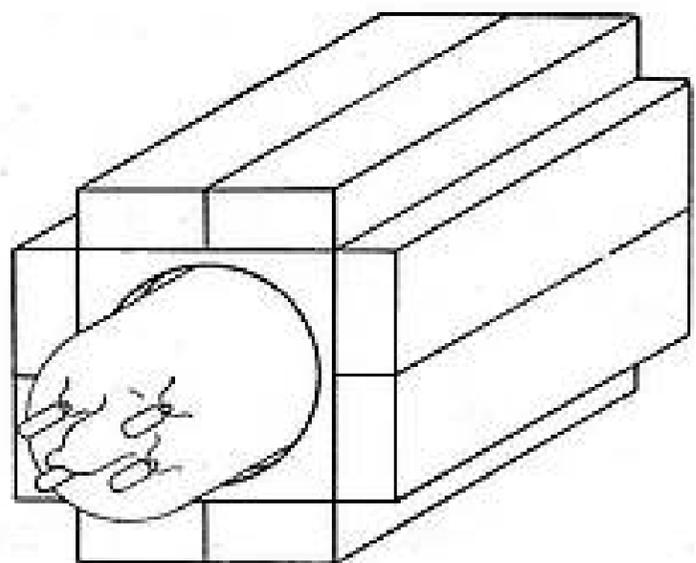


FIG. 14. — Aimant tubulaire constitué par des barreaux parallélépipédiques assemblés.

ronnes, on ajoute au champ de l'aimant un champ à décroissance rapide. La figure 15 montre un exemple d'effet des pièces polaires. Comme il s'agit d'un aimant long, le champ n'est pratiquement pas modifié au voisinage du plan médian. Au contraire, aux extrémités de l'aimant le gradient est plus élevé.

En combinant l'action des masses magnétiques distribuées en volume et l'action des masses superficielles, on peut imaginer une forme d'aimant qui permet d'obtenir une valeur plus grande du rapport

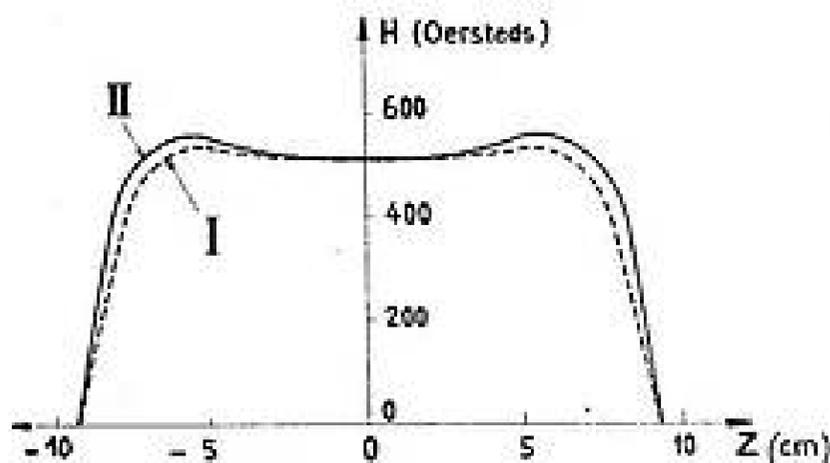


FIG. 15. — Courbe du champ magnétique sur l'axe de révolution d'un aimant tubulaire.

- I. Aimant sans pièces polaires.
- II. Aimant avec pièces polaires.

$L/D$  (longueur de l'entrefer, diamètre intérieur) qu'un aimant tubulaire cylindrique.

Une forme possible est celle qui est revendiquée dans un brevet français déposé au nom de C.S.F. (fig. 16) [IV]. On voit que l'aimant est caractérisé par un entrefer *non cylindrique* dont la section est

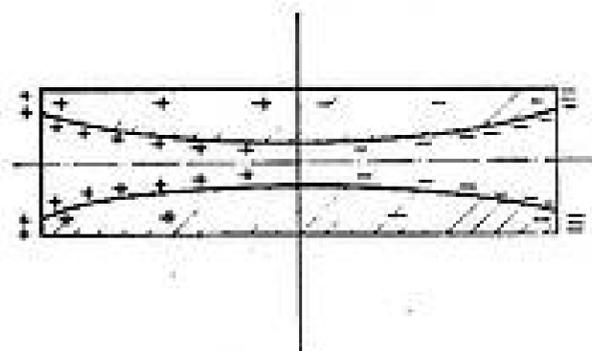


FIG. 16. — Aimant tubulaire à entrefer non cylindrique suivant le brevet français n° 670-349.

minimum dans le plan médian de l'aimant et maximum à ses extrémités. On obtient des valeurs de  $L/D$  de l'ordre de 10. Cette forme d'aimant convient en particulier lorsque les tubes électroniques ont des extrémités de section plus larges que leur partie centrale.

L'équivalence d'une distribution de masses « fictives » et d'un milieu magnétique vaut également dans le domaine des matériaux magnétiques doux. Ainsi dans le cas d'un électro-aimant (fig. 17) le champ dans l'entrefer est la somme du champ dû au courant électrique des bobines — champ que l'on mesure en l'absence du fer de l'électro-aimant — et du champ créé par les masses « fictives » qui apparaissent dans le fer sous l'influence du courant

électrique. Ceci montre, par exemple, l'avantage qu'il y a à disposer les bobines de façon à ce que leur champ propre contribue au champ utile dans l'entrefer.

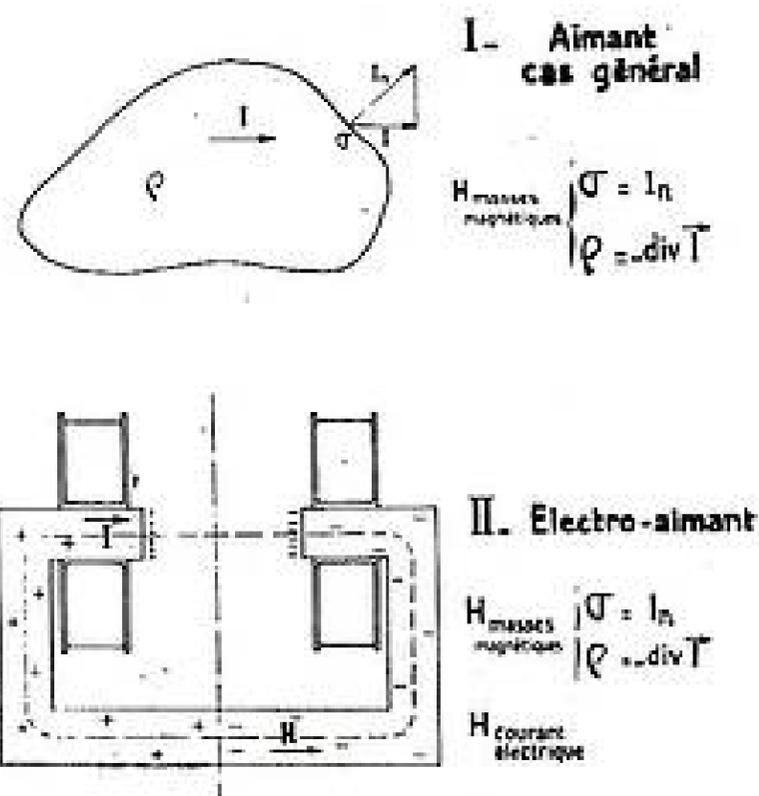


FIG. 17. — Equivalence entre une distribution de masses magnétiques et un aimant permanent ou un électro-aimant.

### III. — Problèmes pratiques.

#### 1) CONDITIONS DE FABRICATION — HÉTÉROGÉNÉITÉS.

Les aimants réalisés en Ticonal sont des aimants moulés. Au cours du traitement thermique l'alliage est « orienté », c'est-à-dire refroidi dans un champ magnétique dont l'intensité est d'au moins 1 000 Oersteds et dont on a choisi la direction qui devient une direction d'aimantation privilégiée.

La direction d'orientation peut ne pas être rectiligne mais il faut s'efforcer de lui donner une forme assez simple pour éviter des difficultés sérieuses de réalisation. Une forme en arc de cercle, par exemple, convient.

Les rectifications de cote des aimants se font à la meule. On choisit comme faces de contact des aimants et des pièces polaires des faces planes suffisamment dégagées pour que l'on puisse les reprendre à la meule sur l'aimant moulé.

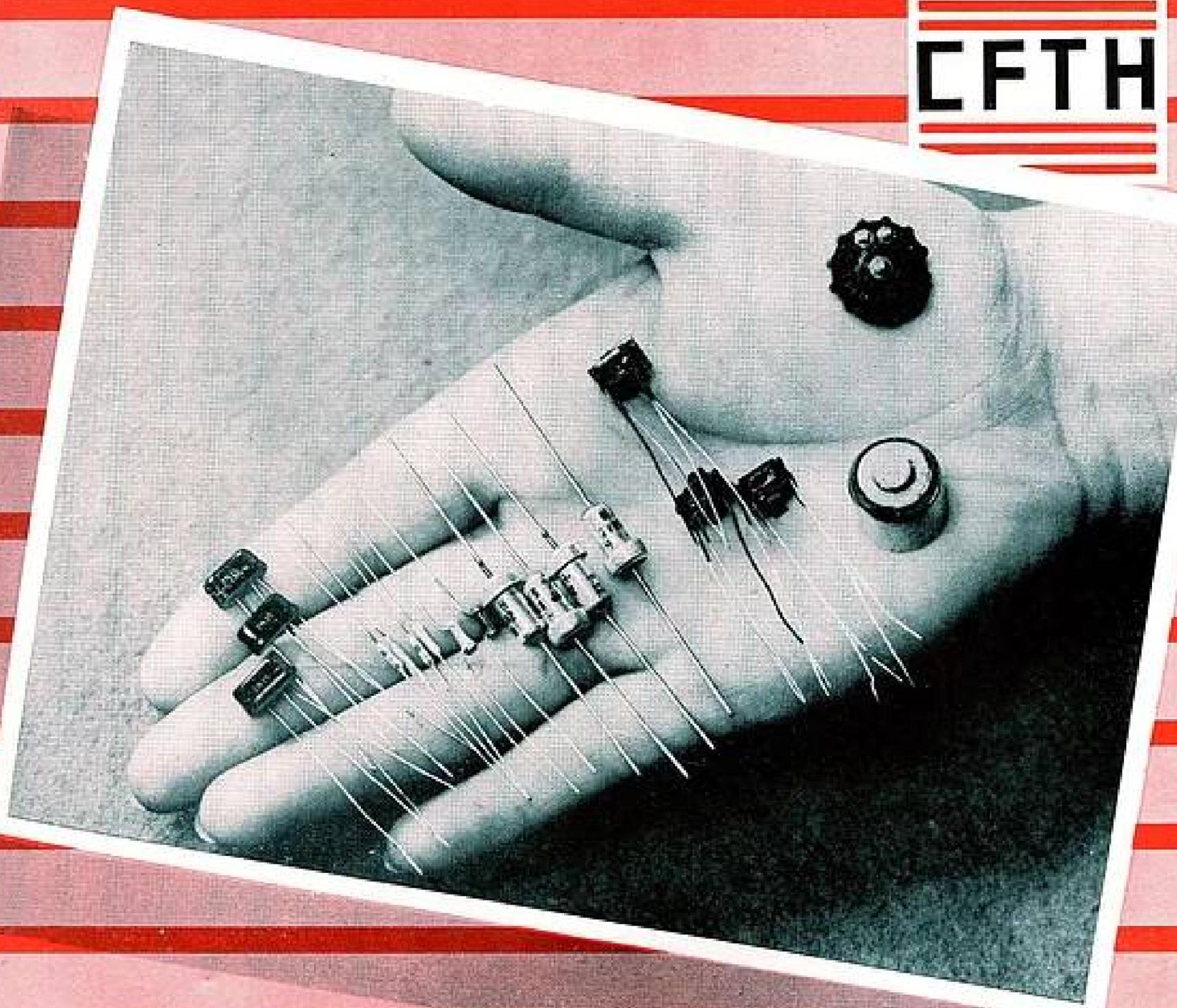
Dans les discussions théoriques on admet toujours qu'un aimant est homogène. Tous les éléments de volume sont supposés avoir la même caractéristique  $B = f(H)$ .

Les aimants réels présentent des hétérogénéités d'origines diverses :

Hétérogénéités de refroidissement après trempe, hétérogénéités cristallines, soufflures, effet des impuretés, notamment au voisinage de l'attaque de coulée, etc...

— Ces défauts n'ont pas beaucoup d'importance dans le cas des aimants ordinaires parce que le flux

**CFTH**



**L'ELECTRONIQUE AU SERVICE DE L'INDUSTRIE**

**LES SEMI-CONDUCTEURS CFTH**

permettent la réalisation des équipements électroniques les plus complexes dans les conditions idéales d'utilisation industrielle.

Ces infimes organes éparpillés sur une main constituent un amplificateur téléphonique absolument complet et autonome : 3 transistors, 3 transformateurs subminiatures, un potentiomètre de réglage, des condensateurs électrochimiques au tantale, des résistances et une pile au mercure. Le tout, enfermé dans une petite boîte métallique étau, à peine plus grande qu'un briquet, peut résister aux plus mauvais traitements et fonctionner sans secteur, sans échauffement et sans risque de panne pendant des centaines d'heures.

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<sup>e</sup> - ÉLY. 83-70 - ADR. TÉL. ÉLIHU 42, PARIS

d'induction qui parvient dans l'entrefer traverse d'abord des pièces polaires et se trouve régularisé par ce passage dans un matériau magnétique doux.

Au contraire, les hétérogénéités ont une importance essentielle dans le cas des aimants tubulaires où la majeure partie du flux est directement issue de l'aimant et non des pièces polaires. Elles introduisent des déformations des lignes de force du champ magnétique. Malgré toutes les précautions qui sont prises au cours de la fabrication il est nécessaire de contrôler l'homogénéité des aimants.

— La figure 18, indique le schéma de principe

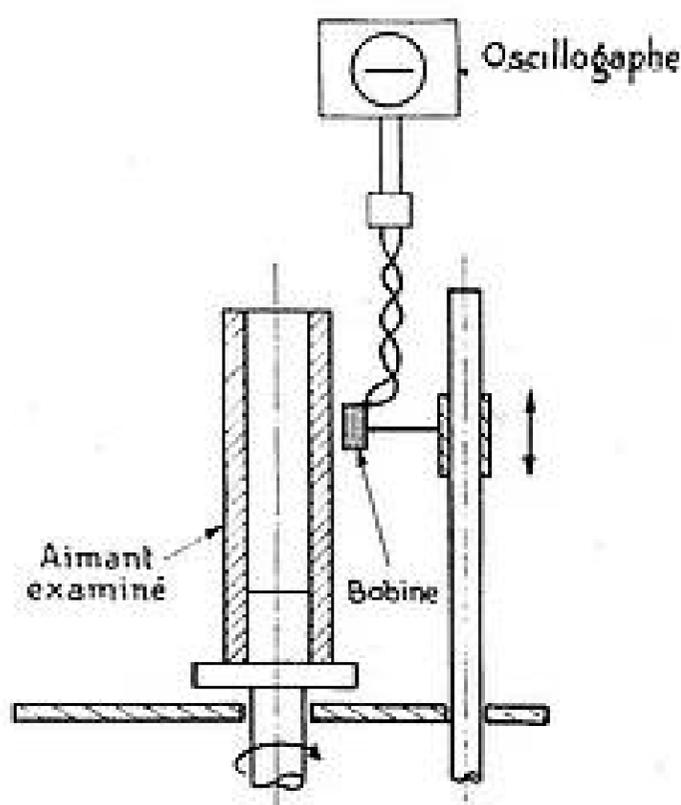


FIG. 18. — Schéma de principe d'un appareil de contrôle des aimants tubulaires à symétrie de révolution.

d'une machine de contrôle des aimants tubulaires à symétrie de révolution. L'aimant tourne devant une bobine qui mesure la composante  $H_0$  du champ produit par l'aimant. La tension induite aux bornes de la bobine est appliquée entre les plaques horizontales d'un oscillographe cathodique. Si la symétrie de révolution du champ est parfaite, la composante  $H_0$  est nulle. Sur l'écran de l'oscillographe le spot décrit une droite horizontale. Si au contraire, la symétrie de révolution est altérée par des défauts quelconques le spot se déplace par rapport à l'axe du balayage horizontal qui est synchronisé avec le mouvement de rotation de l'aimant. (La figure 20 représente deux photographies de l'écran d'un oscillographe utilisé dans ces conditions).

## 2) STABILITÉ DES AIMANTS.

Un aimant muni de ses pièces polaires, aimanté à saturation par un champ magnétique d'intensité très élevée, de direction parallèle à la direction d'orientation de l'alliage, prend un certain état de fonctionnement caractérisé par la valeur de  $\vec{H}$  et de  $\vec{I}$  dans ses différents éléments de volume. La stabilité de cet état magnétique dépend de plusieurs

effets qui peuvent modifier plus ou moins profondément, de façon réversible ou irréversible, les valeurs de  $\vec{H}$  et  $\vec{I}$ .

Si les alliages magnétiques anciens se désaimantaient assez facilement il en va tout autrement des alliages modernes dans des conditions normales d'emploi.

Un alliage comme le Ticonal subit sans désaimantation sensible des élévations de température très importantes (300° C). Les désaimantations commencent seulement à se faire sentir vers 400° C et dans la zone des températures d'étuvage. Les chocs, les vibrations, le vieillissement n'ont pas d'effet notable d'après les résultats expérimentaux dont on dispose.

La stabilité de l'état magnétique dépend en définitive essentiellement des effets des champs magnétiques auxquels l'aimant est soumis *postérieurement* à son aimantation.

Ces champs peuvent être produits soit par un autre aimant permanent, soit par un courant électrique, soit encore — et c'est là que se présente la difficulté principale — par un corps en matériau doux qui s'aimante par induction lorsqu'on l'approche d'un aimant.

Pour prévenir ces effets on pratique en général une opération dite de stabilisation qui consiste à désaimanter légèrement l'aimant pour que son point de fonctionnement se trouve non plus sur la courbe principale  $B = f(H)$ , mais sur ce que l'on appelle une « droite de recul » qui est un cycle assez fermé pour que l'on puisse l'assimiler à une droite.

Une stabilisation de ce type n'est pas pleinement efficace.

