

# L'ONDE

29<sup>e</sup> ANNEE N° 275  
FÉVRIER 1950  
PRIX : 160 FRANCS

National Bureau of Standards  
Library, N. W. Bldg.

APR 26 1950

# ÉLECTRIQUE

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS  
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6<sup>e</sup>



## NOTRE COUVERTURE

Émetteur de télévision 575  
à haute définition étudié  
par le Laboratoire Central de  
Télécommunications.

## LIRE DANS CE NUMÉRO

Le quartz, son traitement, son emploi  
dans la technique des télécommuni-  
cations. R. SUEUR, P. ANDRIEU  
J. NOBERT, M. CORNBISE  
Un oscillateur à quartz à haute sta-  
bilité. M. INDJOUJIAN  
Un nouveau type de magnétron  
amplificateur (suite) P. MARIE  
L'amplification sélective en basse  
fréquence. QUEIROZ ORSINI  
II. Mesures de l'effet  
de scintillation.

# APPAREILS DE CONTROLE *électroniques*

APPAREILS DE MESURE  
POUR HYPERFRÉQUENCES

LOCALISEURS de DÉFAUTS  
PAR IMPULSIONS



DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX  
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS (16<sup>e</sup>)

SERVICES D'INSTALLATION LABORATOIRES  
TÉLÉPHONE: TROCADÉRO 12-71 et 12-85



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

## **SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES**

DÉPARTEMENT CABLES ÉLECTRIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS  
51, RUE DE L'AMIRAL MOUCHEZ, PARIS-13<sup>e</sup>. GOB. 85-90

Giorgi

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT, D'UN AN  
FRANCE . . . . . 1650 »  
ETRANGER . . . . . 1950 »

ÉDITIONS  
**Etienne CHIRON**  
40, Rue de Seine — PARIS (6<sup>e</sup>)  
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :  
**160 francs**

Vol. XXX

FÉVRIER 1950

Numéro 275

## SOMMAIRE

		Pages
Le quartz, son traitement, son emploi dans la technique des télécommunications	R. SUEUR P. ANDRIEUX J. NORBERT M. CORNEBISE	67
Un oscillateur à quartz à haute stabilité.....	M. INDJOUJIAN	76
Un nouveau type de magnétron amplificateur (suite).....	P. MARIÉ	79
L'amplification sélective en basse fréquence.....	QUEIROZ ORSINI	91
II. — Mesures de l'effet de scintillation.		
Analyses.....		1 à 4A
<i>Sur la couverture :</i>		
Emetteur de télévision 3/5 Kw à haute définition étudié par le Laboratoire Central de Télécommunications.		

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

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, 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. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

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

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

### BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

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

2<sup>o</sup> D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

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

1<sup>o</sup> Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Electrique* ;

2<sup>o</sup> Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3<sup>o</sup> Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4<sup>o</sup> Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante

### SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 04-16 — Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

### COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1<sup>o</sup> Membres titulaires, particuliers ..... 1.000 fr.  
sociétés ou collectivités ..... 5.000 fr.

2<sup>o</sup> Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études ..... 500 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.

3<sup>o</sup> Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation soit ..... 15.000 fr.

4<sup>o</sup> Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à ..... 3.000 fr.

5<sup>o</sup> Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins ..... 10.000 fr.

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1940) — † H. ABRAHAM (1940).

### ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.	
1922	M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
1925	† J.-B. POMEY, Inspecteur général des P. T. T.
1926	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	Ed. BEIN, Ingénieur.
1931	C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934	Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
1935	† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	F. BEDEAU, Agrégé. de l'Université, Docteur ès-Sciences.
1938	P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.
1946	R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947	R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948	Le Prince Louis DE BROGLIE.

### BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

<i>Président :</i>	
M. M. PONTE, Directeur général adjoint de la Cie Gle de T. S. F.	
<i>Vice Présidents :</i>	
MM. P. ABADIE, Ingénieur en chef au L. N. R.	G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil de MARE, Ingénieur.
<i>Secrétaire général :</i>	
M. R. RIGAL, Inspecteur général adjoint des P. T. T.	
<i>Trésorier :</i>	
M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.	
<i>Secrétaires :</i>	
MM. L. J. LIBOIS, Ingénieur des P. T. T.	M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.
J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.	

### SECTIONS D'ÉTUDES

No	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

## INFORMATIONS

### OFFRES D'EMPLOI

0.59. — Importante Société Parisienne recherche pour service études électroniques : Agent Technique 3<sup>e</sup> échelon, 25 à 40 ans, plusieurs années de pratique laboratoire électronique industrielle, au courant Servomécanismes, impulsions, appareils de mesures, situation stable et d'avenir. Nombreux avantages sociaux. Ecrire en indiquant. Références complètes. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.60. — Usine matér. radio prof. rech. tr. bon Ingénieur de préf. A. M. E. S. E., poss. une dizaine années expér. ds spécialité et pratique étendue aux divers domaines de la construct. radio-électr. (émis. et récept. profess.). Situation très intéress. pour candidats ayant réf. recherch. Ecr. av. curr. vitae détaillé. Cie Gle T. S. F., dépt. S. I. F., 168, bld. G.-Péri, à Malakoff (Seine).

0.61. — Ingénieur grande expérience impulsions, radar, demandé pour conduire études laboratoire. Ne pas se présenter, écrire références à CNET DEM, 149, Bd Bineau, Neuilly-sur-Seine.

## LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.	MM.	présentés par MM.
CHAMPEAU André, étudiant	QUINET. CHRÉTIEN.	LETIENNE Robert, Ingénieur à la Cie des Compteurs	LECONTE. LAURENS.
DÉLIBRILS Jean, élève à l'E. S. E.	DEJEAN. DAUPHIN.	NALOT Jean, Ingénieur à la C. S. F.	LEGROS. BROUSSAUD.
KIRCHNER François, Ingénieur des Ponts et Chaussées	BESSON. DAVID.	NIOGRET Henri, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
LEBLANC Pierre, étudiant	QUINET. CHRÉTIEN.	ROTH Antony, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
LETHON Armand, Prof. à l'Ecole Française de Radio-électricité	BOUCHARD. PINEAU.		

# LE QUARTZ, SON TRAITEMENT, SON EMPLOI DANS LA TECHNIQUE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

MM. SUEUR René

*Ingénieur en chef des P. T. T.*

NORBERT Jean

ANDRIEUX Pierre

*Ingénieur des P. T. T.*

CORNEBISE Michel

*Directeur Général de la Société  
du Quartz de Madagascar*

Sans avoir une importance capitale pour l'industrie française des Télécommunications, le quartz piézoélectrique en constitue néanmoins un élément indispensable à la résolution commode de quelques problèmes de filtrage électrique, il apporte en outre des solutions modernes et économiques aux problèmes de production des courants alternatifs de fréquence très stable.

Dans le domaine de la téléphonie multiplex par courants porteurs par exemple, l'industrie française s'est résolument orientée vers des solutions de filtrage par selfs et condensateurs qui apparaissent en France comme plus économiques que les filtres correspondants à quartz, mais il n'est pas dit que dans l'avenir la solution actuellement retenue reste la plus économique.

Deux questions se posent :

- celle du matériau de base
- celle de son utilisation comme résonateur électrique.

La première est virtuellement résolue pour la France grâce à l'exploitation maintenant rationnelle des gisements de Madagascar.

La seconde est encore en développement mais de grands progrès ont déjà été accomplis dans le domaine de l'équipement industriel de taille et d'ajustage des résonateurs et dans celui de la technique de l'utilisation de ces résonateurs dans les appareils.

## I. — Piézoélectricité et quartz.

### 1. 1 — LE PHÉNOMÈNE DE PIÉZOÉLECTRICITÉ

La piézoélectricité est la propriété physique qu'ont des corps cristallisés de faire apparaître sur certaines de leurs faces une polarisation électrique sous l'effet d'une contrainte mécanique.

Le phénomène signalé par Haüy en 1817 ne fut pas remarqué à cette époque et c'est en 1880 que Pierre et Jacques Curie en posèrent les lois dans une communication à l'Académie des Sciences.

En 1881 Lippmann montrait la réversibilité du phénomène et en établissait les lois.

#### 1<sup>re</sup> loi de Curie

Si on désigne par  $p$  la pression mécanique exercée sur les faces du corps piézoélectrique et par  $\delta$  la densité de charge électrique par unité de surface :

$$\delta = \frac{Q}{S}$$

on a :

$$\delta = k p$$

où  $k$  est le module piézoélectrique de la substance considérée.