En effet, la théorie de la droite de recul est la suivante :

Un élément de volume d'un aimant a un point de fonctionnement en A (fig. 19). Si l'intensité du champ démagnétisant décroît, le point de fonctionnement

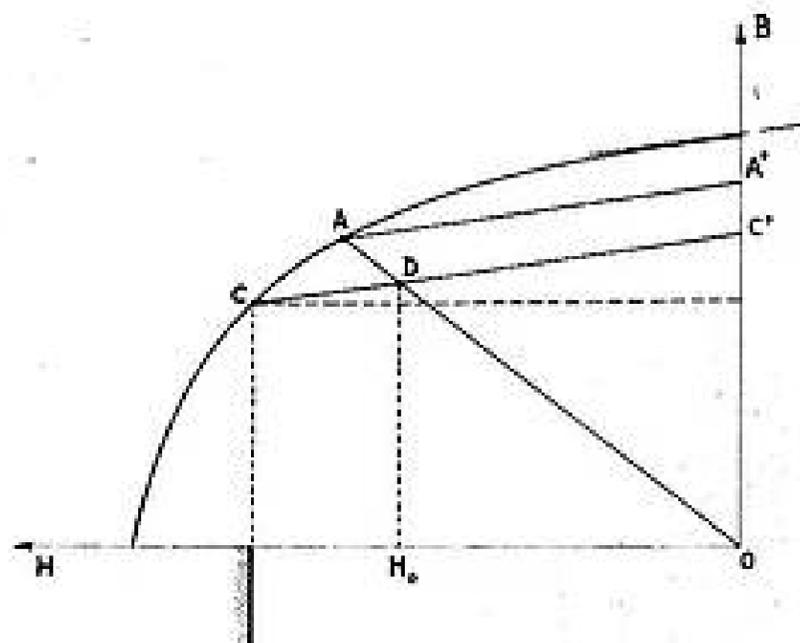


FIG. 19. — Droite de recul.

se déplace sur la droite AA'. Si le champ s'annule, le point de fonctionnement est en A'. S'il reprend sa valeur d'origine on revient en A. Autrement dit, une décroissance du champ magnétique produit un effet réversible.

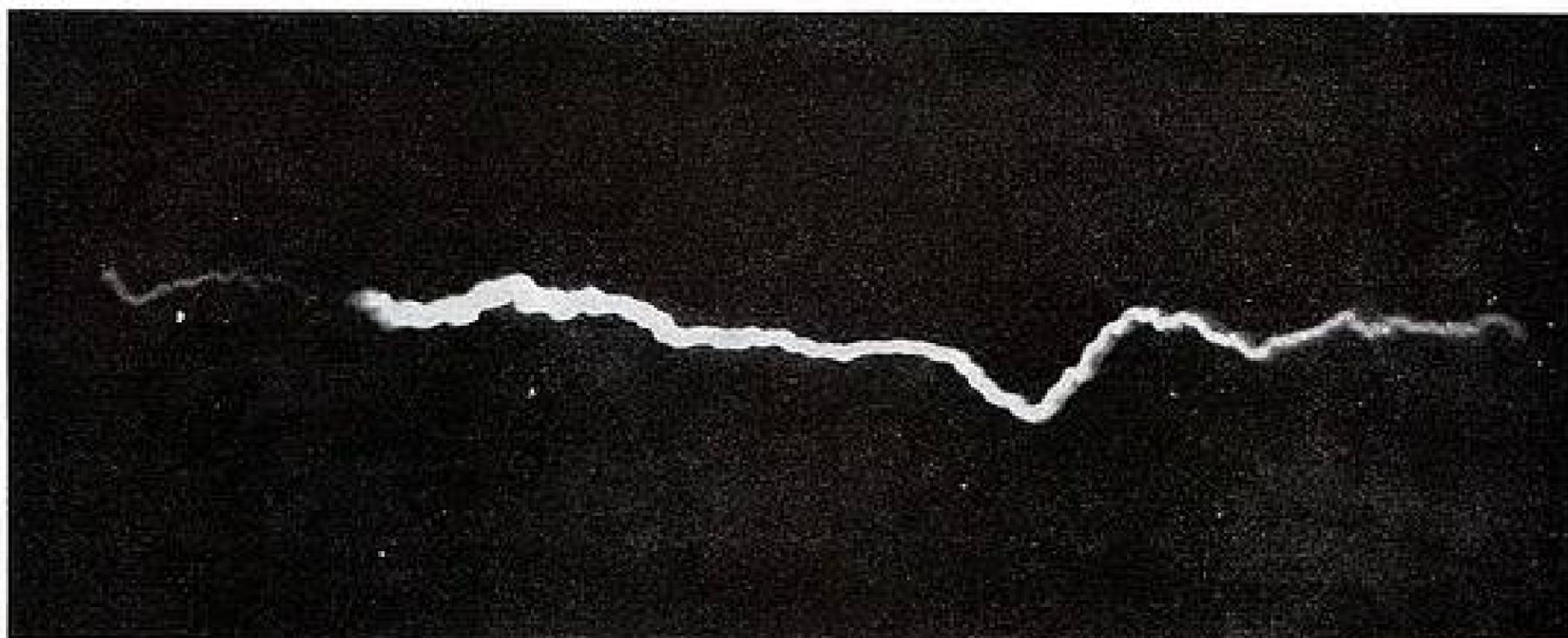


FIG. 20. — Contrôle des hétérogénéités.  
A — Etat magnétique normal. On note un défaut assez peu marqué de l'aimant.

Au contraire, si  $H$  augmente, on se déplace de  $A$  en  $C$  — effet non réversible — puis, le point de fonctionnement se place en  $D$  à l'intersection de la droite de recul et de la droite de pente  $\mu = C^{\text{te}}$  en supposant qu'il s'agit d'un ellipsoïde, aimant dont la perméabilité n'est fonction que des dimensions géométriques.

Pour des valeurs de l'intensité de  $H$ , situées à droite de la zone hachurée, l'aimantation subit des modifications réversibles. Lorsque le champ perturbateur cesse d'agir on retrouve l'état magnétique antérieur. Telle est la théorie habituelle.

Supposons maintenant qu'après avoir aimanté un aimant, on en approche une pièce de fer doux et que l'on frotte la surface de l'aimant avec cette pièce. Le résultat expérimental est net : on provoque une désaimantation irréversible de l'aimant que celui-ci soit ou non stabilisé par la méthode précédente.

Il y a donc contradiction entre ce résultat expéri-

mental et la théorie de la droite de recul exposée précédemment. En effet, en approchant la pièce de fer doux on a diminué le champ démagnétisant d'où déplacement des points de fonctionnement vers la droite sur les cycles de recul. L'effet devrait être réversible.

Pour mettre en évidence expérimentalement ce type de désaimantation on peut utiliser l'appareil de contrôle des aimants tubulaires décrit précédemment. La figure 20 représente deux photographies de l'écran de l'oscillographe.

— Sur la photographie  $A$  on observe l'état magnétique normal de l'aimant après aimantation à saturation. On note seulement la trace d'un défaut de symétrie assez peu marqué.

— Sur la photographie  $B$ , prise après avoir amené au contact de l'aimant une pièce en matériau magnétique doux — dans l'exemple, un tourne-vis — on observe une déformation très importante de la courbe décrite par le spot, due à la modification

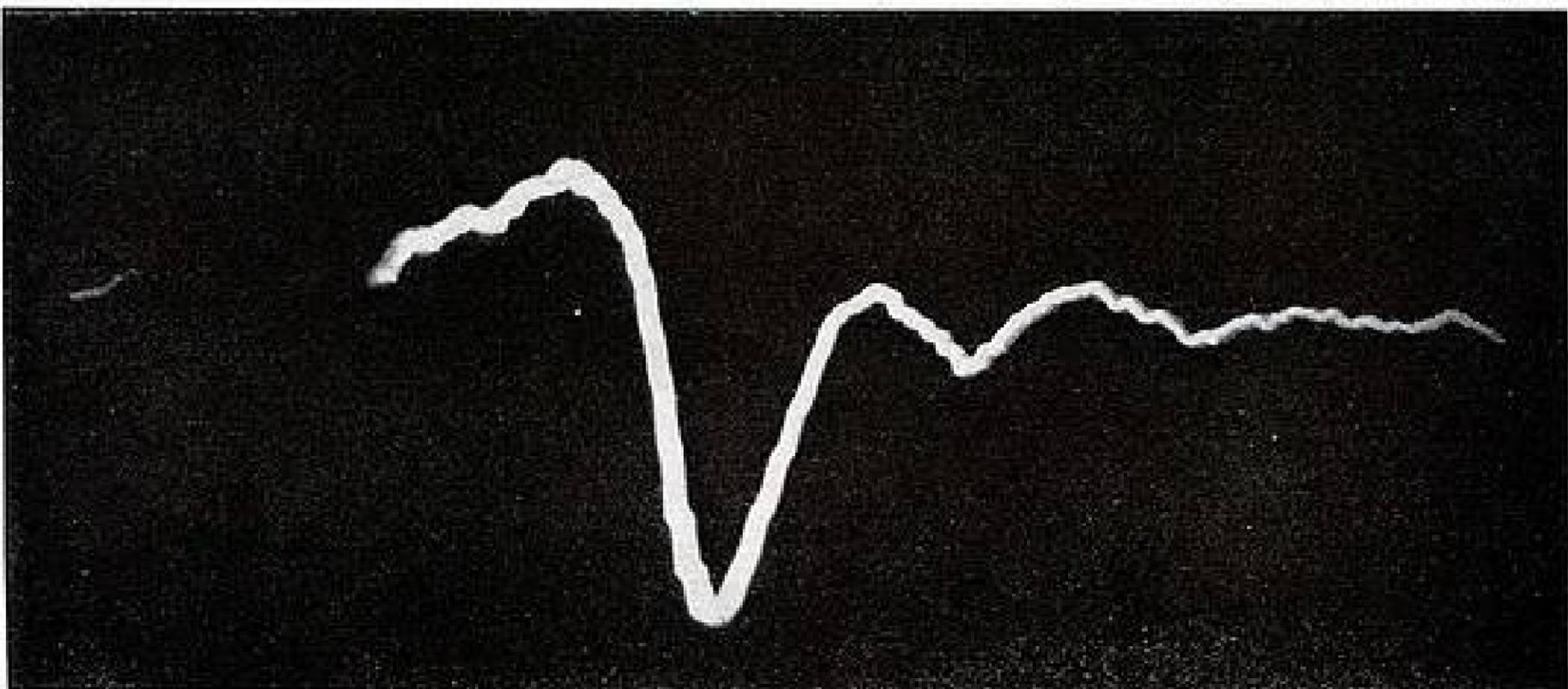
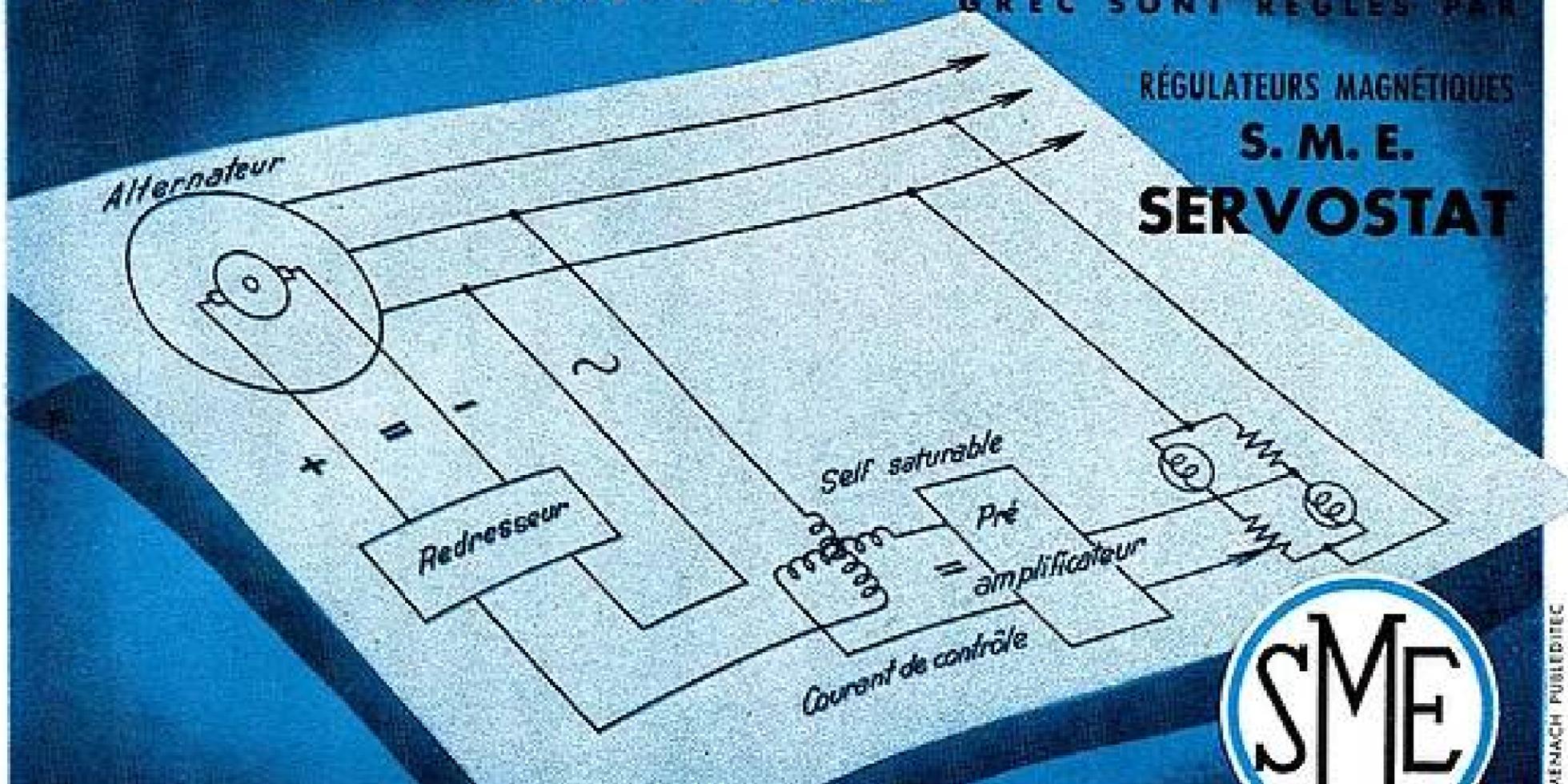


FIG. 20. — Contrôle des hétérogénéités.  
B — Etat magnétique après avoir amené un tourne-vis au contact de l'aimant.

# LES 64 ALTERNATEURS

DES STATIONS DU RÉSEAU HERTZIEN  
GREC SONT RÉGLÉS PAR

RÉGULATEURS MAGNÉTIQUES  
**S. M. E.**  
**SERVOSTAT**



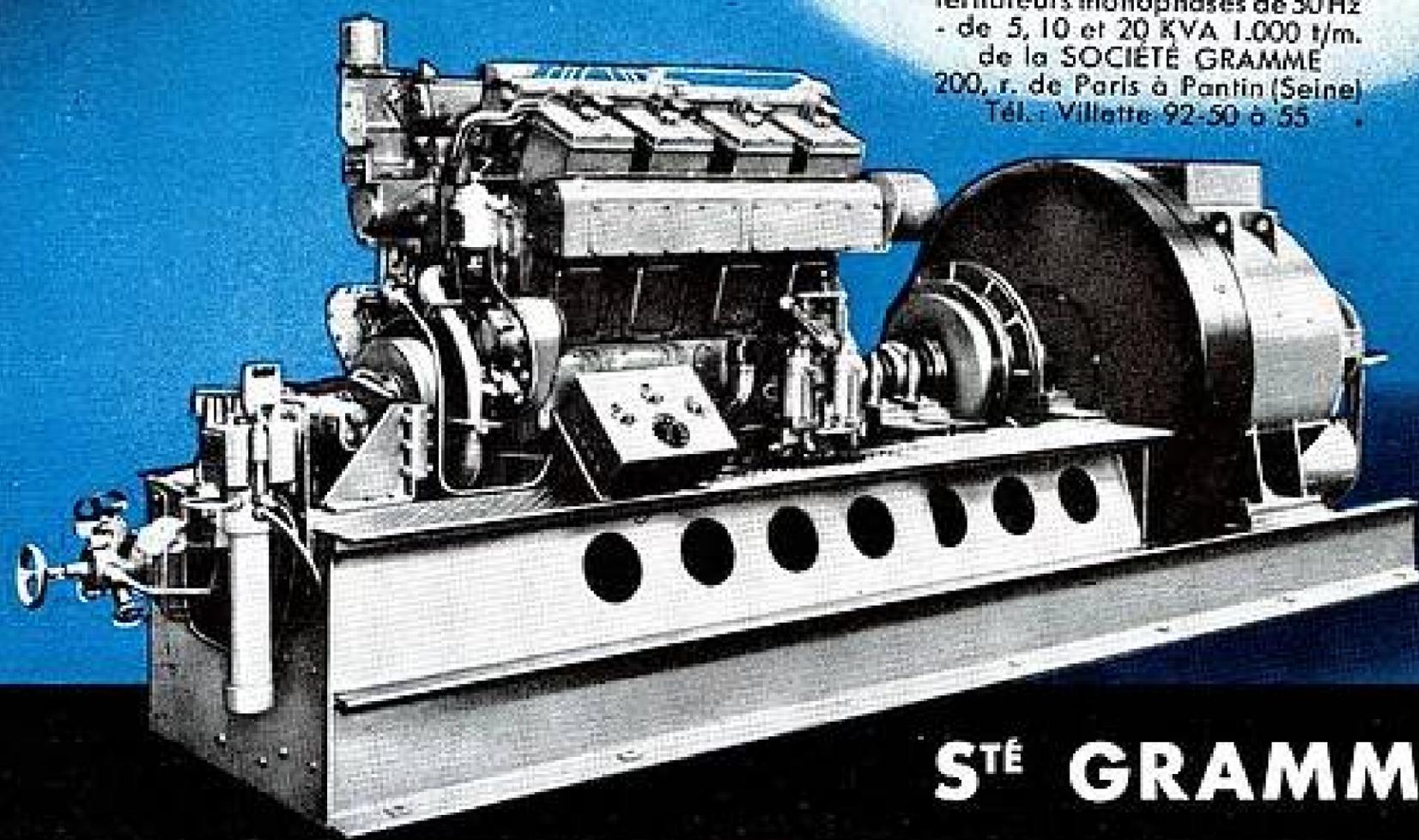
**SOCIÉTÉ DES SERVOMÉCANISMES ÉLECTRONIQUES**

1<sup>er</sup>, RUE CHANEZ - PARIS 16<sup>e</sup> - TELEPHONE : JASMIN 97-00 (3 lignes)

AGENCE DOMENACH PUBLIBITEC

# LES STATIONS DU RÉSEAU *hertzien* GREC

sont alimentées par 64  
groupes électrogènes avec al-  
ternateurs monophasés de 50 Hz  
- de 5, 10 et 20 KVA 1.000 t/m.  
de la SOCIÉTÉ GRAMME  
200, r. de Paris à Pantin (Seine)  
Tél. : Villette 92-50 à 55



**STÉ GRAMME**

200 RUE DE PARIS - PANTIN - (SEINE) TÉL. : VILLETTE 92-50 à 55

AGENCE DOMENACH PUBLIBITEC

irréversible de l'état magnétique de l'aimant que l'on a provoquée.

En réalité la théorie de la droite de recul n'est pas inexacte. Elle est seulement valable dans les conditions où l'on a tracé des droites c'est-à-dire dans le cas du tore où le champ démagnétisant et l'intensité d'aimantation sont des vecteurs parallèles.

Comme le champ produit par une pièce en fer doux, aimantée par induction, n'a aucune raison d'être parallèle à  $\vec{I}$ , il n'y a pas de contradiction entre l'expérience et la théorie utilisé dans ses limites de validité.

Pour vérifier que l'effet des champs non parallèles à  $\vec{I}$  provoque des désaimantations irréversibles, on peut faire l'expérience représentée sur la fig. 21 où l'on soumet brusquement un échantillon d'alliage à un champ, produit par des bobines, perpendiculaire à la direction de son intensité d'aimantation. On constate des modifications irréversibles de l'aimantation sous l'action de ce champ que l'on mesure en plaçant quelques spires, reliées à un galvanomètre balistique, autour de l'étau qui contient l'échantillon.

— Pour combattre cet effet des pièces aimantées par induction, le moyen le plus simple consiste à

s'arranger d'une manière quelconque pour que l'on ne puisse pas approcher de l'aimant des corps en matériau magnétique doux à une distance inférieure à quelques millimètres (carters de protection, enrobage métallique, enrobage plastique, etc...).

Pour les mêmes raisons il faut éviter de placer un aimant permanent dans les champs magnétiques produits par des électro-aimants, des courants électriques, d'autres aimants permanents. Tout ce qui crée un champ magnétique doit être éloigné à une distance suffisante — quelques centimètres, en général — pour que dans la zone où se trouve l'aimant l'intensité des champs perturbateurs soit très faible.

Si ces conditions sont remplies — ce qui s'obtient le plus souvent sans difficulté majeure — on peut dire qu'un aimant en alliage moderne est stable.

#### IV. — Exemples de réalisation d'aimants permanents pour tubes électroniques.

##### A. — TUBES A « CHAMPS CROISÉS ».

###### 1) Aimant de magnétron.

La figure 22 représente le magnétron MC 1053, fabriqué par la S.F.R., monté dans un aimant per-

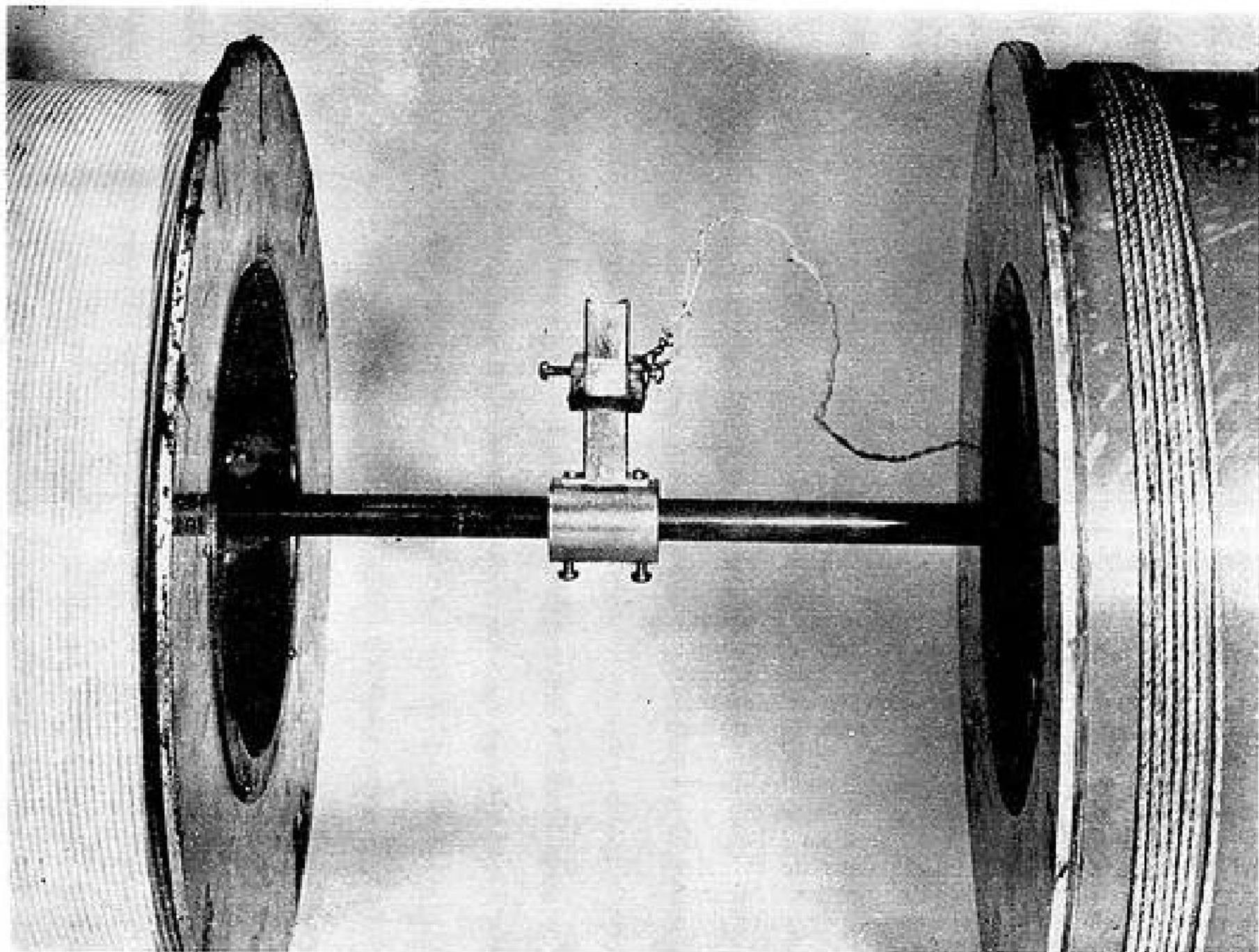


FIG. 21. — Echantillon d'alliage aimanté soumis à un champ perpendiculaire à la direction de son intensité d'aimantation.

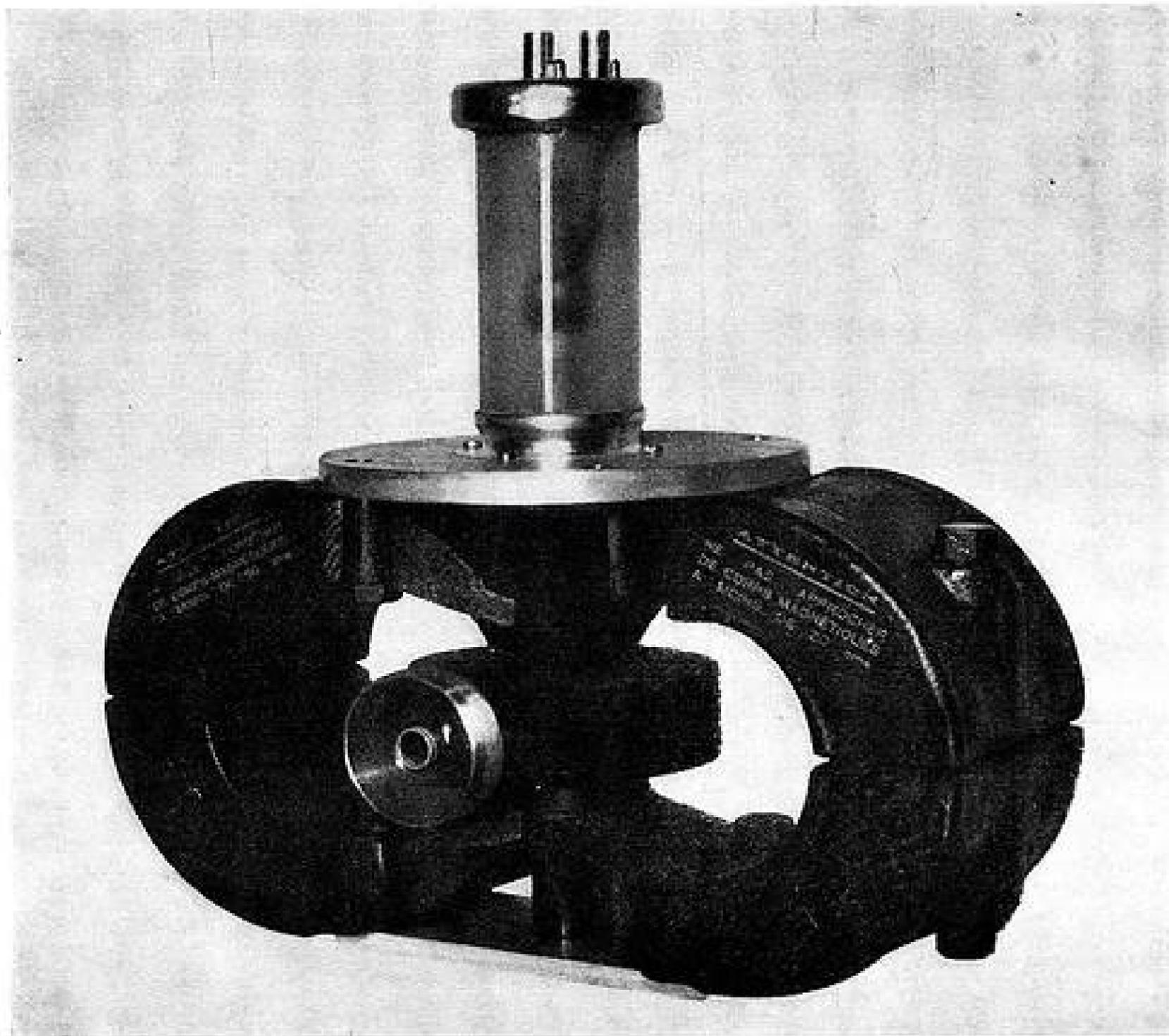


FIG. 22. — Magnétron MC 1053 et ancien aimant.

manent. Celui-ci est prévu pour donner un champ magnétique de 3 800 Oersteds.

Dans les conditions normales de fonctionnement du magnétron, une intensité plus faible, de l'ordre de 3 300 Oersteds, est suffisante.

On a été amené à étudier une version allégée de l'aimant représenté sur la figure 22 qui a été utilisé sur les tubes prototypes.

Les caractéristiques de l'ancien aimant sont les suivantes :

Extrémités de l'aimant en forme de pinces venant se serrer sur les pièces polaires ; faces de contact des aimants et des pièces polaires perpendiculaires à l'axe de symétrie de l'ensemble. Aimants fixés par un système de boulons et d'écrous, les boulons traversant les aimants eux-mêmes.

La version nouvelle est représentée sur les figures 23 et 24. Les aimants et les pièces polaires ont une surface de raccordement plane, parallèle à l'axe de révolution de l'ensemble, fraisée dans un cylindre fer de doux qui prolonge la pièce polaire. L'aimant est constitué de huit éléments — par suite d'un partage des branches parallèlement à l'axe de symétrie du tube —. Ces éléments sont d'un seul type.

Leur forme est celle d'une « corne ». Ils sont assemblés par paire dans des coquilles en alpac qui portent des trous de fixation devenus extérieurs à l'aimant. Il n'y a plus de trou à travers l'alliage magnétique.

Grâce à ces modifications — sans répercussions sur la structure du tube — et à la différence des

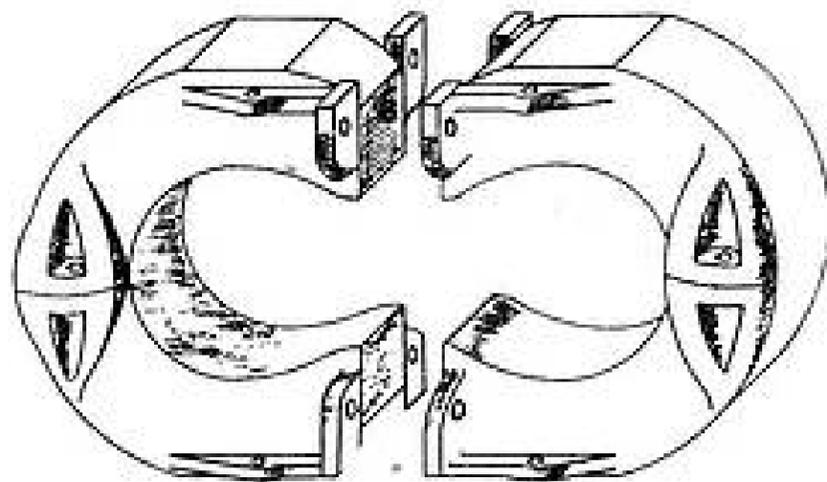


FIG. 23. — Vue schématique du nouvel aimant du magnétron MC 1053.

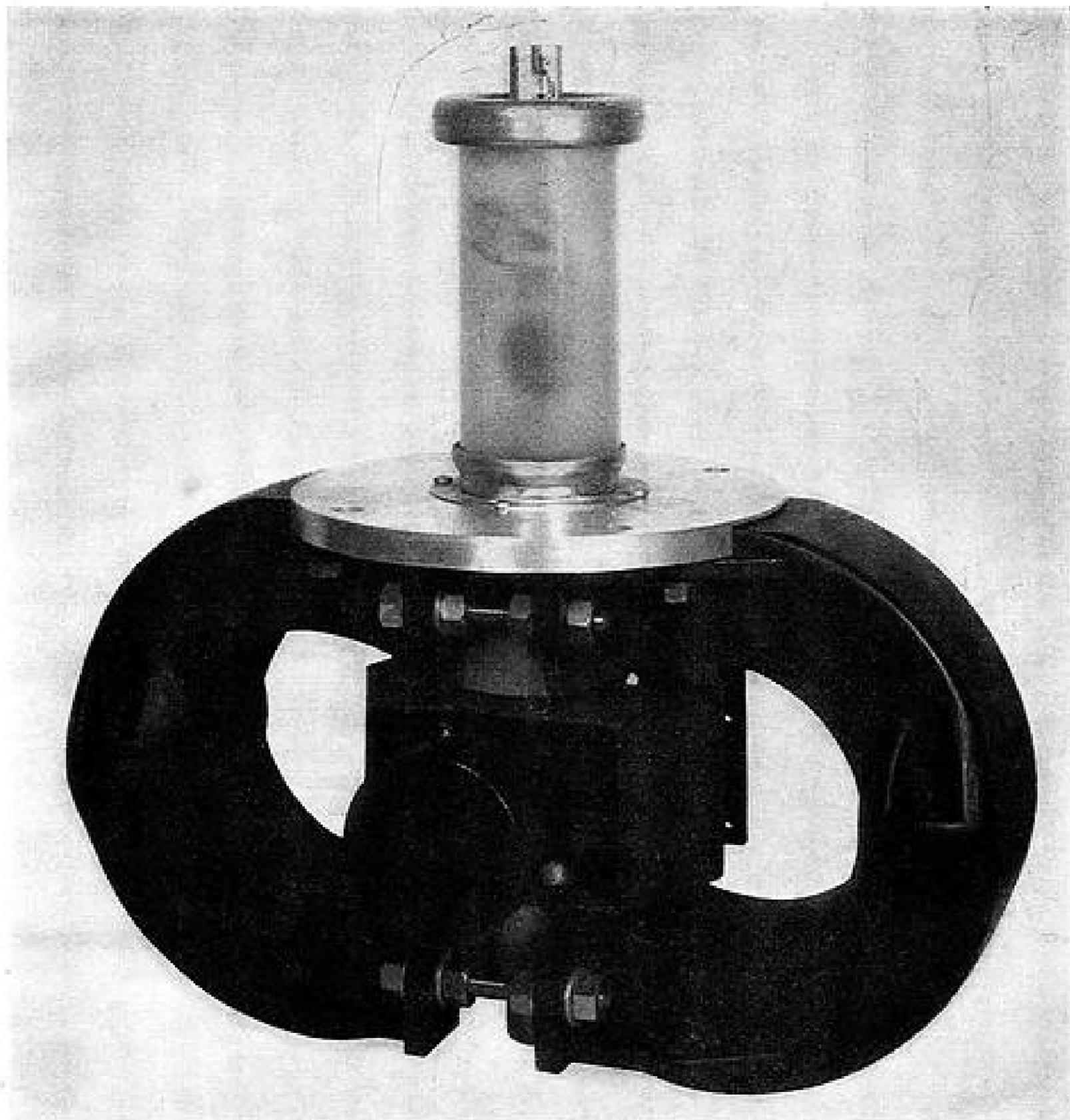


FIG. 24. — Magnétron MC 1053 et nouvel aimant.

intensités de champ produites, on a obtenu pour le nouvel aimant un poids inférieur de plus de 10 kg au poids de l'ancien aimant.

## 2) Aimant de « Carcinotron M ».

Il s'agit de l'aimant qui équipe les tubes C.S.F. à structure circulaire CM 706, 708 et 710. Suivant le type du tube, l'intensité du champ magnétique nécessaire est de 1 170 ou 1 380 Oersteds.

La forme de l'espace d'interaction du faisceau et du champ guidé par la ligne à retard est indiquée sur la figure 25. Il est essentiel pour le fonctionnement du « Carcinotron M » d'obtenir une intensité très constante du champ dans l'espace d'interaction, une valeur de la fréquence d'oscillation étant liée à chaque valeur moyenne de la vitesse de déplacement des électrons.

Dans le cas des tubes 706, 708 et 710, la dimension transversale de l'entrefer est de 50 mm. Le diamètre

de la ligne étant de l'ordre de 80 mm, on a pris pour la pièce polaire, qui a la forme d'une couronne, les dimensions suivantes :

diamètre extérieur : 134 mm, diamètre intérieur : 42 mm.

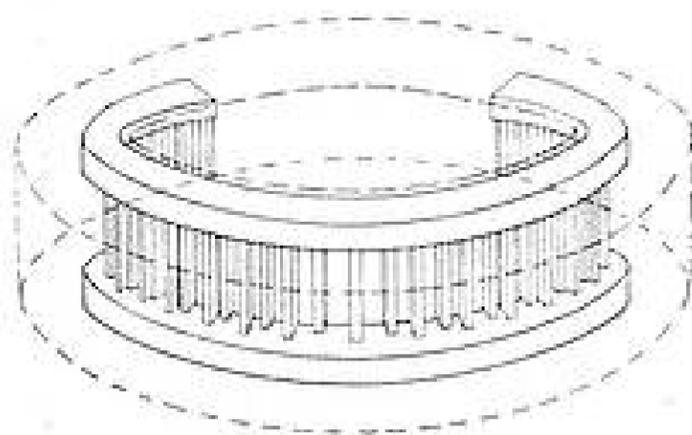


FIG. 25. — Schéma de l'espace d'interaction d'un tube « Carcinotron M » à structure circulaire.



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

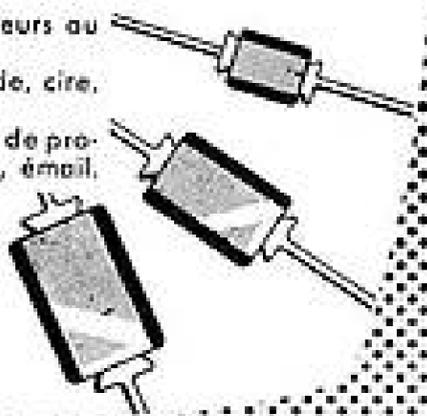
Les condensateurs au mica métallisé sous gaine céramique moulée étanche de la série PRC se sont révélés ...



*hors classe*

Tropicalisation intégrale.

Tous les condensateurs au mica : imprégnés sous vide, cire, ou silicones. tous les traitements de protection : polyesters, émail.