Pour le quartz,  $k$  est compris suivant les échantillons entre 5 et 7  $10^{-8}$  quand  $p$  est exprimée en baryes et  $\delta$  en unités CGSES.

#### 2<sup>e</sup> loi de Curie

La deuxième loi est relative à la charge électrique  $Q$  prise par un élément de longueur  $l$  et d'épaisseur  $e$  sous l'influence d'une force  $F$ , elle dit que :

$$Q = k \frac{l}{e} F$$

Dans cette expérience Pierre et Jacques Curie utilisèrent un quartz de :

$$l = 2 \text{ cm} \quad e = 0,05 \text{ cm}$$

#### 3<sup>e</sup> loi de Curie

Lorsqu'on comprime un cristal piézoélectrique suivant un certain axe dit « axe optique » on ne constate aucun phénomène de piézoélectricité.

Les traités modernes de physique donnent en se référant aux conceptions modernes de la structure de l'atome des explications du phénomène de piézoélectricité, nous y renvoyons le lecteur.

### 1. 2 — LE QUARTZ, ÉDIFICE CRISTALLIN. FORME PHYSIQUE

Le quartz  $\alpha$  ou silice cristallisée ( $\text{SiO}_2$ ), cristallise dans le système rhomboédrique (six losanges égaux).

La figure 1 montre les faces d'un cristal terminé à ses deux extrémités.

L'axe  $Z$  du prisme est dit « Axe optique ». C'est un axe de symétrie ternaire, la périodicité des facettes  $Z$ ,  $S$ ,  $X$  le montre.

Les faces  $M$  du prisme au nombre de 6 forment toujours entre elles des angles de  $120^\circ$ .

La pyramide terminale est formée des 12 faces ou facettes dont 3 principales  $R$ , 3 facettes  $Z$ , 3 facettes  $X$ , 3 facettes  $S$ .

Les dièdres engendrés par les faces du prisme et des pyramides sont bien définis, le tableau ci-

après donne quelques valeurs des angles entre les normales des principales faces deux à deux.

$r$ et $Z$	$46^{\circ} 15' 52''$
$m$ et $Z$	$66^{\circ} 52'$
$r$ et $S$	$28^{\circ} 54'$
$m$ et $r$	$38^{\circ} 13'$
$m$ et $X$	$12^{\circ} 1'$
$m$ et $S$	$37^{\circ} 58'$
<hr/>	
$r$ et $r$	$85^{\circ} 46'$
$m$ et $m$	$120^{\circ}$

La figure 2 montre une section droite du prisme. L'axe  $X$  parallèle aux bissectrices des angles engendrés par les faces naturelles du prisme est dit « Axe électrique ».

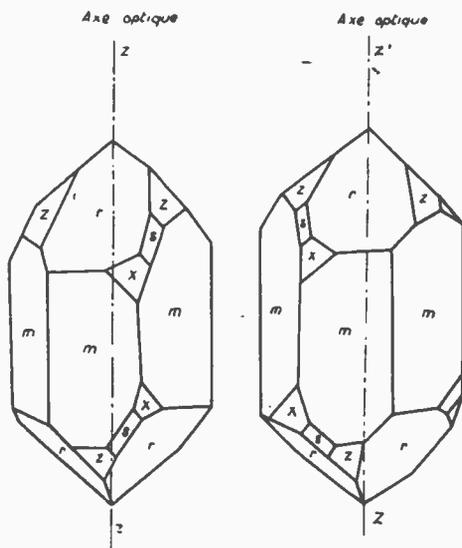


Fig. 1 a

Fig. 1 b

C'est un axe de symétrie binaire vis-à-vis des faces du prisme.

Les axes  $Y$  perpendiculaires aux axes électriques sont dit « Axes mécaniques ».

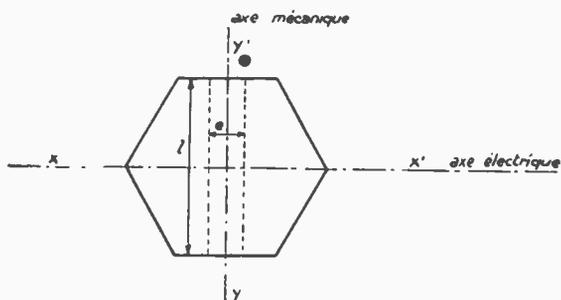


Fig. 2

La définition des différents axes nous permet d'énoncer maintenant les lois de Lippmann.

#### Lois de Lippmann

Lorsqu'un cristal piézoélectrique (fig. 2) est soumis à une différence de potentiel électrique  $v$ ,

#### 1<sup>re</sup> Suivant l'axe électrique

Il en résulte une variation d'épaisseur

$$\Delta e = kv$$

#### 2<sup>e</sup> Suivant l'axe mécanique

Il en résulte une variation de largeur :

$$\Delta l = k \frac{l}{e} v$$

inverse de celle de  $e$  dans le cas précédent.

#### 3<sup>e</sup> Suivant l'axe optique

Il n'en résulte aucune déformation.

### 1. 3 — PROPRIÉTÉS PHYSIQUES DU QUARTZ

Par sa nature cristalline le quartz est un corps anisotrope c'est-à-dire que ses propriétés physiques varient avec la direction où l'effet d'un phénomène physique est observé.

#### Conductibilité thermique

À température normale elle est de l'ordre de 0,029 UCGS dans le sens de l'axe optique et de 0,015 UCGS perpendiculairement à cet axe.

#### Densité

2,65 à 0° C.

#### Dilatation linéaire

$$l_1 = l_0 (1 + a \theta_1 + b \theta_1^2)$$

$l_0$  étant la longueur à 0°C

$\theta_1$  la température en degrés C.

$$\left. \begin{array}{l} a = 7,161 \quad 10^{-6} \\ b = 8,01 \quad 10^{-9} \end{array} \right\} \text{parallèlement à l'axe optique}$$

$$\left. \begin{array}{l} a = 13,255 \quad 10^{-6} \\ b = 11,63 \quad 10^{-9} \end{array} \right\} \text{normalement à l'axe optique}$$

#### Biréfringence

Le quartz est biréfringent. Scumis à un faisceau incident de lumière monochromatique incliné par rapport à l'axe optique il fait apparaître deux rayons réfractés polarisés dans deux plans perpendiculaires.

Pour la raie  $D$  du sodium, les indices sont à 18° de :

$$n_0 = 1,5442 \text{ (rayon ordinaire)}$$

$$n_0 = 1,5533 \text{ (rayon extraordinaire)}$$

#### Polarisation rotatoire

Si un faisceau de lumière polarisée tombe perpendiculairement sur une lame de quartz plan parallèle, taillée dans la direction perpendiculaire à l'axe optique du cristal, ce faisceau ne subit pas de déviation, mais son plan de polarisation tourne d'un angle proportionnel à l'épaisseur de la lame.

Ce phénomène a été découvert en 1811 par Arago.

La rotation est conventionnellement destrorsum pour le quartz droit, sinistrorsum pour le quartz gauche.

Pour un faisceau de lumière monochromatique polarisée circulairement, l'indice de réfraction (ou les vitesses de propagation) suivant l'axe optique, dépend du sens de rotation de la lumière considérée.

La différence des deux indices correspondants est plus de cent fois plus faible que la différence entre les indices principaux  $n_o$  et  $n_e$ .

Les phénomènes d'interférences que l'on peut obtenir avec des lames de quartz sont très variés suivant l'orientation de la lame, son épaisseur et la lumière utilisée. La figure 3 représente à titre d'exemple les spirales obtenues avec l'appareil classique de Nœrtemberg en lumière monochromatique.

#### Changement de structure cristalline

Au-dessus de 573° C et pour une pression atmosphérique normale, le quartz (dit  $\alpha$  en dessous de

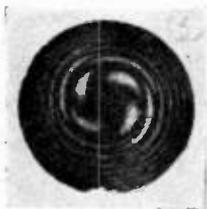


Fig. 3

cette température) perd ses propriétés piézoélectriques, sa structure cristalline change et passe du système rhomboédrique au système hexagonal, il est dit alors « quartz  $\beta$  ».

## II. — Le quartz de Madagascar.

Le quartz est très répandu à la surface du globe, des gisements très importants sont situés au Brésil.