**ANDRÉ SERF et C<sup>ie</sup>**  
*Spécialistes depuis 1923*  
127, Fg du Temple, PARIS. Tél. NOR. 10-17



**TRANSFORMATEUR  
d'ISOLEMENT**  
120.000 volts



pour balisage d'antenne

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

VILLARD (SF-LEU-16-FJ)

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 1



**LE PROTOTYPE MÉCANIQUE**  
16 Bis RUE GEORGES PITARD - PARIS (15<sup>e</sup>) - YAU. 38-03

**RADIO - AIR**



— Applications Industrielles Radioélectriques —

S. A. Capital 300.000.000

72, rue Chauveau,  
NEUILLY-s-SEINE

Tél. : MAL. 59-84

Cable :  
RADIO-AIR NEUILLY

\*

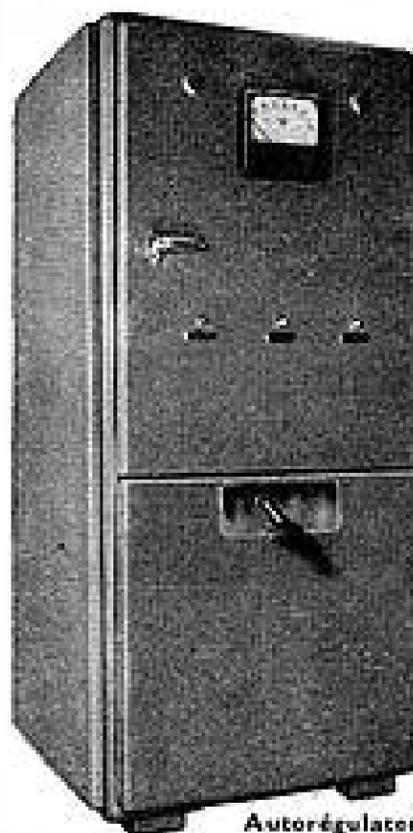
**Autorégulateurs de Tension  
Statiques 350 VA à 30 KVA  
Magnétiques ou Électroniques  
Mono ou Triphasés**

Stabilité :  $\pm 2\%$

pour des variations de  
tension  $\pm 20\%$  et plus  
pour des variations de  
charge de  $\pm 10$  à  $100\%$   
et plus

pour des variations de  
fréquence de  $\pm 10\%$   
et plus

Appareillages Électroniques divers



Autorégulateur 10 KVA

PUBL. RAPP

L'aimant se compose de quatre éléments en alliage orienté ayant la forme d'une arche de pont, éléments qui sont assemblés par paire dans deux coquilles en alpax (fig. 26).

Le système de fixation du tube dans l'aimant est prévu pour résister aux vibrations. Il comprend une couronne inférieure qui définit le centrage du tube dans l'aimant et une couronne supérieure qui, par l'intermédiaire de quatre colonnettes liées à la pièce polaire inférieure, assure le maintien du tube (fig. 28). Après réglage du parallélisme des faces en regard

des pièces polaires la symétrie de révolution du champ est obtenue avec une précision de 1 à 2/1 000 environ.

### B. — TUBES A CHAMP MAGNÉTIQUE DE FOCALISATION.

#### 1) Aimant de « Carcinotron O ».

La figure 28, représente le « Carcinotron O » CX 230, oscillateur fonctionnant entre 950 et 1850 Mc/s. La cathode de ce tube, de forme annulaire, produit un faisceau creux, tubulaire, dont les électrons sont en interaction sur 130 mm de longueur avec le champ guidé par une ligne interdigitale à doigts recourbés.

Pour la focalisation du faisceau on emploie un aimant tubulaire, à symétrie de révolution, de 19 cm de longueur et de 7,5 cm de diamètre extérieur, pesant 4,5 kg. L'intensité du champ uniforme est d'environ 550 Oersteds (fig. 29).

La figure 30 montre un autre exemple de tube « Carcinotron O », le CO 119, oscillateur fonctionnant entre 2 400 et 4 800 Mc/s. La ligne à retard, dans ce cas, est une ligne interdigitale plane.

Un aimant tubulaire constitué par un montage de barreaux parallélépipédiques peut être utilisé. Les conditions de focalisation ne sont pas critiques. On peut employer soit huit barreaux de dimensions (120 × 26 × 15 mm), ou d'épaisseur plus faible, soit encore quatre aimants de 120 × 26 × 15 disposés par paire de chaque côté de la ligne. Le poids du focalisateur varie dans ces conditions de 1,5 à 2,7 kg environ.

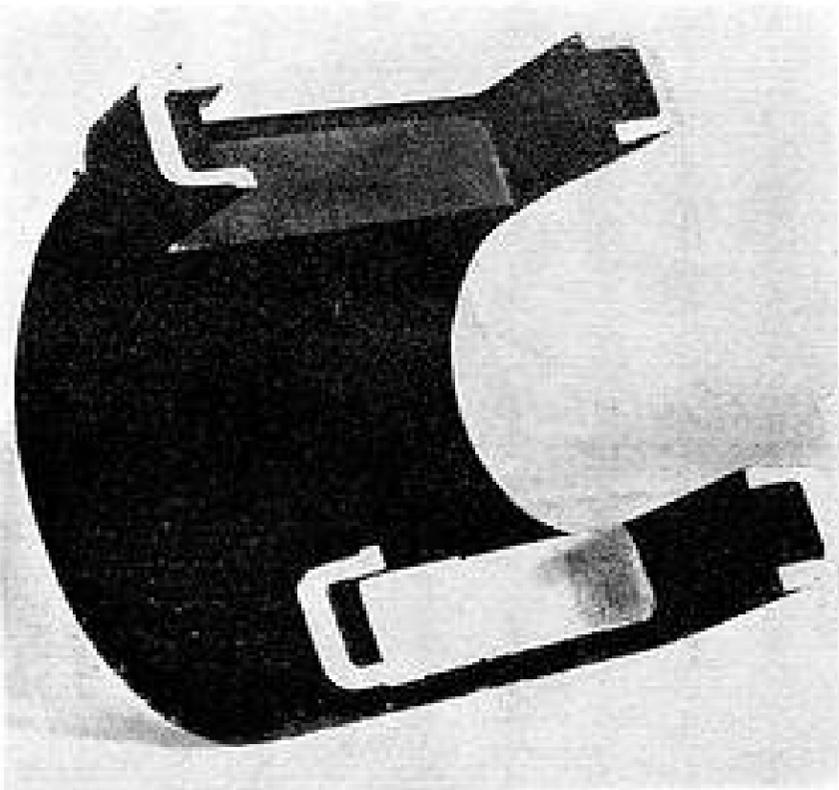


FIG. 26. — C.M. 710. Coquille d'embalage.

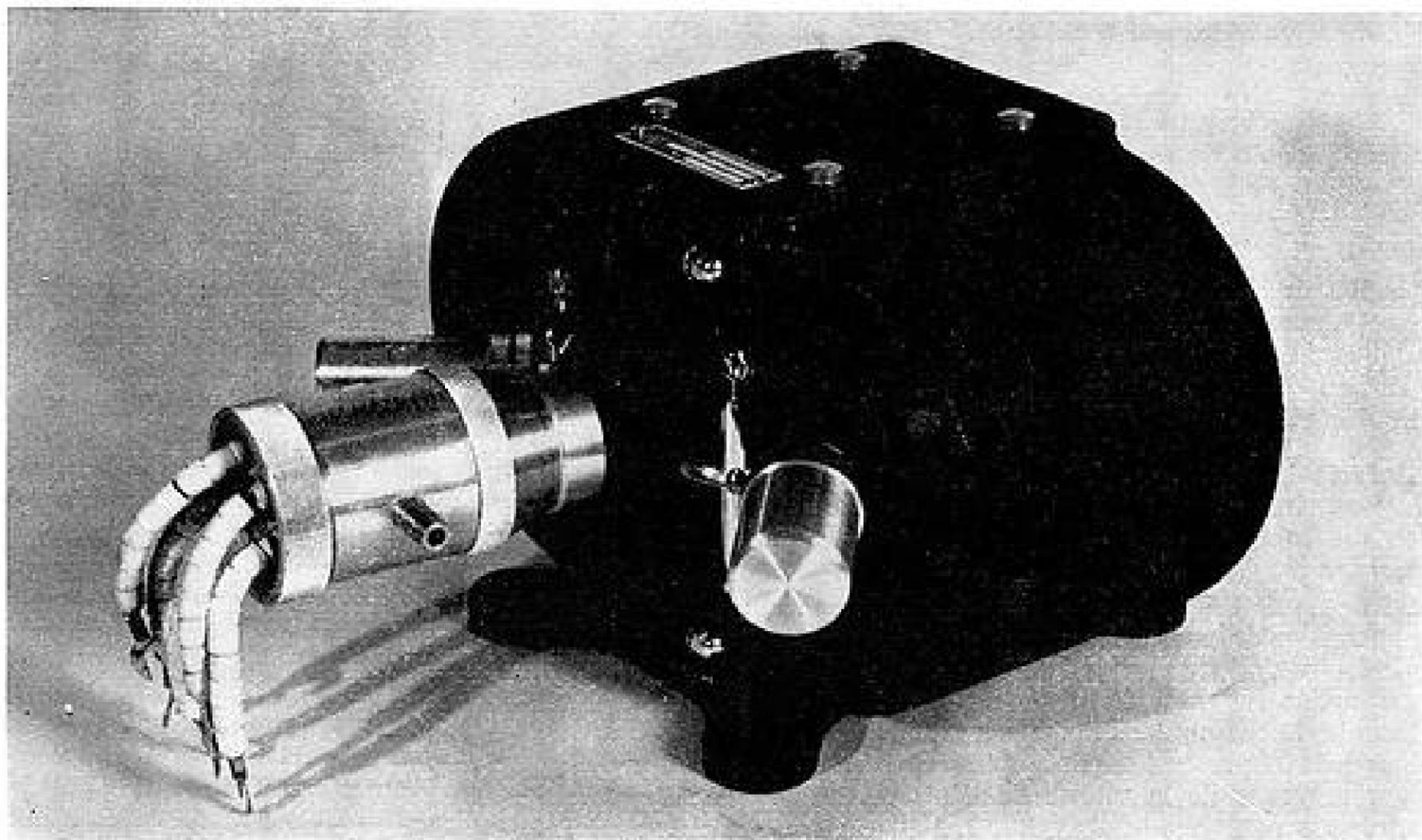


FIG. 27. — « Carcinotron M », « CM 710 » monté dans son aimant.

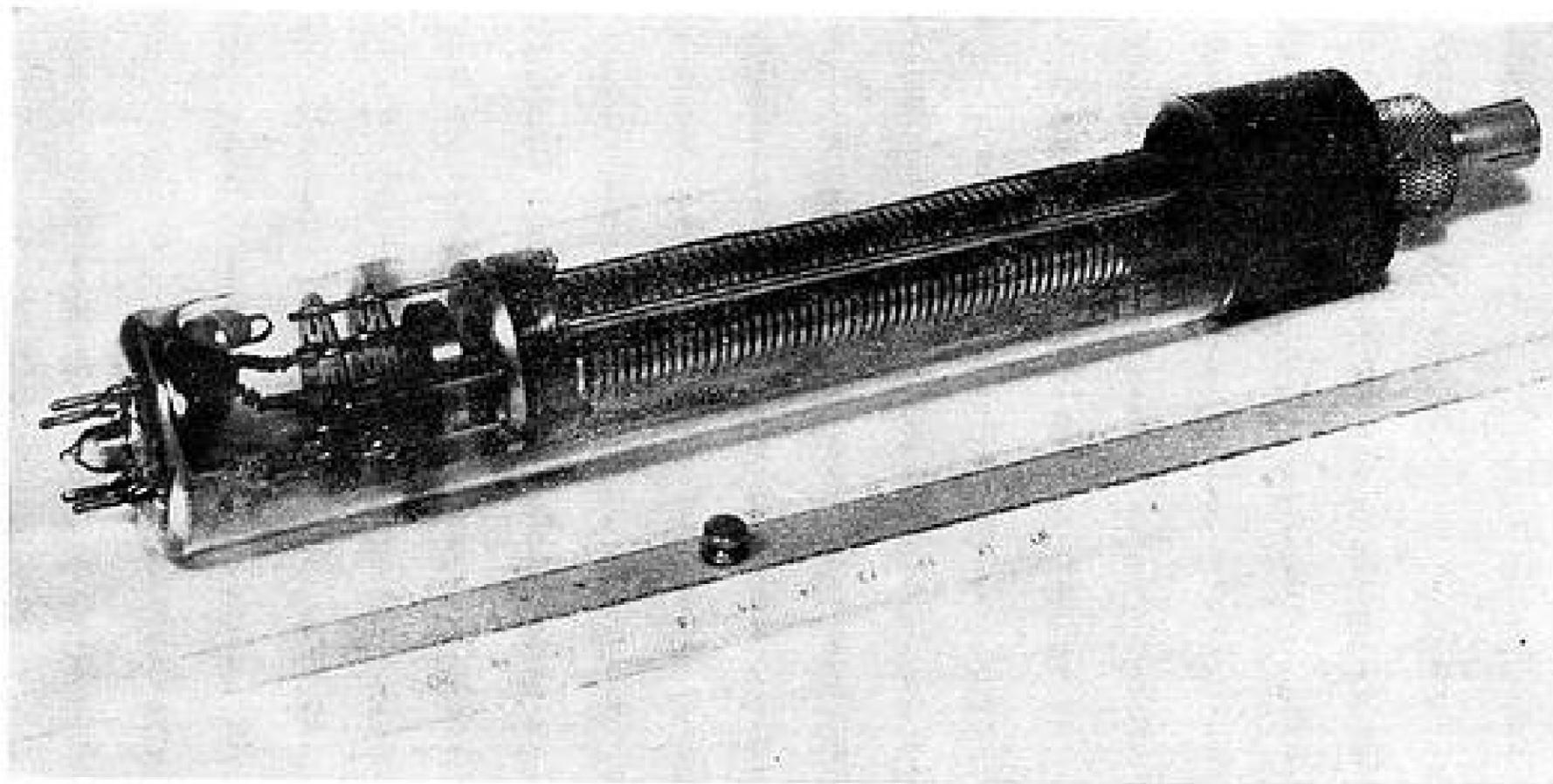


FIG. 28. — « Carcinotron O » — C.X. 230

## 2) Aimant de T.P.O.

Il s'agit de l'aimant de l'amplificateur à ondes progressives, T.P.O. 920, destiné à des équipements de câbles hertziens (fig. 31).

Ce tube fonctionne entre 3 800 et 4 200 Mc/s. Sa puissance de sortie est de 2 watts pour un gain de 20 dB environ.

— C'est un exemple d'optique à trajectoires convergentes. La cathode est située dans une zone de champ nul. Elle est entourée d'un blindage en Kovar.

L'aimant, constitué par huit barreaux, permet d'obtenir un rendement de focalisation légèrement supérieur à 95 %, pour un courant émis de 20 mA et une tension de fonctionnement de 1 000 volts. Le poids total du focalisateur est de l'ordre de 2,5 kg.

Grâce à l'emploi d'aimants permanents pour produire le champ magnétique de focalisation des faisceaux les inconvénients principaux des bobines — nécessité d'un courant continu d'intensité stabilisée, énergie dépensée en effet Joule, dispositif de refroidissement — sont évités.

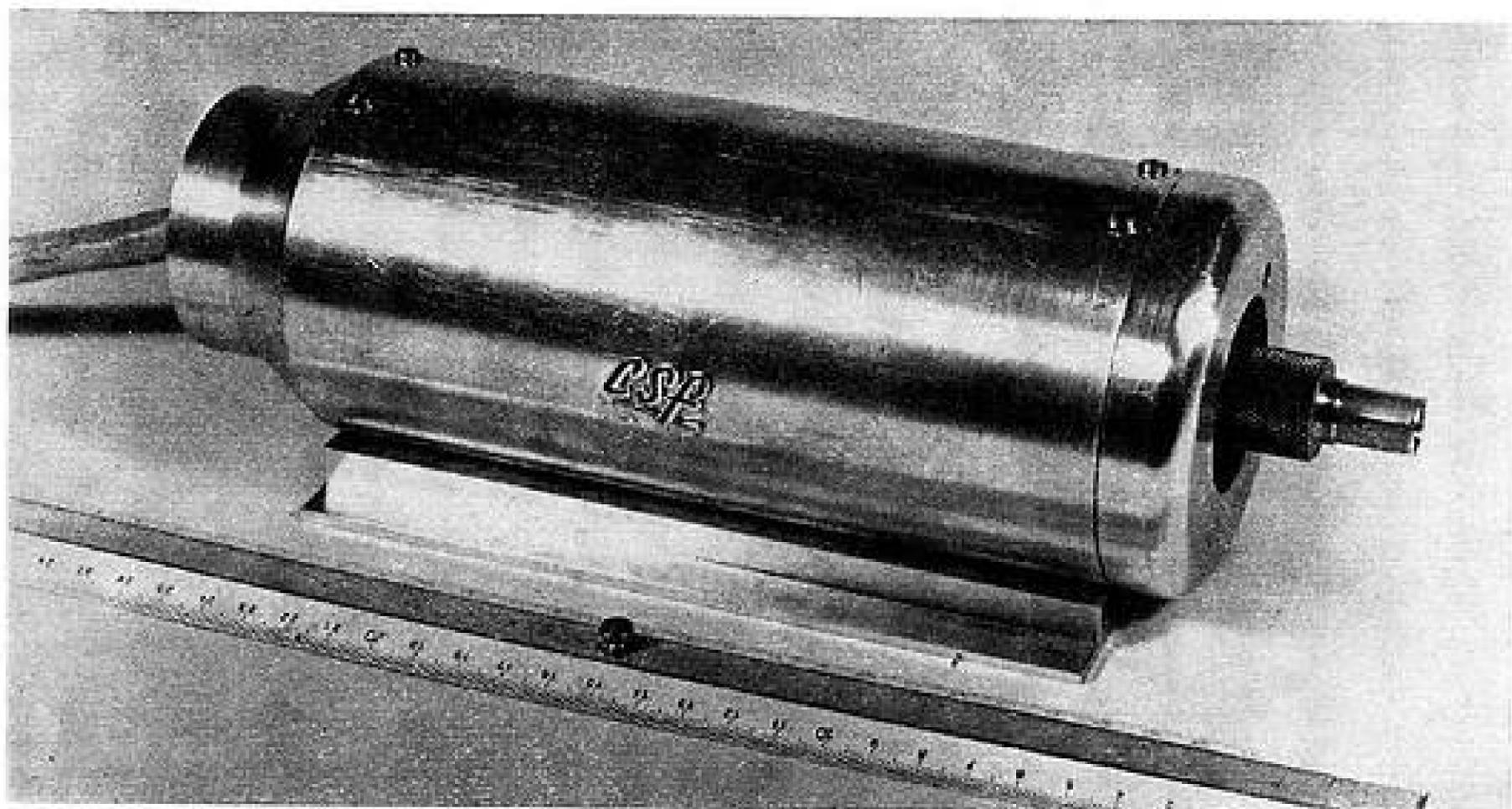


FIG. 29. — « Carcinotron O » C.X. 230, monté dans son aimant.