L'existence de quartz à Madagascar est connue depuis longtemps, mais jusqu'à ces dernières années, ce quartz était réputé de qualité inférieure par rapport à celui du Brésil, au point de vue de son utilisation en piézoélectricité et même en optique.

Cette défaveur venait de ce que le marché ne connaissait pas, à l'époque considérée, l'essor qu'il connut au Brésil pendant la dernière guerre ; la prospection et la sélection du quartz n'avaient pas été suffisamment rationalisées et, en particulier, aucune standardisation technique des qualités n'avait été réalisée. Le rendement des lots vendus était ainsi très faible.

Avec l'accord et l'appui de la Direction des Mines au Ministère des Colonies une étude systématique fut décidée en 1945, se proposant :

— d'étudier d'une manière rationnelle l'ensemble des gisements de Madagascar.

— de mettre au point une production de même qualité que celle du Brésil et de faire la preuve de cette qualité auprès des différents utilisateurs.

Pratiquement l'étude d'ensemble montra que chaque gisement produisait des cristaux de caractères à peu près constants, ce qui conduisit à étudier les caractéristiques des différents gisements afin de déterminer ceux qu'il conviendrait d'exploiter pour obtenir, dans les meilleures conditions possibles, la gamme complète des quartz piézoélectrique et optique.

### 2. 1 — RÉSULTATS GÉNÉRAUX DES PROSPECTIONS EFFECTUÉES

Le professeur A. Lacroix s'était déjà proposé lors de l'étude qu'il fit de la minéralogie de la Grande Ile (CR. Ac. Sciences, T 155, 1912), d'étudier le problème des quartz limpides de Madagascar. Il avait ainsi abouti à distinguer trois types de gisements de quartz, suivant leur origine :

- les cryptes dans les pegmatites,
- le quartz limpide de filon, en relation avec des magmas granitiques
- les cryptes dans les quartzites, qui « peuvent être considérées comme des renflements de veinules quartzieuses n'ayant souvent en dehors d'elles, qu'une existence virtuelle. C'est une production hydrothermale peut être contemporaine du métamorphisme des quartzites par le granit ».

M. Peube Locou, Ingénieur Civil des Mines, Directeur de la Société du Quartz de Madagascar, après trois années d'études sur une trentaine de gisements de quartz disséminés dans l'Ile a émis l'hypothèse suivante sur l'origine des gisements de quartz :



Fig. 4

« La distinction des gisements en trois types de formations, proposée par le Professeur Lacroix, rend parfaitement compte des différents aspects sous lesquels peut se présenter le Quartz dans son site naturel.

Cependant l'un ou l'autre de ces trois types se rattache toujours à une même origine : l'action d'une pegmatite dont la présence conditionne la formation de gros cristaux.

— Il est en effet à noter que la description de tout gisement de cristal de roche ou de quartz

limpide contient une allusion à la présence d'une pegmatite, soit explicitement, soit implicitement par la description de minéraux caractéristiques ou accessoires des pegmatites, à proximité du cristal de roche (feldspath ou ses produits de décomposition, tourmaline, quartz fumé, quartz rose, muscovite, etc...)

— Les géodes dans les quartzites ne renferment que des cristaux de très petites tailles, le plus souvent réduits à des pointements rhomboédriques, lorsqu'aucune pegmatite ne se trouve au voisinage. La présence d'une pegmatite nous paraît indispensable à la formation de cristaux de dimensions appréciables et limpides, ou de quartz limpide ».

Dans les gisements spécialement étudiés par M. Peube Locou « les zones d'enrichissement de la minéralisation en quartz et fournissant seules les cristaux limpides sont des colonnes argileuses, se fermant vers le haut et recoupant sous un angle très ouvert la stratification des quartzites : ces colonnes argileuses sont certainement témoins de veues feldspathiques en liaison avec une pegmatite voisine (pegmatite à quartz rose, par exemple, dans le principal gisement en exploitation actuellement) ».

La figure 4 montre le détail photographique d'un filon.

## 2. 2 — QUALITÉ ACTUELLEMENT OBTENUE

Cette qualité fut mise au point :

— à l'échelon local par un laboratoire de tri qui fut équipé progressivement en appareils de contrôle de plus en plus précis, et utilisés par des techniciens spécialisés dans cette question.

— à l'échelon métropolitain, par des essais industriels effectués par des utilisateurs privés, et par les services techniques du S. R. C. T. en collaboration avec les sociétés productrices de quartz.

Pour tous les lots étudiés chaque quartz était individualisé par un numéro indiquant sa provenance et les conditions dans lesquelles il avait été extrait et classé. Ces essais permirent une étude progressive des différents gisements étudiés.

— à l'échelon international où des essais analogues ont été effectués dans des pays étrangers.

Tous ces essais ont réussi à démontrer que certains des gisements de Madagascar pouvaient produire des quartz qui, triés avec les garanties techniques nécessaires (en particulier examen à la cuve polarisante et à la lampe à arc par des techniciens spécialisés), pouvaient se comparer avantageusement aux meilleures qualités du Brésil, avec les différentes classifications habituelles.

Jusqu'à ces temps derniers, les études avaient été conduites non avec le souci du rendement immédiat d'une exploitation, mais dans le but de dresser un inventaire d'ensemble des possibilités de Madagascar : la production fut ainsi réservée à la consommation française : les résultats obtenus ont servi alors de base au développement des exploitations, qui permettent maintenant à la Grande Ile de prendre, sur le marché international du quartz, la place que méritent ses ressources.

Les spécifications pour le classement du quartz de Madagascar sont les suivantes :

### Défauts du quartz

Les défauts que l'on rencontre dans le quartz peuvent être classés en deux grandes catégories.

a) les mâcles

b) les autres défauts (inclusions, failles, coloration etc...).

a) *Mâcles*

Les mâcles qui peuvent se présenter dans le quartz sont de deux types.

— Les mâcles électriques dans lesquelles deux parties contiguës du cristal ont des axes électriques de même direction mais de sens opposés.

Ce défaut ne peut être décelé que par l'observation des figures de corrosion obtenues par attaque à l'acide fluorhydrique.

— Les mâcles optiques dans lesquelles deux parties contiguës du cristal ont des axes optiques parallèles mais des sens rotatoires opposés. Ces mâcles sont décelées par observation en lumière monochromatique entre un polariseur et un analyseur croisés parallèlement à la direction de l'axe optique, le cristal est dans ce cas immergé dans une cuve d'observation remplie d'un liquide d'indice voisin de celui du quartz ( $n = 1,54$  environ).

Les mâcles électriques et optiques peuvent exister isolément ou en combinaison, le cas le plus fréquent est celui des mâcles électriques et optiques conjointes.

b) *Autres défauts*

Les défauts autres que les mâcles sont décelés par observation du quartz éclairé par un faisceau de lumière blanche convergente. Le cristal est immergé dans le même liquide que pour l'observation des mâcles optiques afin d'éviter les réflexions de la lumière sur les faces. Les défauts qui peuvent apparaître sont très divers. Les principaux sont les suivants :

— Failles — petites craquelures internes se présentant sous forme de feuillets brillants.

— Bulles et neige — inclusion de petites cavités sphériques de tailles plus ou moins grosses qui peuvent se présenter sous forme de chapelets où les grains peuvent être indiscernables ou de volumes laiteux ou de voiles de couleur blanchâtre.

— Aiguilles — paillettes bleutées parallèles ou convergentes en forme d'épi.

— Inclusions — Corps étrangers pouvant se présenter sous forme compacte ou en aiguilles.

— Fantôme — Défaut reproduisant la forme d'un cristal formé par un ensemble plus coloré que la masse.

— Quartz fumé — Le quartz fumé n'est pas considéré comme impropre aux usages piézoélectriques en général. Cependant une coloration trop prononcée peut rendre impossible l'observation en lumière polarisée.

### Mode de classification

a) *Classification de forme et de poids*

Les canons ou les blocs sont répartis en deux catégories : les quartz facés et les quartz non facés.

Est appelé quartz facé tout cristal qui présente au moins deux faces naturelles non parallèles, cha-

cune d'elles ayant une surface supérieure à 5 cm<sup>2</sup> environ.

Est appelé quartz non facé tout cristal ne rentrant pas dans la définition précédente.

Les cristaux sont ensuite classés par poids dans les catégories suivantes :

- inférieur ou égal à 200 g.
- de 201 à 300 g.
- de 301 à 500 g.
- de 501 à 700 g.
- de 701 à 1000 g.
- de 1001 à 2000 g.
- de 2001 à 3000 g.
- de 3001 à 4000 g.
- de 4001 à 5000 g.