# 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** 89, RUE  
**TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES** DE LA FAISANDERIE - PARIS-16<sup>e</sup> - TÉLÉPHONE : TR. 12-71 - 12-85

# Signalisation CONTRÔLE

**LIRE**

## NÉON L.I.R.E.

**LABORATOIRE INDUSTRIEL  
ET DE RECHERCHES ELECTRONIQUES**

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

DEMANDEZ  
notre documentation  
complète

Agence DOMENACH

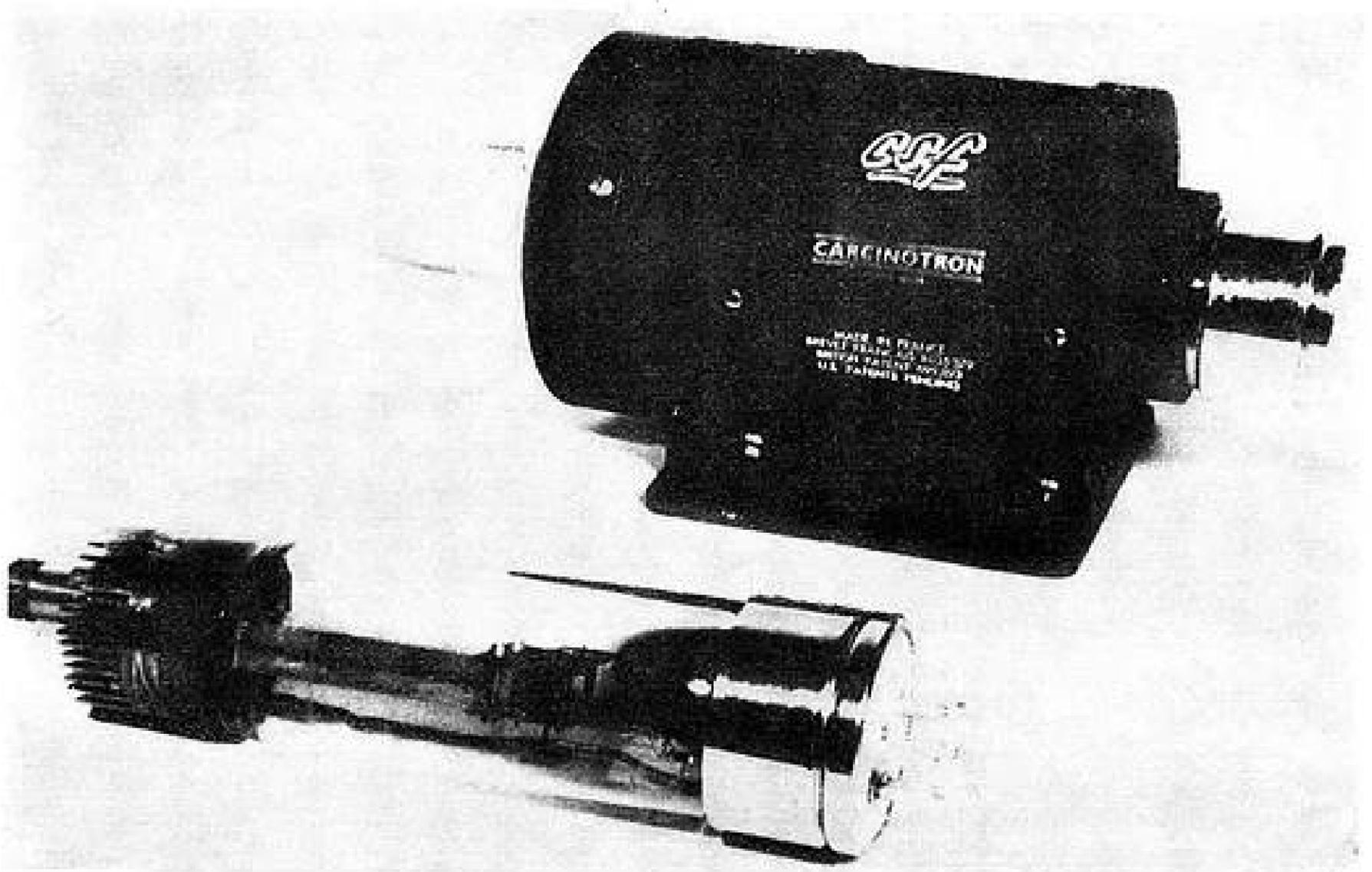


FIG. 30. — « Carcinotron O » — C.O. 119.

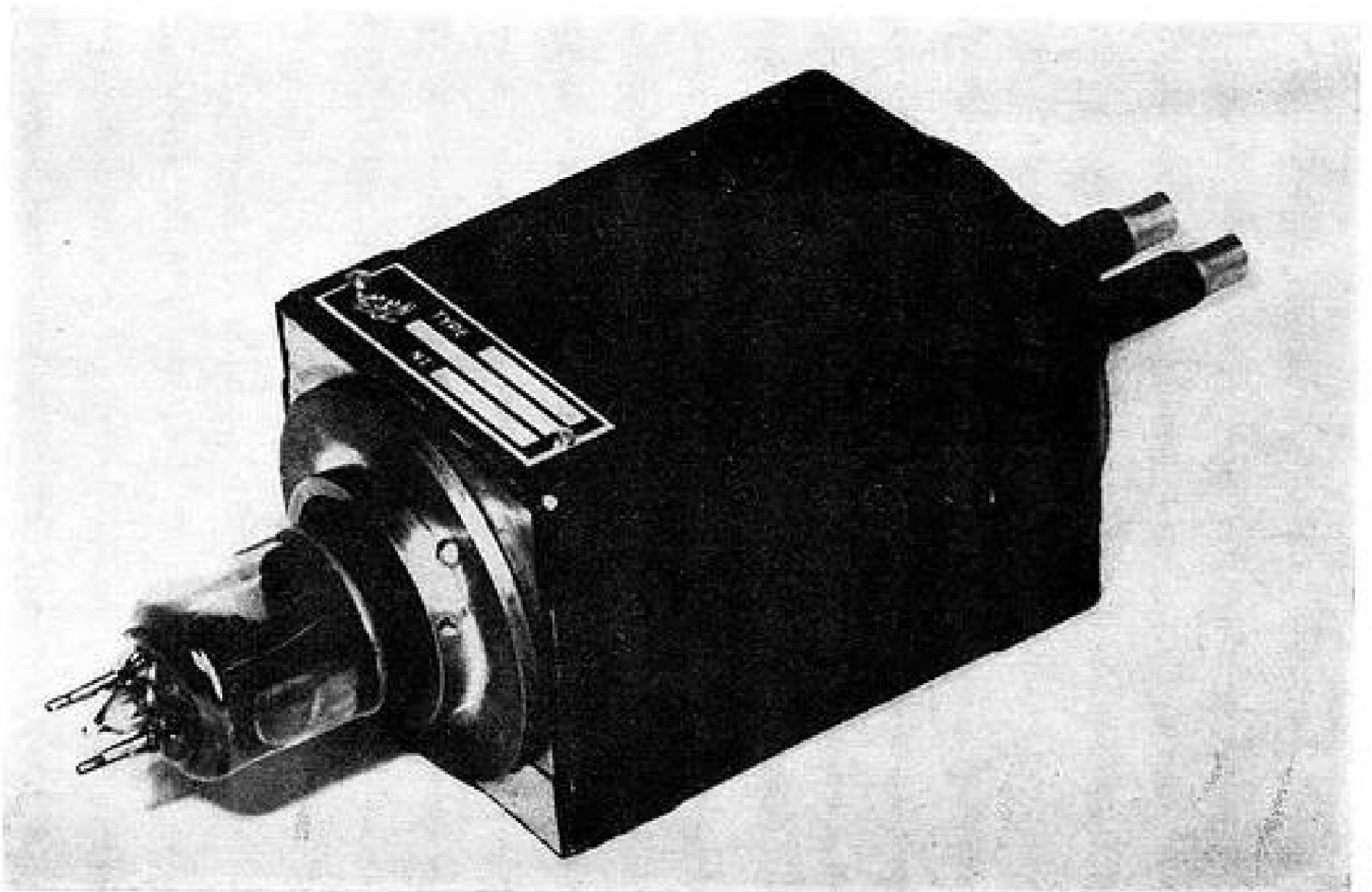


FIG. 31. — T.P.O. 910, monté dans son aimant.

En revanche, dans le cas des aimants, il faut prendre la précaution de ne pas placer à quelques centimètres de l'aimant — 10 à 15 cm environ dans le cas du T.P.O. 920 — des pièces magnétiques pour éviter de provoquer des distorsions du champ.

— Autour du tube, de plus, l'aimant crée un champ qui peut parfois gêner le fonctionnement d'autres appareils. En général, ces inconvénients ne sont pas très graves.

Le poids des focalisateurs qui viennent d'être très rapidement décrits se situe entre 1,5 et 2,7 kg, à l'exception de celui du « Carcinotron CX 230 » qui pèse 4,5 kg environ.

Le poids reste donc compris dans des limites acceptables. Cette caractéristique n'est d'ailleurs pas toujours essentielle, pour les installations fixes notamment.

Dans plusieurs articles publiés aux Etats-Unis, on a signalé que l'emploi d'une focalisation spatialement alternative, à la place d'une focalisation par champ uniforme, permettait un gain considérable du poids des aimants nécessaire pour focaliser un faisceau de tube à ondes progressives.

Les chiffres cités en premier lieu par J.R. PIERCE dans une lettre au « Journal of Applied Physics »<sup>(1)</sup> sont les suivants :

Pour un faisceau d'intensité 20 mA, de 6 inches de longueur, le poids de l'aimant permanent qui produit un champ uniforme est de 38 pounds, le poids du dispositif de focalisation alternative de 1 pound 5 ounces.

Ces chiffres sont repris dans un article de J.T. MENDEL, C. F. QUATE & W. H. YOCOM<sup>(2)</sup> qui précisent que, le poids de l'aimant étant de 38 pounds, l'intensité du champ magnétique produit sur 9 inches de longueur est de 450 Oersteds, tandis que le poids du dispositif de focalisation alternative est celui indiqué plus haut.

<sup>(1)</sup> J. R. PIERCE. « Spatially Alternating Magnetic Fields for Focusing Low-Voltage Electron Beams ». Letter to the Editor, Journal of Appl. Physics, Vol. 24, n° 9, sept. 53, page 1247.

<sup>(2)</sup> J. T. MENDEL, C. F. QUATE, W. H. YOCOM. « Electron Beam Focusing with Periodic Permanent Magnet Fields ». P.I.R.E., vol. 42, n° 5, may 54, pages 800-810.

Ces valeurs sont encore citées dans un article récent<sup>(3)</sup>.

Le poids des aimants utilisés pour produire des champs magnétiques uniformes de focalisation sur les tubes C.S.F. se situe, on l'a vu, entre 1,5 et 4,5 kg. L'aimant du T.P.O. 920 qui constitue un exemple typique de tube à onde progressive de puissance moyenne, pèse 2,5 kg environ, l'intensité du champ uniforme étant de 650 Oersteds.

Ces résultats ont été obtenus en partie parce que l'on s'est efforcé, en employant des tensions d'accélération assez basses de réduire la longueur des lignes et d'accroître la pénétrance des faisceaux.

Avant de terminer cet exposé, je veux exprimer mes remerciements à M. R. WARNECKE, Directeur du Département Electronique de la Compagnie Générale de T.S.F., qui a bien voulu donner à ces travaux l'appui de son autorité. Je veux également remercier vivement M. P. GUENARD, Directeur Adjoint du Département, qui m'a demandé de présenter aux membres de la Société des Radioélectriciens les résultats obtenus dans l'étude des aimants destinés aux tubes électroniques.

Cette étude a été menée en collaboration avec le Département « Poudres et Aimants » de la Société d'Electro-Chimie, d'Electro-Métallurgie et des Acieries Electriques d'Ugine, dirigé par M. MARQUAIRE que je tiens à remercier ainsi que M. MOREAU, Ingénieur Principal de la division Métallurgie, qui a réalisé la fabrication des prototypes.

<sup>(3)</sup> J. R. PIERCE. « Some Recent Advances in Microwave Tubes ». P.I.R.E., Vol. 42, n° 12, déc. 54, pages 1735-1747.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [I] R. WARNECKE « Sur quelques résultats récemment obtenus dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences » Annales de Radioélectricité, avril 1954.
- [II] R. WARNECKE, P. GUENARD, O. DOEMLER. — « Phénomènes fondamentaux dans les tubes à onde progressive ». — Onde électrique n° 325, avril 1954.
- [III] M. de BENNETOT. — « Sur le calcul des aimants permanents de forme tubulaire ». Annales de Radioélectricité, Avril 1954.
- [IV] M. de BENNETOT & R. DEFAIN. — Demande de brevet français N° provisoire 670.349, déposée le 3 juin 1954 au nom de C.S.F.

**METTEZ-VOUS  
EN RÉGLE  
AVEC LA LOI!**

Arrêté du 11 Mai 1951

Art. 2 - Les constructeurs et revendeurs des appareils électriques et de leurs accessoires visés à l'article premier, sont tenus de pourvoir ces éléments de dispositifs appropriés ou de les établir de façon à protéger les réceptions de radiodiffusion contre les troubles parasites

qu'ils peuvent provoquer de telle manière que la valeur des tensions perturbatrices symétriques ou asymétriques mesurées dans les conditions définies à l'article 4 ci-après n'excède pas 500 microvolts pour toutes les fréquences incluses dans les bandes de radiodiffusion comprises entre 150 Kcs et 30 Mcs.

Pour la mesure du niveau parasite de vos appareils

Pour l'antiparasitage de vos séries

consultez



Spécialiste de l'antiparasitage pour grandes séries de fabrications

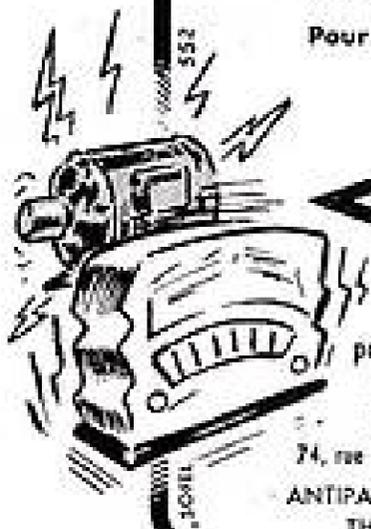
LA TECHNIQUE ÉLECTRONIQUE

74, rue de la Fédération, PARIS 15<sup>e</sup> - Tél. SUP. 58-94

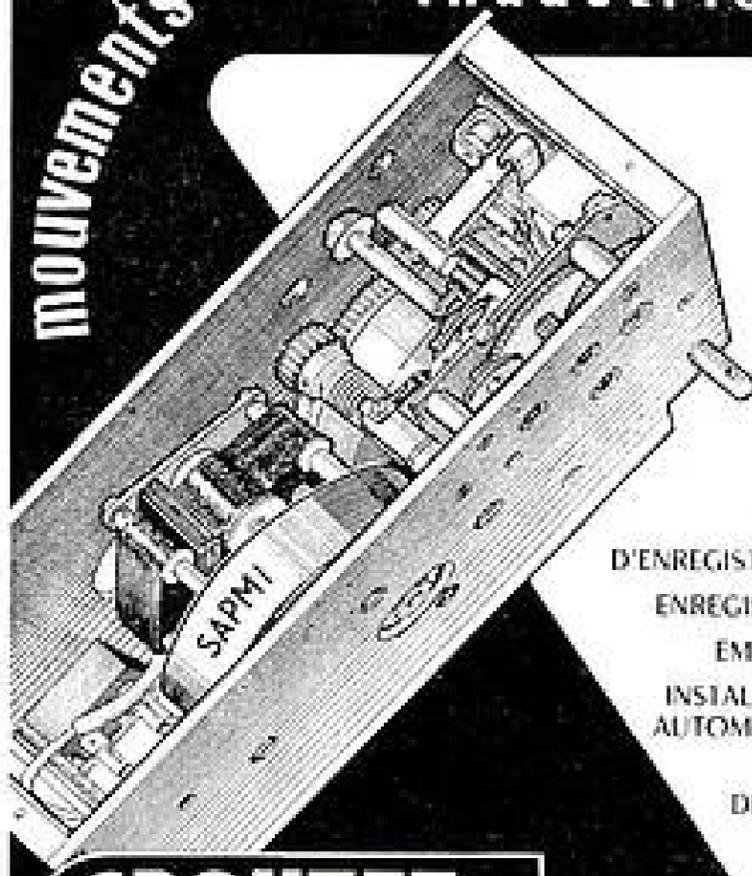
ANTIPARASITAGE - FILTRES ANTIPARASITES

THERMOMÉTRIE - EXTENSOMÉTRIE

RÉGULATEURS ÉLECTRONIQUES



**Mouvements d'horlogerie industriels**



TABLES  
D'ENREGISTREMENT  
ENREGISTREURS  
EMETTEURS  
INSTALLATIONS  
AUTOMATIQUES  
BASE  
DE TEMPS  
ETC.

**CROUZET & C<sup>IE</sup>**  
MÉCANIQUE HORLOGÈRE  
S. A. R. L. CAPITAL 10.000.000 FRS.

18, Rue Jean-Baptiste Rousseau  
VALENCE (DROITE) - Tél. 2112 - 2114  
26, Avenue de la République  
PARIS (XI<sup>e</sup>) - Tél. 4002 45 41

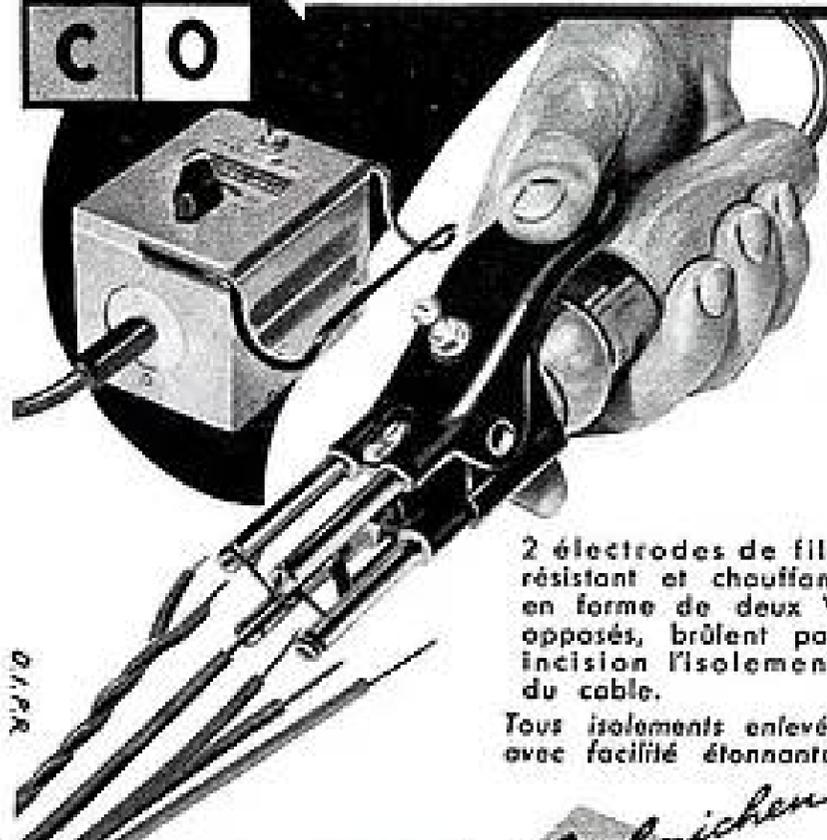
**LE MATERIEL DE QUALITÉ  
CABLES  
PERENA**

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

GAMME  
COMPLÈTE DE  
FICHES COAXIALES  
DE QUALITÉ!