#### b) Classification cristallographique

Cette classification résulte de l'observation des mâcles optiques par examen à la cuve en lumière polarisée et des autres défauts par examen à la cuve en lumière blanche convergente.

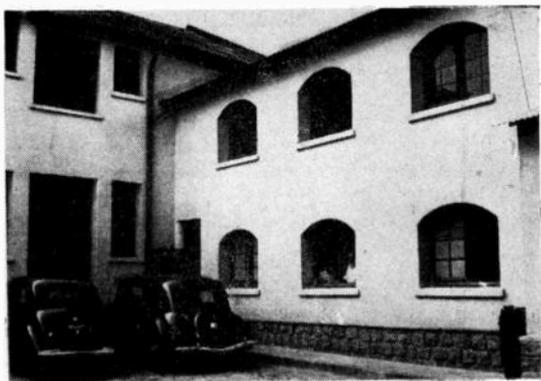


Fig. 5

Les catégories sont définies comme suit :

- A — blocs ayant une partie utilisable d'au moins 60 %.
- B — Partie utilisable comprise entre 45 et 60 %.
- C — Partie utilisable comprise entre 30 et 45 %.
- D — Blocs exclus des catégories précédentes et renfermant une partie d'au moins 50 % exempte de défauts autres que les mâcles.

\*\*\*

Les lots déjà contrôlés sur place à Madagascar sont expédiés en France où un Ingénieur du S. R. C. T. procède au contrôle du classement et établit par lot un procès verbal de garantie de contrôle.

La figure 5 montre une photographie du laboratoire de classement à Tananarive de la Société du Quartz de Madagascar.

La figure 6 montre un quartz terminé à une de ses deux extrémités.

### III. — L'utilisation de la piézoélectricité du quartz.

Dans cette troisième partie nous indiquerons comment les propriétés physiques du quartz  $\alpha$  peuvent être étudiées mathématiquement d'une façon rationnelle, et comment cette théorie permet de prédéterminer les propriétés des résonateurs.

Il est d'usage de représenter un résonateur pié-

zoélectrique par son schéma électrique équivalent, nous montrerons comment celui-ci s'introduit à partir des équations générales du mouvement d'une lamelle excitée par un champ électrique alternatif.



Fig. 6

Nous indiquerons ensuite sommairement les différents procédés de mesure qui permettent de mesurer les impédances figurant dans le schéma équivalent.

Enfin nous passerons en revue les différentes coupes utilisées avec leurs propriétés essentielles.

#### 3. 1 — ETUDE MATHÉMATIQUE SOMMAIRE DES MILIEUX PIÉZOÉLECTRIQUES — APPLICATION AU QUARTZ

3.3.1 — Rappelons la définition de la piézoélectricité déjà donnée dans la première partie (§ 11). Un corps est dit piézoélectrique si, des efforts mécaniques lui étant appliqués, il apparaît sur ce corps des charges électriques superficielles ; ces charges sont proportionnelles aux efforts appliqués et changent de signe avec eux.

Rapportons le milieu à étudier à un système d'axes trirectangles  $O x y z$ .

Soient  $P_x, P_y, P_z$  les composantes du vecteur polarisation électrique  $P$ . Les composantes des efforts étant :

$$\begin{vmatrix} X_x & X_y & X_z \\ Y_x & Y_y & Y_z \\ Z_x & Z_y & Z_z \end{vmatrix}$$

l'effet piézoélectrique direct est parfaitement défini par les trois équations linéaires.

$$\begin{cases} -P_x = d_{11}X_x + d_{12}Y_y + d_{13}Z_z + d_{14}Y_z + d_{15}Z_x + d_{16}X_y \\ -P_y = d_{21}X_x + d_{22}Y_y + d_{23}Z_z + d_{24}Y_z + d_{25}Z_x + d_{26}X_y \\ -P_z = d_{31}X_x + d_{32}Y_y + d_{33}Z_z + d_{34}Y_z + d_{35}Z_x + d_{36}X_y \end{cases}$$

Si  $E_x, E_y, E_z$  désignent les composantes du vecteur champ électrique  $E$ , l'effet piézoélectrique converse ou réciproque dont l'existence peut être démontrée par un raisonnement thermodynamique (Lippmann — 1882) à partir de l'effet direct, est défini par les équations :

$$\begin{cases} -X_x = e_{11}E_x + e_{21}E_y + e_{31}E_z \\ -Y_y = e_{12}E_x + e_{22}E_y + e_{32}E_z \\ -Z_z = e_{13}E_x + e_{23}E_y + e_{33}E_z \\ -Y_z = e_{14}E_x + e_{24}E_y + e_{34}E_z \\ -Z_x = e_{15}E_x + e_{25}E_y + e_{35}E_z \\ -X_y = e_{16}E_x + e_{26}E_y + e_{36}E_z \end{cases} \quad \text{II}$$

Les équations I et II sont générales et s'appliquent à tout milieu cristallin quelle que soit sa symétrie, elles renferment 18 coefficients  $d_{ij}$  et 18 coefficients  $e_{ij}$ . Appliquant ces équations au cas du quartz, il est facile de montrer que les tableaux des  $d_{ij}$  et des  $e_{ij}$  ne renferment plus chacun que deux valeurs indépendantes. Si nous prenons l'axe optique du cristal pour direction  $O_z$  (axe de symétrie ternaire) et l'axe  $O_x$  suivant l'un des trois axes électriques (axe binaire).

les tableaux de constantes se réduisent à :

$$\begin{vmatrix} e_{11} & -e_{11} & 0 & e_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{14} & -e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad \begin{vmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

avec les valeurs numériques suivantes :

$$\begin{aligned} e_{11} &= 5,2 \cdot 10^4 & d_{11} &= 6,9 \cdot 10^{-8} \\ e_{14} &= 1,2 \cdot 10^4 & d_{14} &= -2,0 \cdot 10^{-8} \end{aligned}$$

en unités électrostatiques c. g. s.

Nous verrons par la suite que les équations (I) et (II) sont rarement utilisées pour l'étude des vibrations des lames, elles donnent cependant des ren-

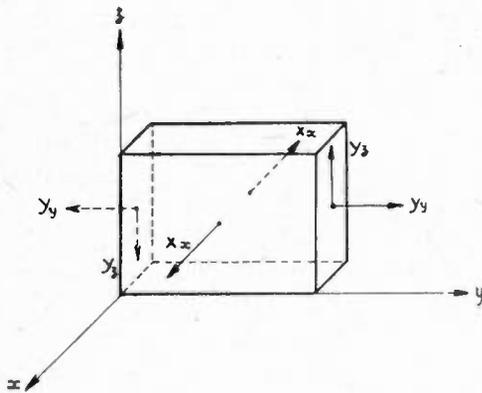


Fig. 7

seignements précieux sur les modes d'excitation convenables.

Par exemple, nous voyons d'après les équations

$$(II') \quad \begin{cases} -X_x = e_{11} E_x \\ -Y_y = -e_{11} E_x \\ -Z_z = 0 \\ -Y_z = e_{14} E_x \\ -Z_x = -e_{14} E_x \\ -X_y = -e_{11} E_x \end{cases}$$

que pour le quartz la composante du champ suivant  $O_z$  ne peut créer aucun effort. Si par contre nous considérons une lamelle taillée perpendiculairement à l'axe  $O_x$  et dont les grands côtés sont parallèles aux axes  $O_z$  et  $O_y$  (coupe X ou de Curie), un champ  $E_x$  établi par deux électrodes parallèles aux grandes faces de la lame donnera trois composantes non nulles des efforts  $X_x, Y_y, Y_z$  représentées schématiquement sur la figure 7.

Un tel système d'électrodes pourrait donc exciter des vibrations en épaisseur (composante  $X_x$ ), des

vibrations en longueur (composante  $Y_y$ ) et des vibrations de cisaillement plan dans le plan  $YZ$  (composante  $Y_z$ ), cette composante est en général indésirable, on peut l'annuler en utilisant une lame X tournée autour de  $O_x$  d'un angle de  $-18^\circ 30'$ .

3.1.2. — Etudions maintenant les équations du mouvement d'une lame cristalline, au préalable nous rappellerons la définition mathématique des composantes de déformation.