**PERENA** 48 B<sup>is</sup> VOLTAIRE 48  
PARIS 11<sup>e</sup> - Tél VOL 48-90+

**L U C O APPAREIL à DENUDER**



2 électrodes de fils  
résistant et chauffant  
en forme de deux V  
opposés, brûlent par  
incision l'isolement  
du câble.  
Tous isolaments enlevés  
avec facilité étonnante.

REPRÉSENTANT EXCLUSIF  
**A. JAHNICHEN et C<sup>e</sup>**  
27, R. de TURIN, PARIS-8 - Tél. EUR. 59-09 +

*Jahnichen*

# LES RÉGIMES TRANSITOIRES ET LA TÉLÉVISION

PAR

Paul POINCELOT

*Docteur ès sciences,*

*Ingénieur en Chef des Télécommunications*

Cet article comprend deux parties : dans la première, nous étudions les régimes transitoires d'un filtre passe-bas dissipatif, comportant un nombre quelconque de cellules, adaptées à leur impédance image, le signal d'entrée s'établissant suivant une loi exponentielle. Dans la seconde partie, nous comparons les réponses de telles structures, correspondant à des cas particuliers, avec celle d'un canal de télévision (1).

— I —

## 1. Réponse d'un filtre passe-bas à branches inverses dissipatives à la fonction unité.

Nous considérons une chaîne constituée par un nombre quelconque de cellules (fig. 1) fermées sur leur impédance image.

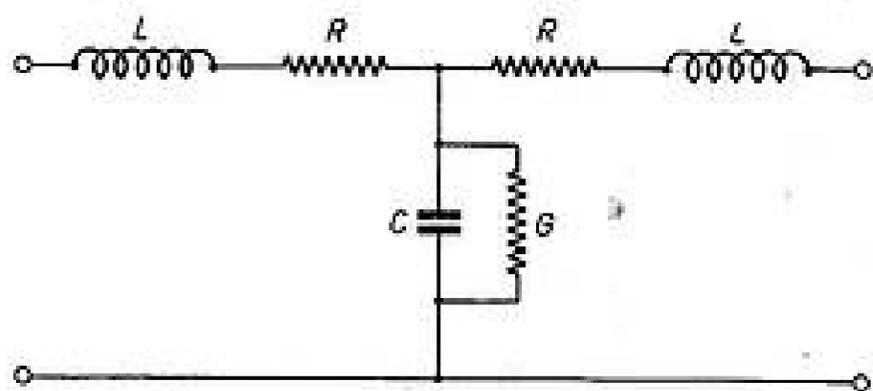


FIG. 1

Supposons réalisée la condition :

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = \delta \quad (1)$$

(1) Le faisceau hertzien P.T.T. G D H 101 comme artère de distribution de télévision à haute définition, par J. VERRIER et P. MAISON, *Onde Electrique*, vol. XXXIV, n° 332, novembre 1954, (numéro spécial consacré à la télévision), p. 876-882.

Si  $p$  désigne le nombre de cellules, l'exposant de transfert sur image de la chaîne est :

$$\theta = i \cdot 2 p \operatorname{arc} \sin \frac{\omega - i \delta}{\omega_c} \quad (2)$$

où  $\omega_c$  est la pulsation de coupure.

La réponse en tension à la fonction unité peut être mise sous la forme de l'intégrale de Fourier :

$$S(t) = \frac{1}{2 \pi i} \int_{(c_1)} \frac{e^{t \omega} - 1}{\omega} e^{-i \cdot 2 p \operatorname{arc} \sin \frac{\omega - i \delta}{\omega_c}} \cdot d\omega \quad (3)$$

( $c_1$ ) étant le contour de la figure 2, asymptote, à gauche et à droite, à l'axe réel.

Posant :

$$\frac{\omega}{\omega_c} = z, \quad \omega_c t = \tau, \quad \frac{\delta}{\omega_c} = \alpha, \quad (4)$$

un changement de contour nous permet d'écrire :

$$S(t) = f(\tau) = e^{i 2 p \operatorname{arc} \sin (i \alpha)} + e^{-\alpha \tau} \cdot g(\tau) \quad (5)$$

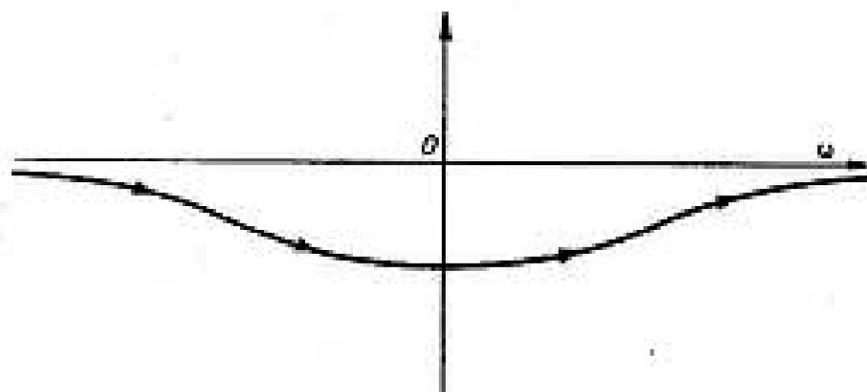


FIG. 2

avec :

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi i} \int_{(c_1)} \frac{e^{i\tau z - i.2p \operatorname{arcc} \sin z}}{z + i\alpha} dz \quad (6)$$

On trouve :

$$e^{i.2p \operatorname{arcc} \sin (i\alpha)} = (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^{2p} \quad (7)$$

La relation (6) se met sous la forme :

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{i\tau \sin z - 2pz} \cdot \frac{\cos z}{\sin z + i\alpha} dz \quad (8)$$

Nous développons la fonction  $\frac{\cos z}{\sin z + i\alpha}$  en série de Fourier et nous trouvons :

$$g(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^n \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{i\tau \sin z - i(2p+n)z} dz$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^n \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{i\tau \sin z - i(2p+n)z} dz \quad (9)$$

ce qui nous permet d'écrire, compte tenu de (5) et (6), la réponse du filtre sous la forme :

$$f(\tau) = (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^{2p} - e^{-\alpha\tau} \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^n \times \left\{ J_{2p-n}(\tau) - (-1)^n J_{2p+n}(\tau) \right\} \quad (10)$$

Les calculs, étant un peu longs, n'ont pas été développés. Ils sont conformes à la méthode exposée dans l'ouvrage suivant : Les régimes transitoires dans les réseaux électriques, Gauthier-Villars, 1953.

La constante  $\alpha$  qui figure dans les formules précédentes a pour valeur, d'après (1) et (4) :

$$\alpha = \frac{\delta}{\omega_c} = \frac{R}{\omega_c L} = \frac{G}{\omega_c C} = \frac{1}{Q} \quad (11)$$

$Q$  étant le coefficient de surtension, supposé le même, pour les capacités et les self-inductances à la pulsa-

tion de résonance,  $R, L, C, G$  étant supposés constants.

Les courbes I, II et III de la figure 3 correspondent à  $p = 4$  (4 cellules) et à des valeurs du coefficient de surtension égales à 20 pour la courbe I, 10 pour la courbe II, et 5 pour la courbe III.

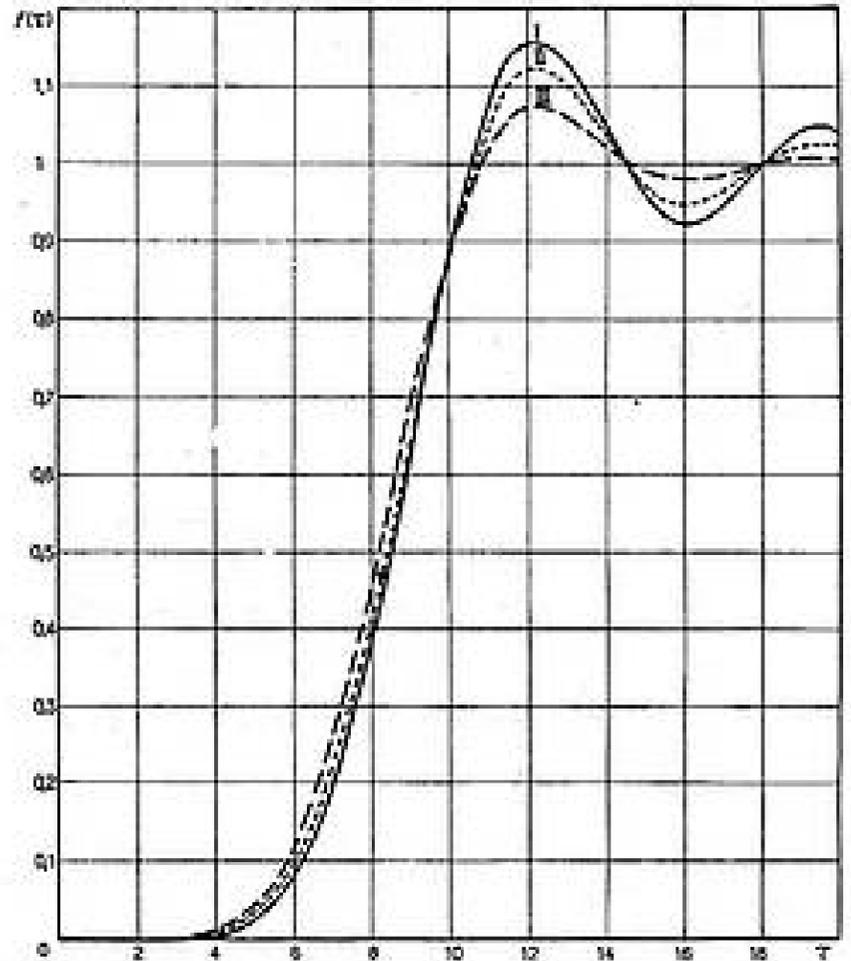


FIG. 3

2) Réponse d'un filtre passe-bas à branches inverses dissipatives à une tension établie exponentiellement.

Nous considérons maintenant une tension de la forme

$$E(t) = (1 - e^{-\beta t}) \Upsilon(t) \quad (12)$$

où  $\beta$  est une constante réelle et positive et  $\Upsilon(t)$  la fonction unité, soit :

$$E(t) = \Upsilon(t) - e^{-\beta t} \Upsilon(t) \quad (13)$$

La réponse à la fonction unité a fait le sujet du paragraphe précédent. Envisageons donc la fonction :

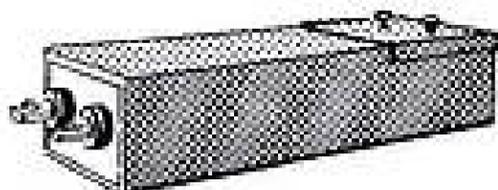
$$e^{-\beta t} \Upsilon(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{(c_1)} \frac{e^{i\omega t}}{\omega - i\beta} d\omega \quad (14)$$

# SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

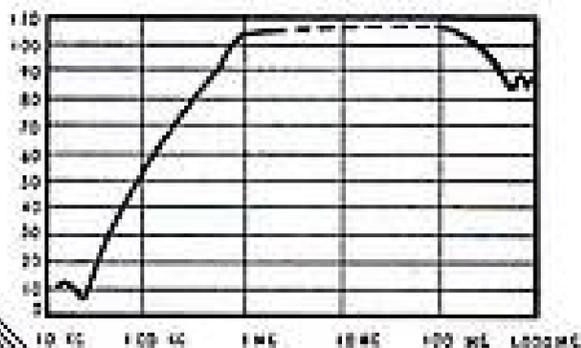
ST-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-de-C.)

## FILTRES

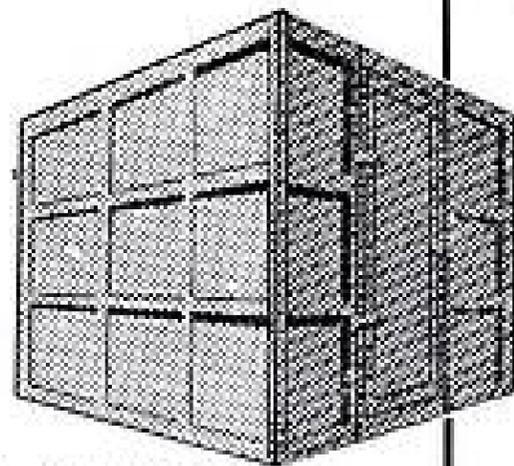
POUR CAGES DE FARADAY S.I.D.T.  
AGENT GÉNÉRAL POUR  
L'EUROPE DES FILTRES HOPKINS



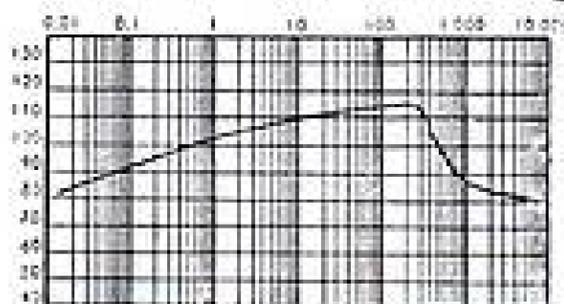
Courbe d'affaiblissement du filtre bilatéral, type 146 - 250 v. 30 ampères 400 périodes.



Brochure D. 13



Affaiblissement  
100 dB  
de 500 Megacycles



Atténuation  
mesurée dans le limite  
de lecture des appareils

Brochures DI. 11

## CAGES DE FARADAYS.I.D.T.

BREVETÉ S.G.D.G.

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

Remettez à vos Agents Techniques  
cet outil indispensable..

## LES DÉCIBELS

- Table universelle à 3 décimales
- Comment les utiliser
- Comment les calculer
- Tableau des phones
- Graduation des appareils de mesure.

par Lucien CHÉRIEN, ingénieur E.S.E.

Une plaquette de 40 pages 15 x 24 cm.  
300 francs port compris.

aux

ÉDITIONS CHIRON, 40, r. de Seine, Paris-6

**1 SEUL APPAREIL**

**VOLTMÈTRE  
À LAMPE  
742  
MEIRIX**

**TOUTES LES  
MESURES  
DE TENSION**

Permet grâce à ses sondes interchangeables la mesure des tensions continues, alternatives T.H.T. - V.H.F.

EXCELLENTE STABILITÉ  
DIMENSIONS RÉDUITES  
245 x 170 x 125  
FAIBLE POIDS - 3 K. 500

C<sup>IE</sup> GÉNÉRALE DE  
MÉTROLOGIE  
ANNÉCY FRANCE

LEADER DE LA MÉTROLOGIE INTERNATIONALE

Posons :

$$\frac{\omega}{\omega_c} = z, \quad \omega_c t = \tau, \quad \frac{\delta}{\omega_c} = \alpha, \quad \frac{\beta}{\omega_c} = \gamma \quad (15)$$

et nous supposons essentiellement :

$$\gamma - \alpha > 0 \quad (16)$$

Nous mettons la réponse sous la forme :

$$f(\tau) = e^{-\alpha\tau} \cdot g(\tau) \quad (17)$$

avec :

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi i} \int_{(c)} \frac{e^{i\tau z - i 2p \arcsin z}}{z - i(\gamma - \alpha)} \cdot dz \quad (18)$$

Un changement de contour nous permet d'écrire :

$$g(\tau) = e^{-(\tau - \alpha)^2} [\sqrt{1 + (\gamma - \alpha)^2} - (\gamma - \alpha)]^{2p} + \frac{1}{2\pi i} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{e^{i\tau \sin z - i 2p z}}{\sin z - i(\gamma - \alpha)} \cdot \cos z \cdot dz \quad (19)$$

Développons en série de Fourier la fonction :

$$\frac{\cos z}{\sin z - i(\gamma - \alpha)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{inz} \quad (20)$$

Nous trouvons comme au paragraphe 1, une série de NEUMANN, et il vient, en définitive, pour la réponse, l'expression :

$$f(\tau) = e^{-\alpha\tau} [\sqrt{1 + (\gamma - \alpha)^2} - (\gamma - \alpha)]^{2p} - e^{-\alpha\tau} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} [\sqrt{1 + (\gamma - \alpha)^2} - (\gamma - \alpha)]^n \times [(-1)^n J_{2p-n}(\tau) - J_{2p+n}(\tau)] \quad (21)$$

La réponse à la tension (12) peut, dès lors s'écrire, à un facteur constant près :

$$f(\tau) = 1 - \left[ \frac{\sqrt{1 + (\gamma - \alpha)^2} - (\gamma - \alpha)}{\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha} \right]^{2p} \cdot e^{-\alpha\tau} - e^{-\alpha\tau} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^{n-2p} [J_{2p-n}(\tau) - (-1)^n J_{2p+n}(\tau)] + \frac{1}{(\sqrt{1 + \alpha^2} - \alpha)^{2p}} \cdot e^{-\alpha\tau} \sum_{n=1}^{\infty} [\sqrt{1 + (\gamma - \alpha)^2} - (\gamma - \alpha)]^n \times [(-1)^n J_{2p-n}(\tau) - J_{2p+n}(\tau)] \quad (22)$$

Sur la courbe de la figure 4, nous avons fait :

$$p = 4 \text{ (4 cellules)} \quad (23)$$

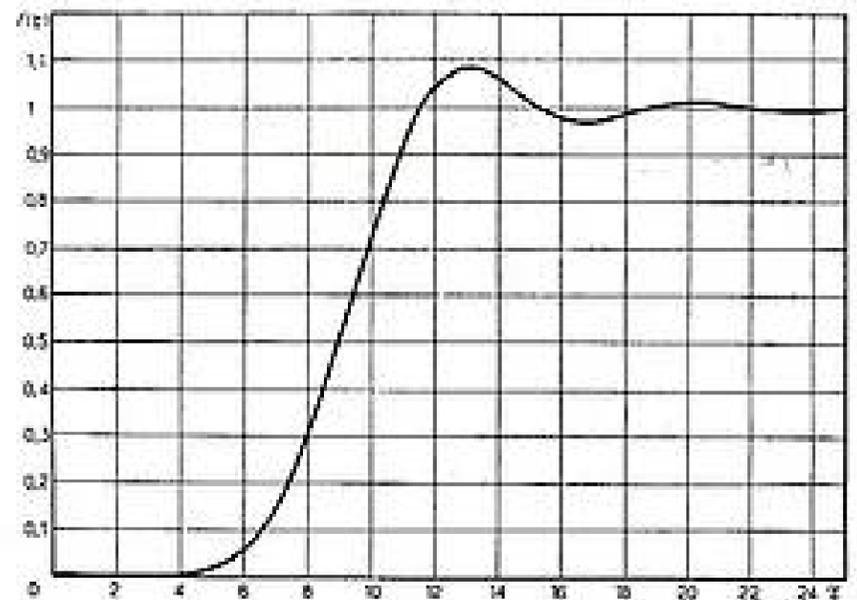


FIG. 4

$$\alpha = 0,14$$

$$\gamma = 1,3$$

Rappelons que  $\alpha$  est l'inverse du coefficient de surtension, supposé le même, des éléments du filtre ; égal par suite à :

$$Q = \frac{1}{\alpha} = 7 \quad (24)$$

Nous verrons plus loin la raison du choix de  $\gamma$ .