Soient deux points voisins  $P$  et  $M$  de coordonnées respectives dans le milieu non déformé :

$x, y, z$  —  $x + h, y + k, z + l$   
après déformation  $P$  et  $M$  se trouvent respectivement en :

$$P_1 (x + u, y + v, z + w)$$

$$\text{et } M_1 (x + h + u + h \frac{\partial u}{\partial x} + k \frac{\partial u}{\partial y} + l \frac{\partial u}{\partial z},$$

$$y + k + v + h \frac{\partial v}{\partial x} + k \frac{\partial v}{\partial y} + l \frac{\partial v}{\partial z},$$

$$z + l + w + h \frac{\partial w}{\partial x} + k \frac{\partial w}{\partial y} + l \frac{\partial w}{\partial z})$$

La déformation en  $P$  est caractérisée par les quantités :

$$III \quad \begin{cases} x_x = \frac{\partial u}{\partial x} & y_y = \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial z} (= z_y) \\ y_y = \frac{\partial v}{\partial y} & z_x = \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial x} (= x_z) \\ z_x = \frac{\partial w}{\partial x} & y_z = \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y} (= y_x) \end{cases}$$

Ces déformations sont liées aux efforts par les relations linéaires suivantes (Loi de Hooke)

$$IV \quad \begin{cases} -x_x = s_{11} X_x + s_{12} Y_y + s_{13} Z_z + s_{14} Y_z + s_{15} Z_x + s_{16} X_y \\ -y_y = s_{21} X_x + s_{22} Y_y + s_{23} Z_z + s_{24} Y_z + s_{25} Z_x + s_{26} X_y \\ -z_z = s_{31} X_x + s_{32} Y_y + s_{33} Z_z + s_{34} Y_z + s_{35} Z_x + s_{36} X_y \\ -y_z = s_{41} X_x + s_{42} Y_y + s_{43} Z_z + s_{44} Y_z + s_{45} Z_x + s_{46} X_y \\ -z_x = s_{51} X_x + s_{52} Y_y + s_{53} Z_z + s_{54} Y_z + s_{55} Z_x + s_{56} X_y \\ -x_y = s_{61} X_x + s_{62} Y_y + s_{63} Z_z + s_{64} Y_z + s_{65} Z_x + s_{66} X_y \end{cases}$$

Ces mêmes équations peuvent être écrites en résolvant le système IV par rapport aux efforts, on obtient alors 6 équations analogues aux précédentes dans lesquelles les  $s_{ij}$  sont remplacés par des coefficients  $C_{ij}$ , nous n'écrirons que la première de ces équations.

$$V \quad \begin{cases} -X_x = C_{11} x_x + C_{12} y_y + C_{13} z_z + C_{14} y_z + C_{15} z_x + C_{16} x_y \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{cases}$$

Comme précédemment pour les modules piézoélectriques, les coefficients  $s_{ij}$  et  $C_{ij}$  ne sont pas tous indépendants dans le cas du quartz. Si on rapporte cette fois encore le milieu cristallin à ses axes de symétrie, les tableaux des  $s_{ij}$  et des  $C_{ij}$  se réduisent respectivement aux deux tableaux suivants :

$$\begin{array}{|cccccc|} \hline C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & 0 & 0 \\ \hline C_{12} & C_{11} & C_{13} & -C_{14} & 0 & 0 \\ \hline C_{13} & C_{13} & C_{33} & 0 & 0 & 0 \\ \hline C_{14} & -C_{14} & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & C_{14} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & C_{14} & C_{14} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|cccccc|} \hline s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} & 0 & 0 \\ \hline s_{12} & s_{11} & s_{13} & -s_{14} & 0 & 0 \\ \hline s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ \hline s_{14} & -s_{14} & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 2s_{14} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 2s_{14} & 2(s_{11}-s_{12}) \\ \hline \end{array}$$

Comme les  $C_{ij}$  peuvent s'exprimer en fonction des  $s_{ij}$  ou inversement nous voyons qu'il n'y a au total que 6 coefficients d'élasticité indépendants. en unités c.g.s., leurs valeurs sont d'après Mason.

$$\begin{array}{ll} C_{11} = 86,05 \cdot 10^{10} & s_{11} = 1,279 \cdot 10^{-12} \\ C_{33} = 107,1 \cdot 10^{10} & s_{33} = 0,956 \cdot 10^{-12} \\ C_{44} = 58,65 \cdot 10^{10} & s_{44} = 1,978 \cdot 10^{-12} \\ C_{12} = 5,05 \cdot 10^{10} & s_{12} = 0,1535 \cdot 10^{-12} \\ C_{13} = 10,45 \cdot 10^{10} & s_{13} = 0,110 \cdot 10^{-12} \\ C_{14} = 18,25 \cdot 10^{10} & s_{14} = 0,446 \cdot 10^{-12} \end{array}$$

Nous sommes maintenant en mesure d'écrire les équations du mouvement d'un milieu cristallin en appliquant la loi fondamentale de la mécanique  $F = m\gamma$ . Il convient de remarquer que les équations ainsi établies ne tiennent pas compte de l'effet piézoélectrique. En fait elles suffisent pour trouver les fréquences propres de résonance des lames ainsi que les différents modes de vibration possible.

Ces équations sont les suivantes :

$$\begin{array}{l} \frac{\partial^2 X_y}{\partial x \partial z} + \frac{\partial^2 Y_y}{\partial y \partial z} + \frac{\partial^2 Z_y}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 Y_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 Z_x}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 Z_z}{\partial z \partial y} = -\rho \frac{\partial^2 y_z}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 Y_z}{\partial y \partial x} + \frac{\partial^2 Z_z}{\partial z \partial x} + \frac{\partial^2 Z_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Z_x}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 X_y}{\partial y \partial z} + \frac{\partial^2 X_x}{\partial x \partial z} = -\rho \frac{\partial^2 z_x}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 Z_x}{\partial z \partial y} + \frac{\partial^2 X_x}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 X_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 X_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Y_z}{\partial z \partial x} + \frac{\partial^2 Y_y}{\partial y \partial x} = -\rho \frac{\partial^2 x_y}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 X_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 X_y}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 Z_x}{\partial x \partial z} = -\rho \frac{\partial^2 x_x}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 X_y}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 X_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 Y_z}{\partial z \partial y} = -\rho \frac{\partial^2 y_y}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 Z_x}{\partial x \partial z} + \frac{\partial^2 Y_z}{\partial z \partial y} + \frac{\partial^2 Z_z}{\partial z^2} = -\rho \frac{\partial^2 z_z}{\partial t^2} \end{array} \quad \text{VI}$$

Grâce au groupe de formules IV en introduisant les  $s_{ij}$  on peut les exprimer en fonction des déformations seules, ou en introduisant les  $C_{ij}$  en fonction des efforts seuls.

3.1.3 — Dans tout ce qui précède les équations ont été écrites en rapportant le cristal à un système d'axes lié aux axes cristallographiques, si nous voulons les appliquer à une lamelle taillée dans le cristal avec une orientation quelconque, il est commode d'écrire les équations en rapportant le cristal à des axes liés à la lame (par exemple le système d'axes trirectangle parallèles aux arêtes de la lame, si celle-ci est un parallélépipède rectangle). Pour effectuer le changement de coordonnées correspondant, il est commode de définir l'orientation de la lame par les angles  $\theta$ ,  $\theta$ ,  $\psi$  représentés sur la figure 8. (notations I. R. E.).

Dans le nouveau système lié à la lame,  $o' x' y' z'$  les équations du mouvement ont encore une forme analogue à VI, nous devons leur trouver une solution satisfaisant à certaines conditions aux limites.

On ne sait pas résoudre ce problème dans le cas général, des solutions particulières ont été trouvées

dans des cas simples, citons seulement quelques résultats :

pour une tige mince de longueur  $L$  libre à ses deux extrémités, les fréquences de vibration en longueur sont données par :

$$f = \frac{2n+1}{L} \sqrt{\frac{C'_{11}}{\rho}}$$

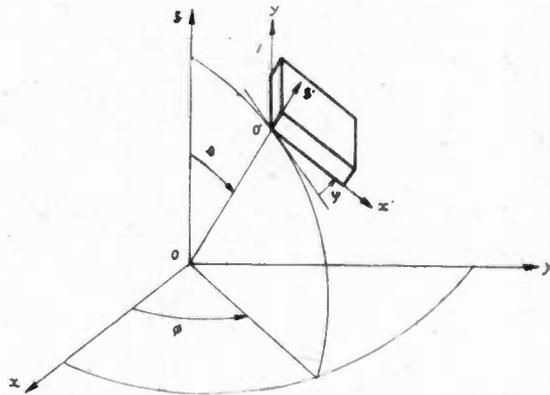


Fig. 8

Pour une lame mince indéfinie vibrant en cisaillement d'épaisseur :

$$f = \frac{n}{e} \sqrt{\frac{C'_{66}}{\rho}}$$

Dans les deux équations précédentes on a écrit  $C'_{11}$  et  $C'_{66}$  au lieu de  $C_{11}$  et  $C_{66}$  parce que les constantes doivent être prises dans un système d'axes liés à la lame.

Les résultats obtenus par la méthode que l'on vient d'exposer sommairement, sont en bon accord avec l'expérience, on peut par suite prédéterminer les dimensions des résonateurs avec précision et de plus choisir l'orientation de la lame de manière à satisfaire au mieux aux conditions posées.

### 3. 2 — LE SCHEMA ÉLECTRIQUE

#### ÉQUIVALENT DU RÉSONATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE

3.2.1 — Lorsqu'on utilise un quartz piézoélectrique dans un réseau il est nécessaire de connaître le schéma électrique du dipôle équivalent. Il est possible connaissant le mode de mouvement de la lame considérée et par application des équations 1 de calculer le courant qui traverse le résonateur en fonction de la fréquence, on obtient ainsi la forme de l'impédance équivalente, on pourra se reporter aux ouvrages spéciaux pour ce type de démonstration — Bibliographie (4) et (18).

L'exposé suivant n'est pas une démonstration rigoureuse mais permet de comprendre facilement comment s'introduit le schéma couramment utilisé.

La charge portée par une face de la lamelle supposée métallisée peut être considérée comme formée de deux parties.

a) une charge  $q_0$  correspondant à la capacité statique du condensateur formé par le diélectrique quartz et ses électrodes.

b) une charge  $q_1$  produite par le phénomène piézoélectrique.

Nous pouvons écrire pour le courant total  $i$  traversant le résonateur :

$$i = \frac{dq_0}{dt} + \frac{dq_1}{dt} = C_0 v - \frac{dq_1}{dt} = C_0 v + i_1$$

Soit  $v$  la tension aux bornes du résonateur supposé excité en régime sinusoïdal, la tension électrique  $v$  produit une force mécanique  $f = kv$  et le mouvement du cristal peut être représenté en fonction d'un paramètre dimensionnel  $a$  par l'équation :

$$\alpha \frac{d^2 a}{dt^2} + \beta \frac{da}{dt} + \gamma a = f$$

or  $q_1 = k_1 a$

d'où  $\frac{\alpha k_1}{k} \frac{d^2 q_1}{dt^2} + \beta \frac{k_1}{k} \frac{dq_1}{dt} + \gamma \frac{k_1}{k} q_1 = v$

qui s'écrit encore

$$A \frac{di_1}{dt} + Bi_1 + 1/C \int_0^t \frac{di_1}{dt} = v$$

D'où le schéma équivalent représenté sur la figure 9.

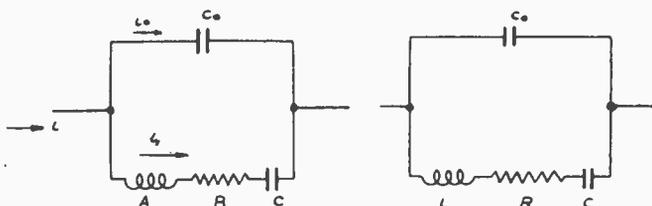


Fig. 9 a

Fig. 9 b

Ce schéma appelle les remarques suivantes :

3.2.1.1 — Si nous négligeons la résistance  $R$  l'impédance purement imaginaire du dipôle peut être représentée en fonction de la fréquence par le graphique de la figure 10, qui montre la présence d'une fréquence de résonance série  $\omega_r$  et d'une fréquence d'antirésonance  $\omega_a$ . Il est facile de montrer que :

1)  $LC \omega_r^2 = 1$

2)  $L \frac{CC_0}{C + C_0} \omega_a^2 = 1$

3)  $\left(\frac{\omega_a}{\omega_r}\right)^2 - 1 = \frac{C}{C_0} \approx 2 \cdot \frac{\omega_a - \omega_r}{\omega_r}$

L'écartement relatif des fréquences  $\omega_a$  et  $\omega_r$  est donc directement proportionnel au rapport  $\frac{C}{C_0}$ , or celui-ci est indépendant de la forme de la lame pour une orientation donnée et ne dépasse pas la valeur  $\frac{1}{125}$  (cas de la coupe X).

Dans tous les cas on est donc limité à :

$$\frac{\omega_a - \omega_r}{\omega_r} \approx \frac{1}{250}$$

Pratiquement par suite de la présence de capacités parasites (capacité entre broches du support par exemple) on ne peut pas dépasser :

$$\frac{\omega_a - \omega_r}{\omega_r} = \frac{1}{200}$$

Un résonateur est donc équivalent à une capacité sauf dans une zone très étroite de fréquence où son impédance est inductive. Nous retrouverons cette limitation à propos de l'utilisation dans les filtres.

3.2.1.2 — L'inductance  $L$  a une valeur en général très élevée, on peut s'en rendre compte soit en utilisant les formules suivantes :

$$L = 115 \frac{\text{longueur} \times \text{épaisseur}}{\text{largeur}} \quad (\text{pour la coupe X, dimensions en cm, } L \text{ en henrys})$$

$$L = 2,46 \cdot 10^9 \frac{1}{f_r^2 \text{ longueur} \times \text{largeur}} \quad (\text{pour la coupe AT})$$

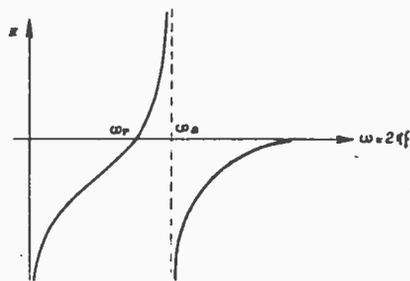


Fig. 10

Soit en remarquant que  $C_0$  est pour les lames courantes de l'ordre de  $5$  à  $10 \mu\mu F$ , et que par suite  $C$  est très petit :  $0,05$  à  $0,1 \mu\mu F$ , ce qui conduit pour des fréquences de l'ordre de  $100 \text{ kc/s}$  à des valeurs de  $L$  de plusieurs dizaines de Henrys.

3.2.1.3 — La forme d'impédance représentée sur la figure 8 ne tient pas compte de la résistance  $R$ . Il est à noter que si le coefficient de surtension des résonateurs piézoélectriques atteint des valeurs élevées d'un ordre de grandeur de plusieurs dizaines de mille ou même de centaines de mille pour certains barreaux  $Y$  de haute qualité, en raison de la valeur élevée de  $L$ ,  $R$  est également relativement élevé en valeur absolue : plusieurs centaines et même milliers d'ohms. De sorte qu'il est faux de dire par exemple qu'un résonateur à sa fréquence de résonance série est équivalent à un court circuit.

Ceci se traduit dans le cas des filtres par les propriétés suivantes : en raison du coefficient de surtension élevé, on a une grande raideur de coupure et une distorsion faible ; en raison de la grandeur de  $R$  on peut avoir un affaiblissement important en valeur absolue dans la bande passante.

3.2.2. — Mesure des valeurs des éléments figurant dans le schéma équivalent

Nous allons donner une indication rapide sur les méthodes qui sont très nombreuses en indiquant pour chacune d'elles ses possibilités et sa précision.

Nous devons faire quatre mesures différentes pour déterminer les valeurs de  $C_0$ ,  $C$ ,  $L$  et  $R$ .

3.2.2.1 — Le montage de la figure 11 permet de mesurer  $\omega_r$  ou plus précisément la valeur de  $\omega$  (très voisine de  $\omega_r$ ) pour laquelle  $|Z|$  est minimum et égal sensiblement à  $R$ .

$R_1$  et  $R_2$  sont de l'ordre de  $10 \Omega$ . Le générateur  $G$  doit avoir une tension de sortie aussi constante que possible et doit permettre un réglage fin de la fré-

quence. La fréquence est mesurée avec une précision de l'ordre de  $10^{-6}$  par comparaison à un étalon. La substitution au quartz d'une résistance réglable  $R_3$  non inductive permet de connaître la valeur de  $R$  du quartz.