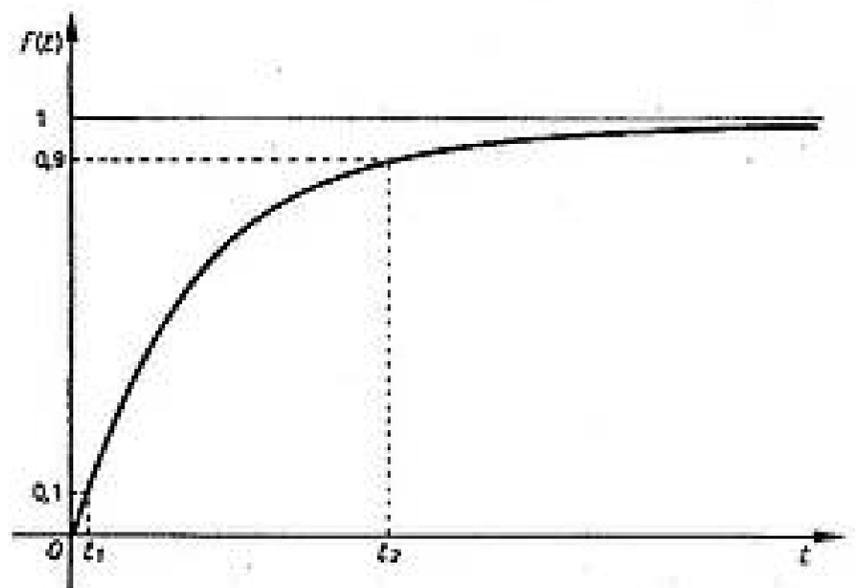


FIG. 5

Nous avons envoyé le signal d'entrée représenté par la figure 5, et satisfaisant à la relation :

$$E(t) = (1 - e^{-t^2}) \gamma(t) \quad (25)$$

$$\text{Nous avons pris } \omega_c = 2\pi \times 9.10^6 \quad (26)$$

En outre, les instants  $t_1$  et  $t_2$  auxquels le signal

passent respectivement par les valeurs 0,1 et 0,9, sont tels que :

$$t_2 - t_1 = 0,03 \mu\text{s} = 3 \cdot 10^{-8} \text{ s} \quad (27)$$

On en déduit facilement la valeur  $\gamma = \frac{\beta}{\omega_c} = 1,3$ .

Les courbes des figures 3 et 4 sont tracées en fonction de :

$$\tau = \omega_c t \quad (28)$$

$\tau$  est un simple nombre, si bien que ces courbes sont exprimées en coordonnées universelles. Elles montrent comment varie la réponse d'une chaîne de 4 cellules passe-bas simples, à branches inverses, dissipatives, lorsqu'on fait varier le coefficient de surtension des éléments et la constante de temps du signal à l'entrée. Remarquer l'allure des dépassements et l'amortissement des suroscillations. On peut comparer ces résultats à ceux de l'ouvrage précité, dont plusieurs concernent des structures non dissipatives et un signal d'entrée instantané (fonction unité).

— II —

## 2. Application à la transmission de la télévision par les faisceaux hertziens.

Une très intéressante publication a paru récemment sur ce sujet (voir la citation n° 1). A la page 879 (fig. 3) de l'article de MM. VERRÉE et MAGNE, on peut voir la reproduction d'un oscillogramme obtenu en bouclant une voie de télévision pour réaliser le parcours Paris-Lille-Paris. D'après le texte des auteurs (page 881, Essai en régime transitoire), la constante de temps du signal au départ est de l'ordre de 0,03  $\mu\text{s}$  : le temps d'établissement de 0,1 à 0,9 de l'amplitude de la réponse est environ 0,1  $\mu\text{s}$ , la suroscillation maximum de 9 % (amortie en 2 périodes), la fréquence des suroscillations d'environ 10 Mc/s. Cette réponse est reproduite sur la figure 6. Nous nous proposons de rechercher si elle présente une analogie avec les signaux des figures 3 et 4. Auparavant, nous ferons quelques observations sur les régimes transitoires des faisceaux hertziens.

L'emploi des oscillographes cathodiques n'a pas diminué l'intérêt du calcul, qui permet d'interpréter les résultats de l'observation et de prévoir le comportement d'une liaison en projet. Or l'étude analytique d'une liaison telle que celle dont nous parlons paraît inabordable : elle fait intervenir 10 amplifi-

cateurs à fréquence intermédiaire, dont chacun comporte 10 étages, soit au total 100 étages d'amplification. Il faut y ajouter les étages de changement de fréquence, de modulation, de démodulation, ainsi que les amplificateurs en vidéo-fréquence. Il paraît impossible de traiter par le calcul le régime transitoire d'un tel système de transmission, en considérant un schéma trop compliqué, et qui d'ailleurs, ne tient aucun compte des capacités, des self-inductances des liaisons, etc. Il est dès lors permis de se demander si

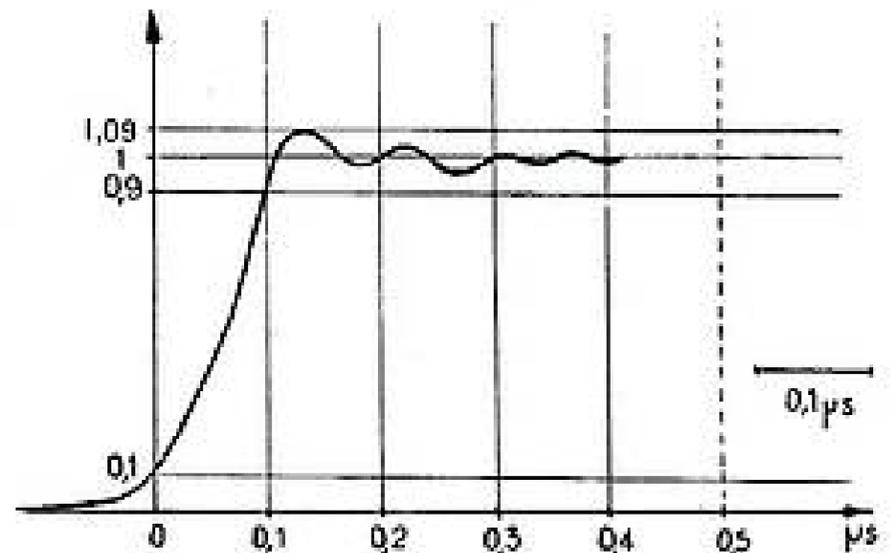
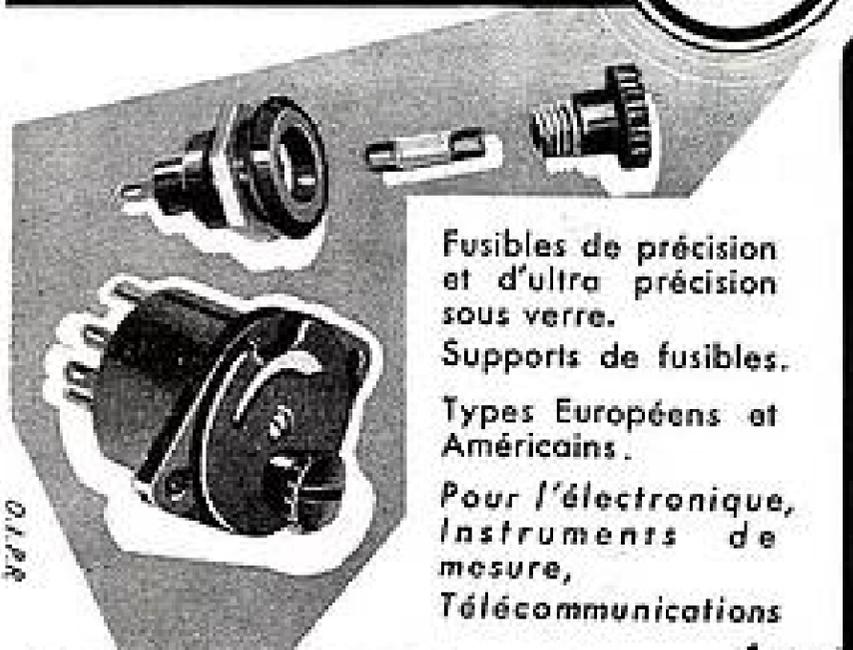


FIG. 6.

une conception synthétique plus simple serait conforme à la réalité. Or, le signal reproduit sur la figure 4 présente de grandes analogies avec celui de la fig. 6, relevé expérimentalement, en ce qui concerne la montée, l'amplitude du rebondissement et l'amortissement des suroscillations. Toutefois, une différence subsiste : dans le signal de la figure 6, la fréquence des suroscillations est presque le double de celle du signal de la figure 4. Peut-on, malgré cette différence, assimiler la liaison hertzienne Paris-Lille-Paris à une chaîne de passe-bas simples ? Peut-être les suroscillations tiennent-elles à la présence d'un dispositif de correction ayant pour but de relever la courbe de réponse aux fréquences élevées. Si l'on pouvait assimiler les deux signaux, il en résulterait une règle simple et pratique pour prédéterminer la largeur de bande nécessaire à la retransmission de la télévision, en fonction de la définition de l'image et du nombre des étages d'amplification.

Les calculs numériques relatifs aux courbes des figures 3 et 4 ont été faits par le laboratoire de calculs de l'Institut Henri Poincaré, sous la direction de M. ERKINE. M. Louis ROBIN, ingénieur en chef des Télécommunications, nous a donné de précieux conseils à ce sujet.

**FUSIBLES DE PRÉCISION**



Fusibles de précision et d'ultra précision sous verre.  
Supports de fusibles.  
Types Européens et Américains.  
Pour l'électronique, Instruments de mesure, Télécommunications

**WICKMANN-WERKE**

REPRÉSENTANT EXCLUSIF,  
**A. JAHNICHEN et C<sup>e</sup>**  
27, R. de TURIN, PARIS-8 - Tél. EUR. 59-09 +

*Jahnichen*



**CONTROLEUR D'ISOLEMENTS DE CAPACITES**

Breveté S. G. D. G.

0,5 MΩ à 2 Millions de MΩ

Parfaite stabilité de la déviation  
Constante de temps nulle  
Précision 2% jusqu'à 50.000 MΩ  
Robustesse à toute épreuve

Démonstration sur de mande

**EMOUZY.**

63, rue de Charenton  
PARIS 12<sup>e</sup>  
DIDEROT 07-74

FOURNISSEURS DES GRANDS LABORATOIRES OFFICIELS

**20<sup>TH</sup> CENTURY ELECTRONICS LTD**



FABRICANTS DE TUBES CATHODIQUES

TUBES à 2 et 4 CANONS entièrement indépendants

TUBES à grande vitesse d'inscription à électrodes multiples de post-accélération

TOUS LES TYPES DE TUBES SONT A FOND PLAT

RENSEIGNEMENTS COMMERCIAUX ET TECHNIQUES

**ACCR**

36, RUE LABORDE - PARIS VIII

LABORDE 26.98

*La Technique la plus moderne*



*La plus ancienne expérience.*

En Pièces diverses pour  
Radio & Télévision  
Supports & tubes  
Ceillets - Cosses  
Rivets creux  
QUALITÉ INÉGALÉE



**MANUFACTURE FRANÇAISE D'CEILLETS MÉTALLIQUES**

64, B<sup>e</sup> DE STRASBOURG - PARIS - X - TEL. BOT : 72-76-

# PRINCIPES GÉNÉRAUX ET IMPORTANCE DU CONTRÔLE STATISTIQUE DE LA QUALITÉ

PAR

A.H. SCHAAFSMA

*Ingénieur, N. V. PHILIPS, Eindhoven (Pays-Bas)*

## I. — Introduction.

L'inventeur du contrôle statistique de la qualité est le Dr WALTER A. STEWHART des laboratoires Bell.

Son livre « Economic Control of quality of Manufactured Product », publié en 1931, décrit amplement l'utilisation des cartes de contrôle, qui sont actuellement employées dans beaucoup d'industries. Pourtant ce n'est qu'après la seconde guerre mondiale que ces techniques furent acceptées par l'industrie d'une façon plus générale. Tout au moins, en ce qui concerne les États-Unis et la Grande Bretagne, car ce n'est pas avant 1946, que des usines essayèrent dans d'autres pays, d'utiliser les cartes de contrôle économique Stewhart sur une base systématique.

On peut réellement dire que le contrôle statistique de la qualité entraîne d'une façon générale, une amélioration de la qualité et du contrôle. Mais d'un point de vue plus important, on peut dire également qu'il conduit à une bien meilleure connaissance de l'organisation et des aspects psychologiques concernant la qualité.

C'est dire que l'importance du contrôle statistique de la qualité n'est pas limitée au département « contrôle de la qualité ». Il a en réalité une signification beaucoup plus étendue.

C'est pourquoi dans cet article, nous essaierons d'expliquer ce qu'est effectivement le contrôle statistique de la qualité sans nous occuper des techniques qui seront décrites dans deux prochains articles.

## II. — Raisons qui conduisent à utiliser les principes statistiques.

En pratique le contrôle devrait avoir deux buts :

— améliorer la qualité,

— éviter la fabrication des produits défectueux.

Il est en effet bien préférable d'utiliser le contrôle dans le but de fabriquer uniquement des produits de bonne qualité, plutôt que pour éliminer les produits mauvais, après les avoir fabriqués.

Comme le dit un slogan anglais : « Ce n'est pas le contrôle qui peut introduire la qualité dans un produit, c'est l'élaboration ».

Par conséquent, il faut établir un contrôle en cours de fabrication, capable de détecter et de localiser d'une façon efficace et rapide une altération de la qualité. Or, il est impossible de contrôler 100 % des produits fabriqués tout au long de la chaîne de production, sans entraîner une fabrication trop coûteuse.

Donc le contrôle ne doit être effectué que sur des échantillons, de préférence en petit nombre ; et leur prélèvement durant la production, doit pouvoir apporter rapidement au département « production » les réponses aux questions relatives à la qualité.

Mais bien des problèmes surgissent dès que ce principe est mis en pratique. Supposons, par exemple, que dans une usine où l'on produit sur trois machines, des résistances d'un même type, à la cadence de 1 000 par heure, on trouve environ 3 % d'éléments défectueux dans de bonnes conditions de fabrication. Le contrôle s'exerce sur 10 échantillons par machine toutes les demi heures. Si dans un tel groupe de 10 pièces, on en trouve une de mauvaise, qu'est-ce que cela signifie ? Est-ce que la machine produit 10 % de déchets ? Si la réponse est affirmative, il faut évidemment prendre des mesures. Mais si elle est négative, alors que doit-on faire ?

Une autre question se pose lorsque le contrôle de 5 échantillons de cathodes dont la tolérance sur le diamètre est  $1,765 \pm 0,02$  mm donne les valeurs suivantes : 1,780, 1,784, 1,776, 1,780 et 1,785. Toutes les valeurs tiennent dans les limites imposées.

cependant la valeur moyenne (1,781 mm) semble très forte. Peut-on penser dans un tel cas que le procédé de fabrication fonctionne d'une façon satisfaisante — mais alors la moyenne de tous les produits devrait être environ 1,765 — ou bien est-il préférable d'intervenir sur la machine dans le but de réduire le diamètre moyen ?

Toutes les questions de ce genre peuvent être résolues avec l'aide des méthodes statistiques.

Par exemple, la réponse à la première question est qu'il n'y a aucune raison qui justifie des mesures destinées à améliorer la production. Dans le second cas, au contraire, des mesures destinées à réduire le diamètre sont certainement nécessaires. Il est clair que l'usage de la statistique conduit pour les questions comme celles-ci à une interprétation positive et correcte des échantillons, parce que c'est la science qui présente et qui interprète des chiffres. Les réponses sont toujours exprimées sous forme de probabilité : par exemple, on peut prédire que si des échantillons de 100 pièces sont pris au hasard dans un lot comprenant 2 % de pièces défectueuses ; 95 fois sur 100 on trouvera moins de 6 pièces mauvaises. Donc, si un échantillon de 100 pièces contient 6 pièces mauvaises, il est peu probable que le lot contienne 2 % ou moins de pièces défectueuses. Si l'on ne peut tolérer que 2 % de déchets, un tel lot devra donc être rejeté. D'un autre côté, le fait de trouver 3 pièces mauvaises dans un échantillon de 100, ne constitue pas une preuve suffisante pour conclure que le lot comporte plus de 2 % de déchets. On peut montrer actuellement, que 32 fois sur 100, de tels échantillons pris dans un lot comprenant exactement 2 % de déchets, en contiennent eux-mêmes un pourcentage plus élevé. Cela veut dire aussi qu'un échantillon peut comporter plus de 2 % de déchets, sans qu'il en soit forcément de même pour tout le lot.

Une telle information peut être déterminée à l'aide de tables. D'une façon générale quelques calculs seulement sont nécessaires. Par exemple, dans le cas des cathodes exposé plus haut, c'est seulement la moyenne et la dispersion (c'est la différence entre la plus forte valeur trouvée dans l'échantillon et la plus faible) qu'il est nécessaire de connaître, et la question de savoir s'il faut intervenir sur la machine peut être rapidement réglée à l'aide d'une table.

Il est exact que le système statistique semble difficile à comprendre, parce qu'il exige une façon particulière de penser, mais les méthodes elles-mêmes sont simples et pratiques.

### III. — Contrôle pendant la fabrication.

La conception moderne de la qualité est basée sur le fait qu'une haute qualité ne peut être assurée que si le dispositif de production fonctionne correctement. Un contrôle de tous les produits fabriqués, n'est pas suffisant pour garantir au consommateur une parfaite qualité, comme le savent très bien ceux pour qui les problèmes concernant la qualité sont familiers.

Le fait que dans bien des cas un contrôle s'effectuant sur 100 % des produits est suivi d'un autre, en est la preuve.

La fabrication de mauvais produits ne peut être évitée que par un contrôle continu pendant toute cette fabrication. Cette conception n'est pas nouvelle et n'a rien à voir avec la statistique. Mais les applications pratiques de ce principe, doivent néanmoins être basées sur la statistique. Cela devient évident quand les buts d'un tel contrôle sont définis plus exactement. En effet les buts du contrôle pendant la fabrication sont :

a) Prendre des mesures aussitôt que le processus de fabrication n'est plus correct.

b) Rechercher les causes d'erreurs les plus fréquentes, dans le but de diminuer le nombre de produits défectueux fabriqués.

Le premier but mentionné peut être atteint aisément, s'il est possible d'avoir une idée exacte de la situation à partir d'un nombre limité d'échantillons. Comme dans bien des cas, les résultats peuvent être trompeurs, des connaissances de statistique sont nécessaires pour les interpréter. Autrement, les mesures prises pourront être maladroites, tardives ou même tout à fait injustifiées. D'ailleurs le fait que le principe du contrôle pendant la fabrication n'était guère utilisé avant le développement des méthodes statistiques, prouve bien qu'un système efficace ne peut pas être établi sans elles. Sinon ce principe aurait été appliqué plus largement auparavant.