3.2.2.2 — La mesure de la fréquence d'antirésonance est plus délicate, car celle-ci est affectée par toute impédance introduite en parallèle sur le quartz. Un dispositif en pont représenté schématiquement sur la figure 12, a été mis au point au S. R. C. T.

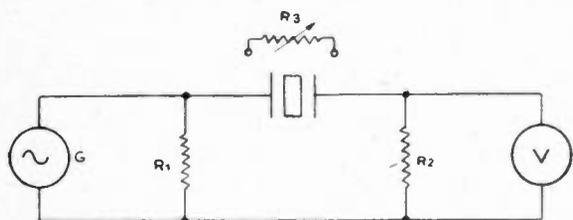


Fig. 11

Le pont est d'abord équilibré à vide grâce au condensateur  $C_3$  et à la résistance variable  $R_1$  à une fréquence voisine de  $\omega_a$  puis le quartz est connecté aux bornes  $Q$ , on recherche ensuite l'équilibre, en faisant légèrement varier la fréquence. Celui-ci est obtenu à la fréquence pour laquelle le quartz est équivalent à une résistance pure très grande, celle-ci, est très voisine de  $\omega_a$ . Cette fréquence est mesurée comme la précédente  $\omega_r$  par comparaison à un étalon.

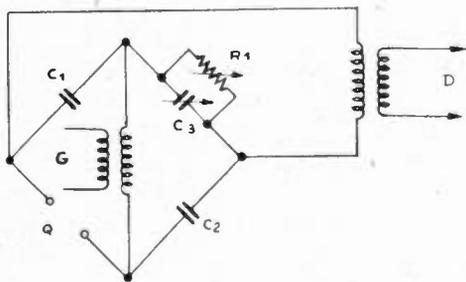


Fig. 12

3.2.2.3 — On mesure en basse fréquence la capacité statique  $C_0$  sur un pont de capacités à 1000 pps par exemple.

Ce groupe de trois mesures permet d'obtenir les valeurs de  $L$ ,  $C_0$ ,  $C$  et  $R$  par utilisation des formules 1) 2) et 3).

3.2.2.4 — On peut obtenir la valeur de  $L$  en mesurant le décrement logarithmique des oscillations libres amorties du cristal et en utilisant la valeur de  $R$  obtenue par exemple par la méthode de § 3.2.2.1.

3.2.2.5 — La valeur de  $L$  peut être obtenue en montant le quartz dans un oscillateur fonctionnant à la fréquence de résonance shunt du cristal le  $\Delta /$  obtenu par introduction d'une petite capacité étalonée  $\gamma$  placée en parallèle sur le quartz est relié à  $L$  par la relation simple :

$$2 \Delta \omega = - \frac{\gamma}{L C_0^2 \omega_a}$$

On peut sur un  $Q$  mètre relever des courbes d'impédances en fonction de la fréquence. L'introduction d'une bobine auxiliaire permet d'obtenir des formes de courbes simples qui se prêtent bien au relevé de la valeur de  $L$ .

### 3. 3 — LES COUPES UTILISÉES

On a vu (3.1.3) comment on pouvait définir l'orientation d'une lame dans le cristal.

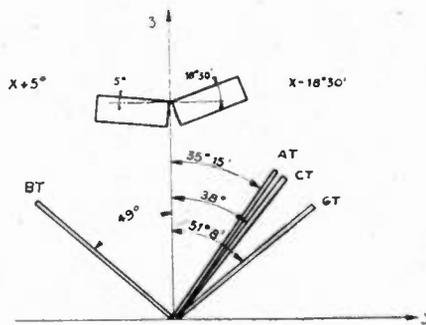


Fig. 13

Le tableau ci-dessous donne les angles  $\varphi$   $\theta$   $\psi$  généralement admis pour un certain nombre de coupes usuelles.

Coupe	$\varphi$	$\theta$	$\psi$
X	$0^\circ$	$90^\circ$	$90^\circ$
X - 18°5	$0^\circ$	$90^\circ$	$108^\circ 30'$
X + 5°	$0^\circ$	$90^\circ$	$85^\circ$
AT	$-90^\circ$	$54^\circ 45'$	$90^\circ$
BT	$90^\circ$	$41^\circ$	$90^\circ$
CT	$-90^\circ$	$52^\circ$	$90^\circ$
GT	$-90^\circ$	$38^\circ 52'$	$\pm 45^\circ$

La figure 13 représente la position de ces lames par rapport aux axes du cristal.

Les coupes X (Curie), X - 18° 30' et X + 5° vibrent longitudinalement, la coupe simple de Curie est rarement utilisée en résonateur, on lui préfère la coupe X - 18° 30' qui possède moins de résonances secondaires, ou la coupe X + 5° qui a un coefficient de température plus faible. Ces lames sont utilisées pour des fréquences comprises entre quelques dizaines et quelques centaines de kilocycles.

Les coupes A T et B T vibrent en cisaillement d'épaisseur leurs coefficients de température sont faibles, on les utilise respectivement dans les bandes de fréquence 1 - 5 Mc/s et > 2 Mc/s.

La coupe C T vibre en cisaillement plan, elle peut être utilisée entre 100 et 600 kc/s.

Enfin la coupe G T caractérisée par un coefficient de température très faible entre 0° et 100° C est utilisée pour des oscillateurs étalons à des fréquences de l'ordre de 100 kc/s.

Il existe de nombreuses autres coupes, nous ferons état de certaines d'entr'elles dans la dernière partie de cet article où l'on étudie les emplois des résonateurs dans les oscillateurs et les filtres.

(A suivre).

# UN OSCILLATEUR A QUARTZ A HAUTE STABILITÉ

PAR

M. INDJOUDJIAN

Ingénieur des P.T.T., Service des Recherches et du Contrôle Techniques

## Introduction.

On sait que l'exploitation de plusieurs groupes secondaires sur une liaison par câble coaxial exige des fréquences-pilotes de grande stabilité.

C'est pourquoi l'étude a été entreprise au Service des Recherches et du Contrôle Techniques de l'Administration des P. T. T. d'un oscillateur à quartz à 100 kc/s insensible aux variations de tensions d'alimentation et aux changements de lampes. On s'est proposé d'obtenir la stabilité voulue en n'employant qu'un thermostat à simple enceinte.

## Description de l'oscillateur.

Cet oscillateur a été réalisé et mis au point dans les laboratoires du S. R. C. T. et après divers essais systématiques y a été placé en observation pour étudier la stabilité de fréquence pendant une année entière.

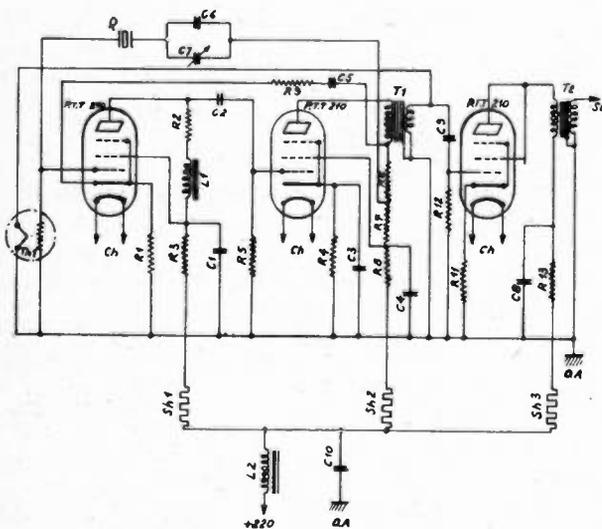


Fig. 1 — Schéma théorique de l'oscillateur

Le schéma de principe (fig. 1) est essentiellement celui d'un amplificateur à deux étages muni :

1° D'une chaîne de réaction contenant un quartz en série avec une capacité réglable autour de 25 pF (permettant un rattrapage de fréquence) (fig. 2). Le quartz lui-même est un barreau de coupe Y vibrant longitudinalement. Les éléments du schéma

équivalent (fig. 3) ayant approximativement les valeurs :

$$L = 1\ 160\ \text{H}$$

$$C_e = 4\ \text{pF}$$

$$Q = 270\ 000$$

Les fréquences de résonance et d'antirésonance de ce barreau sont de part et d'autre de la fréquence d'oscillation. D'une fréquence à l'autre la partie réelle du dipôle Z varie environ de  $3 \times 10^3$  à  $10^{14}$  ohms.

Ce dipôle Z est la seule partie de l'oscillateur placée dans la simple enceinte thermostatée.