Le but mentionné en (b) exige des connaissances statistiques d'une façon plus impérieuse encore que pour (a), car une série d'expériences doit être effectuée sous des conditions normales de travail. L'aide de la statistique est particulièrement nécessaire pour le collationnement des données par homme et par machine. Or, sans ces renseignements, on ne pourrait jamais obtenir :

a) une bonne connaissance de la qualité individuelle des machines. Il est clair que les machines peuvent être différentes, et qu'un soin particulier est nécessaire.

b) une idée claire des possibilités du personnel, en ce qui concerne la qualité. Sans elle, il est impossible d'établir de bonnes méthodes de formation, ce qui constitue une activité importante des industries fabriquant des produits de haute qualité.

Nous trouvons donc de nouveau, la nécessité d'utiliser la statistique, parce que cette science enseigne des méthodes et donne des directives pour le collationnement des données de façon simple et systématique.

La simplicité est nécessaire pour suivre les opérateurs, chefs d'équipe et aussi pour voir à chaque instant comment se maintient la qualité, de façon à prendre des mesures aussitôt que cela est nécessaire.

NOUVEAUTÉ 1955 :

# L'INGÉNIEUR DU SON

en **RADIODIFFUSION**  
**CINÉMA**  
**TÉLÉVISION**

PAR  
**V. JEAN-LOUIS**  
PRÉFACE  
de **M. le Général LESCHI**  
Directeur des Services techniques  
de la Radiodiffusion - Télévision Française

**ACOUSTIQUE PSYCHOTECHNIQUE.** — Le son et l'oreille, les microphones, l'acoustique architecturale.

**LA PRISE DE SON.** — L'espace sonore, les emplacements microphoniques, la dynamique sonore, le mixage, les systèmes d'enregistrement optiques et magnétiques.

**L'INGÉNIEUR.** — Ses fonctions, le concours pour le recrutement d'ingénieurs du son (studio d'essai), l'examen écrit, les tests sonores, conclusion, bibliographie.

UN VOLUME de 296 pages 15 X 24 cm, broché ou relié pleine toile grenat, titres bronze.

Prix : broché, 2 700 F + poste 70 F = 2 770 F ; relié 3 000 F + poste 70 F = 3 070 F

Frais de recommandation en plus s'il y a lieu.

**ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine — PARIS**

Compte chèques postaux PARIS 53.35

Il est de fait que, bien souvent, la qualité a été améliorée uniquement par une présentation simple des renseignements.

Un travail systématique est indispensable pour obtenir des informations comparables et rationnelles. Sinon on ne peut jamais parvenir à se faire une idée exacte de la nature de l'insuffisance.

Un exemple illustrera l'importance de cette connaissance, soit un pourcentage de déchets de 20 % dû au fait que la tolérance limite est fréquemment dépassée. Si l'enquête révèle qu'un pourcentage élevé de déchets est inévitable, c'est qu'il faut obtenir une meilleure précision des machines, ou bien augmenter les tolérances et fabriquer un nouveau produit similaire qui pourra être obtenu avec moins de déchets. Mais si le pourcentage élevé de déchets résulte seulement d'un mauvais travail du personnel, il faudra prendre des mesures complètement différentes. Par exemple, en établissant un programme de formation du personnel.

En bref, on peut dire que le but du contrôle pendant la fabrication est d'améliorer la qualité des produits, grâce à une action très rapide dès que la qualité baisse ; en outre, il aidera à avoir une meilleure idée des causes importantes de trouble.

#### IV. — Contrôle de séries.

Le contrôle d'une série de produits, c'est-à-dire le contrôle final et celui du matériel entrant dans la fabrication, a deux objets qui sont :

- a) protéger le consommateur contre une mauvaise qualité ;
- b) stimuler la production.

Le premier objectif est atteint grâce à un contrôle consciencieux des produits prêts à être livrés. Beaucoup de gens reconnaissent que cette tâche incombe au département « contrôle ». Par conséquent, elle ne sera pas considérée plus avant dans cet article. Remarquons simplement que de tels contrôles ont un caractère négatif, car le personnel de contrôle ne sert qu'à éliminer les produits défectueux.

La tâche indiquée en (b) a au contraire un caractère positif, qui convient parfaitement à la conception moderne du contrôle de la qualité, et qui résulte d'un contrôle systématique pendant la fabrication. Toutefois, cela suppose que les résultats du contrôle sont analysés systématiquement parce qu'il est impossible d'avoir une connaissance exacte des insuffisances de qualité sans cela. Dans ce cas, la connaissance de la statistique est également essentielle.

En ce qui concerne le contrôle final, la seconde tâche signifie qu'un contact très étroit avec la production est indispensable. Pour la même raison, les responsables du contrôle des matériaux entrant dans la fabrication, doivent maintenir un contact étroit avec les fournisseurs, et discuter des résultats du contrôle. Une telle discussion a généralement pour

avantage de conduire à une plus claire compréhension en ce qui concerne la qualité réellement demandée.

Habituellement, les conditions requises sont énoncées dans des spécifications, mais pas toujours assez clairement pour qu'une interprétation précise soit possible. Comment interpréter par exemple ces spécifications : « La surface doit être parfaitement polie » ou « Aucune bavure n'est permise ». C'est seulement par des contacts personnels qu'une bonne coopération peut être obtenue entre producteurs et consommateurs.

L'importance du contrôle final diffère grandement d'une usine à l'autre. Quelquefois le contrôle ne porte que sur quelques échantillons. Dans d'autres cas, un premier contrôle de tous les produits fabriqués est suivi d'un autre également à 100 %, parce que l'on suppose que des difficultés demeurent quand un lot n'est contrôlé qu'une seule fois.

Des règles fixes concernant l'importance du contrôle final ne peuvent pas être énoncées. Mais il faut toujours se rappeler que de tels contrôles ne sont pas productifs, car ils ne peuvent en aucun cas augmenter la valeur des produits. Donc, ils doivent demeurer aussi peu importants que possible. Il faut par conséquent les établir sur des systèmes d'échantillonnage, tels que des prélèvements effectués par sondage.

De plus, il ne faut pas oublier qu'il est absurde de tendre à la perfection, non seulement parce que la pratique prouve que cela est impossible à obtenir, mais aussi parce que dans bien des cas ce n'est pas économique. Cela peut être prouvé de la façon suivante :

Soit :  $S$  = coût du contrôle d'un produit.

$N$  = importance du lot.

$L$  = pertes dues à la livraison d'un produit défectueux.

$p$  = pourcentage de déchets dans la série.

Supposons que grâce à un contrôle de 100 % des produits, tous les déchets soient trouvés ; le résultat financier d'un tel contrôle est  $\frac{pNL}{100}$ .

La dépense pour obtenir un tel résultat est  $NS$ .

Donc un contrôle à 100 % ne sera pas économique si  $NS > \frac{pNL}{100}$ , d'où si  $p < \frac{100S}{L}$ .

Si par exemple,  $S = 1$  franc par pièce et  $L = 50$  francs, le contrôle à 100 % n'est pas économique si  $p < 2\%$ .

Dans bien des cas,  $L$  ne peut pas être déterminé. La formule montre néanmoins que des précautions sont nécessaires, et que l'on doit continuellement rechercher si le contrôle ne peut pas être limité à quelques échantillons, ou même si le contrôle final ne peut pas être supprimé complètement.

Cela entraîne souvent des difficultés quand il s'agit de contrôler des produits livrés à d'autres usines. Mais il est certain que bien des contrôles effectués sur 100 % de produits fabriqués, destinés à un usage interne, ne sont pas économiques, et qu'il vaudrait mieux les remplacer par des contrôles portant sur des échantillons.

#### V. — Responsabilité de la qualité.

La responsabilité de la qualité doit être attribuée au personnel qui fabrique les produits. Cependant il ne faut pas oublier qu'il n'est pas économique de tendre à la perfection et qu'elle ne peut pas être atteinte.

Ainsi tout partage des responsabilités relatives à la quantité et à la qualité doit être évité. Pourtant on rencontre cette séparation des responsabilités dans bien des usines, où l'on pense généralement que la quantité et la qualité sont des conceptions opposées, et que les points de vue du producteur de séries et du producteur de qualité sont inconciliables. L'opinion est que les travailleurs aux pièces, chefs d'équipes et assistants contremaîtres sont intéressés beaucoup plus par la quantité, que par la qualité des produits. Cette opinion conduit à une extension du contrôle ne dépendant pas des services de production et fait naître des différends entre les ouvriers et le contremaître qui s'intéresse seulement à la qualité et non à la quantité.

Inutile de dire que cela entraîne bien des frictions entre le personnel de contrôle et celui de production parce que les contrôleurs sont habituellement tenus pour responsables de la qualité du produit final. C'est une responsabilité qu'ils ne devraient pas supporter, puisqu'ils ne fabriquent pas le produit, mais le contrôlent seulement. Cette opinion conduit par conséquent à une forme d'organisation tout à fait fautive. En outre, elle est en complet désaccord avec les faits, car le personnel de production est généralement enclin à faire des produits de haute qualité. D'ailleurs, lorsqu'il en paraît autrement, c'est bien plus souvent dû à l'ignorance qu'à la mauvaise volonté. Il faut donc éviter l'ignorance.

Ce contrôle pendant la fabrication peut être complété d'un contrôle final immédiat.

Le contrôle pendant la fabrication doit être basé sur des faits, et partir du principe qu'aucune impossibilité ne doit être demandée.

Aussi, quand il est établi qu'une tolérance particulière ne peut pas être tenue, le contrôle pendant la fabrication ne doit pas se baser sur ce qui est demandé, mais sur ce qui peut être obtenu. Ainsi il est normal de trouver quelques déchets lors du contrôle de l'assemblage des lampes radio, parce qu'il est impossible de faire cette opération d'une façon parfaite.

Le contrôle final doit naturellement être basé sur les spécifications demandées, tout en se conformant aux principes expliqués au chapitre IV.

Ainsi, nous voyons que le personnel qui est directement engagé dans la production doit être tenu responsable de la qualité.

Le contrôle final constitue un travail supplémentaire, c'est pourquoi il doit être aussi peu important que possible. Le contrôle est axé sur la fabrication et basé sur les conditions exigées qui peuvent être raisonnablement obtenues.

Le contrôle pendant la fabrication permet aux ouvriers, chefs d'équipes, etc., d'avoir continuellement une connaissance exacte de la situation. C'est pourquoi il est honnête et efficace, et par conséquent acceptable pour tous.

#### VI. — Application. — Exemple.

L'introduction d'un système moderne de contrôle de la qualité dans une usine n'est possible que si tous les collaborateurs du haut en bas de la hiérarchie sont convaincus de l'importance de la qualité. La réussite n'est donc possible que s'il existe plus ou moins un souci de la qualité.

Quand le personnel n'a pas cette attitude, il est nécessaire de former les opérateurs avant d'introduire le contrôle statistique de la qualité. Cela demande bien entendu un programme d'éducation soigneusement établi, car le système lui-même ne conduit à aucun résultat s'il n'est pas accepté d'une façon générale.

En outre, il est bien entendu indispensable que les super-intendants et contremaîtres comprennent le mécanisme du système. Cela ne veut pas dire que ce personnel doit apprendre la statistique, mais il a

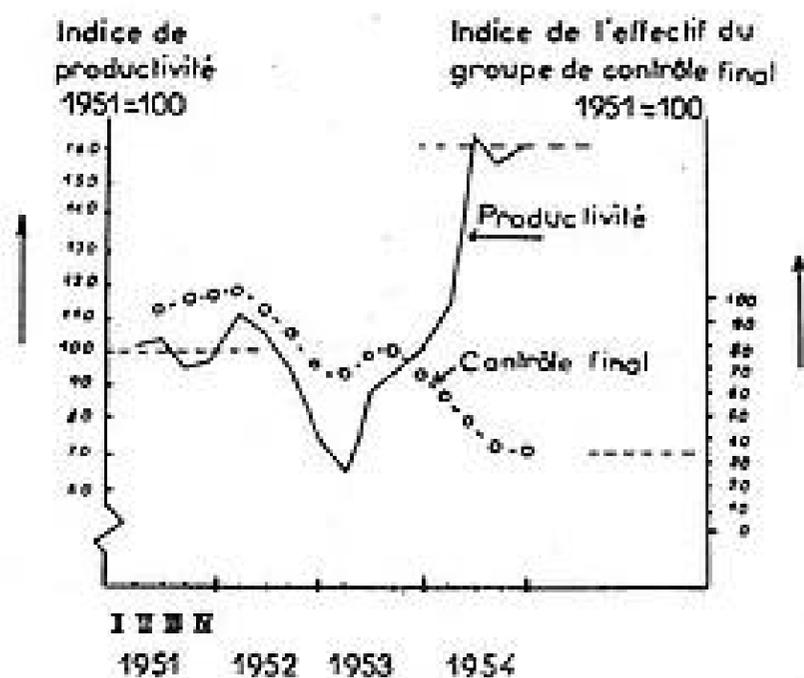


FIG. 1. — Quelques indices de productivité d'un département où le contrôle statistique de la qualité a été introduit en 1952.

besoin de connaître le système d'échantillonnage. Sinon, il lui sera impossible d'utiliser cette méthode, et de l'utiliser avec efficacité.

Une bonne éducation des inspecteurs est très importante. Toute forme de résistance ou de méfiance

envers eux doit être évitée, car ils symbolisent la qualité sur le lieu du travail.

De plus, il faut que les systèmes appliqués soient aussi simples que possible. Ainsi, il vaut mieux choisir un système simple, plutôt qu'un autre plus compliqué, qui serait du point de vue de la statistique, plus efficace.

Comme exemple de résultats obtenus, la figure 1 montre quelques renseignements relatifs à un département où l'on fabrique des matériaux métalliques pour tubes radio. On peut voir que la productivité des contrôles a été grandement améliorée après l'introduction du système de contrôle de qualité.

De plus, la productivité du personnel de fabrication a elle aussi augmenté. Cela a été obtenu en grande partie par les méthodes statistiques.

On peut dire d'une façon générale, que l'introduction du contrôle statistique de qualité dans ce département a élevé la productivité à un plus haut et plus constant niveau de qualité.

#### BIBLIOGRAPHIE

- Techniques modernes de contrôle de fabrication, par J. MORRIS (Dunod Paris 1952).
- Management of inspection and quality control, par J.M. JURAN (Harper and Brothers, New York 1945).
- Les rôles du bureau d'études et du service de fabrication dans l'obtention de la qualité par H.K. VOLKHA, (3<sup>e</sup> Congrès Int. Fabr. Mécanique 1950).
- Le contrôle statistique des fabrication par J. MORRIS (Industrielle Organisation 1948, tome 5 p. 138).

# CASCADE RESEARCH

CORPORATION  
LOS GASTOS - CALIFORNIE - U.S.A.



# Ferrite

# MICROWAVE EQUIPMENT

*Uniline*

APPLICATIONS

L'UNILINE assure une isolation de niveau élevé entre la source et la charge, avec une perte négligeable dans la puissance transmise. Cette propriété est précieuse dans les systèmes

Radar où il est contre-indiqué d'utiliser un atténuateur résistant pour améliorer la stabilité du magnétron ou du klystron.

Dans les systèmes de Télécommunications, l'UNILINE isole le générateur et absorbe, dans la ligne de transmission, l'énergie en retour provenant de l'antenne.

L'UNILINE trouve son emploi sur le Banc d'essai où elle élimine la variation de fréquence de l'oscillateur, causée par les variations de l'impédance de charge.

POWER  
UNILINES



MODELE	FREQUENCE EN MC	POISSANCE DE POINTE	POISSANCE MOYENNE	PERTE NOMINALE D'INSERTION	
				sans inverse	avec protection
H16-17	16-17	100 KW	200 W	17 db	0.5 db
H86-96	8.6-9.6	150 KW	125 W	10 db	0.4 db
HL86-96	8.6-9.6	300 KW	300 W	10 db	0.5 db
H28-32	2.8-3.2	150 KW	150 W	10 db	0.4 db

RUGGEDIZED  
UNILINES



R13-14	13-14	—	10 W	20 db	0.7 db
R96-104	9.6-10.4	—	20 W	20 db	0.7 db
R88-96	8.8-9.6	—	20 W	20 db	0.7 db
R80-88	8.0-8.8	—	20 W	20 db	0.7 db
R69-74	6.9-7.4	—	10 W	20 db	0.7 db
R64-69	6.4-6.9	—	10 W	20 db	0.7 db
R59-64	5.9-6.4	—	10 W	20 db	0.7 db
R54-59	5.4-5.9	—	10 W	20 db	0.7 db

STANDARD  
UNILINES



K23-25	23-25	—	10 W	20 db	0.5 db
16-17	15.5-17.5	100 KW	25 W	20 db	0.8 db
X121	8.2-12.4	100 KW	25 W	20 db	1.2 db
44-50	4.4-5.0	100 KW	25 W	20 db	0.7 db
38-42	3.8-4.2	—	15 W	27 db	1.8 db
28-32A	2.8-3.2	150 KW	50 W	27 db	1.6 db
28-32B	2.8-3.2	150 KW	50 W	20 db	1.2 db
28-32C	2.8-3.2	150 KW	50 W	13 db	0.8 db
28-32D	2.8-3.2	150 KW	50 W	6 db	0.4 db
5L132	2.0-2.4	150 KW	50 W	15 db	0.8 db
5L133	2.0-2.4	150 KW	50 W	15 db	0.8 db

*Gyraline*

APPLICATIONS

La GYRALINE est un atténuateur variable, électroniquement contrôlé. Sur un équipement électronique approprié, elle peut être utilisée comme modulateur d'amplitude, comme contrôle

automatique de gain ou comme commutateur.

Insérée dans une transmission CW, la GYRALINE modulée remplace le Klystron modulé en Square wave. Elle peut éliminer le fonctionnement en « double mode ».

GYRALINES



MODELE	FREQUENCE EN MC	DISSIPATION MAXI PERMANENTE	MODULATION MAXI EN FREQUENCE	ATTENUATION MAXIMUM
1350	12.5-15.0	1 W	3 KC	32 db
R920	8.2-12.4	1 W	3 KC	38 db
HF920	8.2-12.4	1 W	70 KC	38 db
920NA	8.2-12.4	1 W	200 cps	38 db
R720	6.9-7.4	1 W	3 KC	32 db
R670	6.4-6.9	1 W	3 KC	32 db
R620	5.9-6.4	1 W	3 KC	32 db

RTI



DISTRIBUTEUR OFFICIEL EN FRANCE ET DANS L'UNION FRANÇAISE  
**RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES**

S. A. R. L. au Capital de 10.000.000 de francs

145, Avenue Malakoff \* PARIS-16<sup>e</sup> - Téléphone : PASsy 08-36 KLÉber 54-82

EN AMÉRIQUE : Tous renseignements auprès de MAURICE I. PARISIER & Co, ELECTRONICS AND INDUSTRIAL ENGINEERING, 1860 BROADWAY, NEW-YORK 23, N.Y.



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

Publicité : M. S. Domenach, Agent exclusif, 161, Boulevard Saint-Germain, Paris - 6<sup>e</sup>. Tél. LIT. 79-53