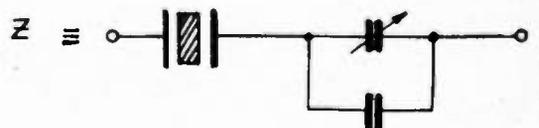


Fig. 2

2° D'une chaîne de contre-réaction variable au moyen d'une thermistance à chauffage indirect. La résistance de cet élément en fonctionnement normal est de l'ordre de 500 ohms, son coefficient négatif de température est tel qu'à froid elle est de l'ordre de 50 000 ohms.

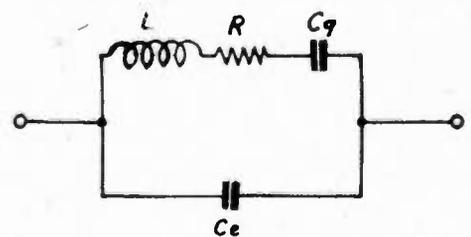


Fig. 3

L'oscillateur comprend en outre, dans un but de découplage, un étage de sortie. Les trois lampes sont du type PTT 210 (identique au type PTT 211 mais avec un chauffage sous 18 V).

## Raisons du choix de ce schéma.

Supposons que l'on puisse mettre le logarithme du gain total de la chaîne fermée que constitue l'oscillateur sous la forme :

$$\Pi(f, u) + \Lambda(f, a) = 0 \quad (1)$$

$\Pi(f, u)$  dépendant de la fréquence  $f$  et d'une variable « accidentelle »  $u$  — par exemple une tension d'alimentation — et non de l'amplitude  $a$  des oscillations, tandis que  $\Lambda(f, a)$  dépend de  $f$  et de  $a$  mais non de la variable  $u$ . Soit, en séparant parties réelle et imaginaire, si  $\Pi = P + jQ$  et  $\Lambda = L + jM$

$$\begin{cases} P(f, u) + L(f, a) = 0 \\ Q(f, u) + M(f, a) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{Si } u \text{ varie de } du, \quad df = -\frac{\delta}{\Delta} du \quad (2)$$

$$\text{où } \delta = \frac{\partial P}{\partial u} \frac{\partial M}{\partial a} - \frac{\partial Q}{\partial u} \frac{\partial L}{\partial a} \quad (3)$$

$$\text{et : } \Delta = \left( \frac{\partial P}{\partial f} + \frac{\partial L}{\partial f} \right) \frac{\partial M}{\partial a} - \left( \frac{\partial Q}{\partial f} + \frac{\partial M}{\partial f} \right) \frac{\partial L}{\partial a} \quad (4)$$

Nous voulons que  $\frac{df}{du}$  soit le plus petit possible.

Ne pouvant songer pratiquement à annuler  $\delta$  par compensation des deux termes

$\frac{\partial P}{\partial u} \frac{\partial M}{\partial a}$  et  $\frac{\partial Q}{\partial u} \frac{\partial L}{\partial a}$ , on peut chercher à rendre les

deux termes très petits indépendamment et sans rendre en même temps  $\Delta$  très petit. Le cas qui nous

intéresse ici est celui où  $\frac{\partial M}{\partial a} \approx 0$  et  $\frac{\partial Q}{\partial u} \approx 0$  et où,

en outre, pour augmenter  $\Delta$ ,  $\frac{\partial(Q+M)}{\partial f}$  est très grand.

Ces conditions analytiques se traduisent physiquement de la manière suivante :

A) Une variation d'amplitude des oscillations ne doit faire provoquer, par la partie de l'appareil sensible aux variations d'amplitude, aucune variation de phase.

B) La variation de phase due à une variation de tension (à laquelle une autre partie de l'appareil est supposée sensible) doit être très faible.

C) La phase doit varier le plus possible en fonction de la fréquence.

Ce sont précisément ces conditions que l'on tend à réunir dans l'oscillateur qui fait l'objet du présent travail. La séparation entre  $\Pi$  et  $\Lambda$  étant obtenue par l'utilisation de la thermistance dans la chaîne de contre réaction distincte de la chaîne de réaction contenant le quartz. Ainsi la thermistance et la contre-réaction font remplir les conditions A et B indépendamment du quartz dont on utilise la sélectivité au maximum, ce qui permet de satisfaire la condition C. La fréquence d'oscillation optimum est ainsi celle pour laquelle la dérivée du déphasage du dipôle Z (quartz + capacité) par rapport à la fréquence est maximum.

### Vérification des propriétés recherchées.

Nous venons de voir que le quartz de la chaîne de réaction est seul à influencer sur la fréquence d'oscillation du fait que l'amplitude des oscillations est déterminée indépendamment par la contre-réaction variable due à la thermistance.

On évite ainsi que la limitation d'amplitude se fasse comme dans la plupart des oscillateurs d'une manière mal définie, par exemple par la non-linéarité des tubes. C'est pourquoi on obtient une très grande insensibilité vis-à-vis des variations de tension d'alimentation et vis-à-vis des changements de lampes. Indiquons tout de suite à cet égard les résultats obtenus par comparaison oscillographique avec la fréquence de 1 000 c/s du L N R :

La variation relative de fréquence s'est trouvée inférieure à :

a)  $2 \times 10^{-8}$ , pour une variation de la tension de chauffage de  $-10\%$  à  $+10\%$ .

b)  $3 \times 10^{-8}$ , pour une variation de la haute tension.

c)  $2 \times 10^{-8}$  pour divers changements de lampes.

Ce dernier essai a compris des lampes neuves à forte pente ( $s = 9$ ) et des lampes rebutées pour leur pente insuffisante. Il faut noter que les écarts indiqués sont du même ordre que ceux qui résultent de l'imperfection de la régulation thermique. Les écarts réels dus aux variations de  $\pm 10\%$  des tensions d'alimentation et aux changements de lampes peuvent donc être très inférieurs à  $2$  ou  $3 \times 10^{-8}$ .

### Mesure de la fréquence de l'oscillateur et résultats obtenus.

#### 1<sup>o</sup> Méthode.

Le contrôle de la stabilité de fréquence de l'oscillateur a été effectué en utilisant le chronographe Belin du S. R. C. T. par comparaison avec le courant à 1 000 c/s du Laboratoire National de Radio-électricité.

Rappelons le principe de cette mesure. Après filtrage par diapason et amplification, le courant de fréquence  $f$  (1 000 c/s du L N R) attaque une roue phonique solidaire d'un cylindre enregistreur

qui tourne de  $\frac{f}{1\,000}$  tour/s. Par ailleurs cette fréquence  $f$  est multipliée par 99 et le mélange de courants de fréquences  $F = 100(1 + \varepsilon)f$  à mesurer et  $F' = 99f$  procure un courant de fréquence

$F - F' = (1 + 100\varepsilon)f$  c/s qui permet, après amplification, la rotation d'une seconde roue synchrone

à la vitesse de  $\frac{(1 + 100\varepsilon)f}{100}$  tour/s.

À chaque tour de cette roue un style marque un trait sur le cylindre, le chariot porteur de ce style se déplaçant le long du cylindre à celle des quatre vitesses qu'on a choisie (Ici,  $\delta = \frac{1}{3}$  mm/tour afin

d'effectuer l'enregistrement en 5 minutes environ) (fig. 4).

Soient  $l$  la longueur de la circonférence du cylindre

( $l = \frac{1\ 000}{3}$  mm),  $L$  le déplacement du chariot pen-

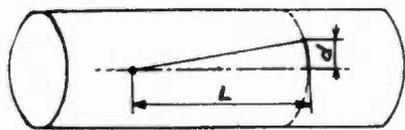


Fig. 4

dant la durée de l'enregistrement (100 mm) et  $d$  l'écart du style par rapport à la génératrice du cylindre.

Pour une révolution du cylindre dont la durée est  $\frac{1\ 000}{f}$  s l'écart serait  $\frac{d\delta}{L}$ , un point du cylindre ayant parcouru la distance  $l$  donc :

$$\frac{(1 + 100 \varepsilon) f}{1\ 000} = \frac{f}{1\ 000} = \frac{d\delta}{lL}$$

$$\frac{f}{1\ 000} = 1 - \frac{d\delta}{lL}$$

c'est à dire

$$100 \varepsilon = \frac{d \times 10^{-5}}{1 - d \times 10^{-5}} \text{ soit } \varepsilon \approx d \times 10^{-7}$$

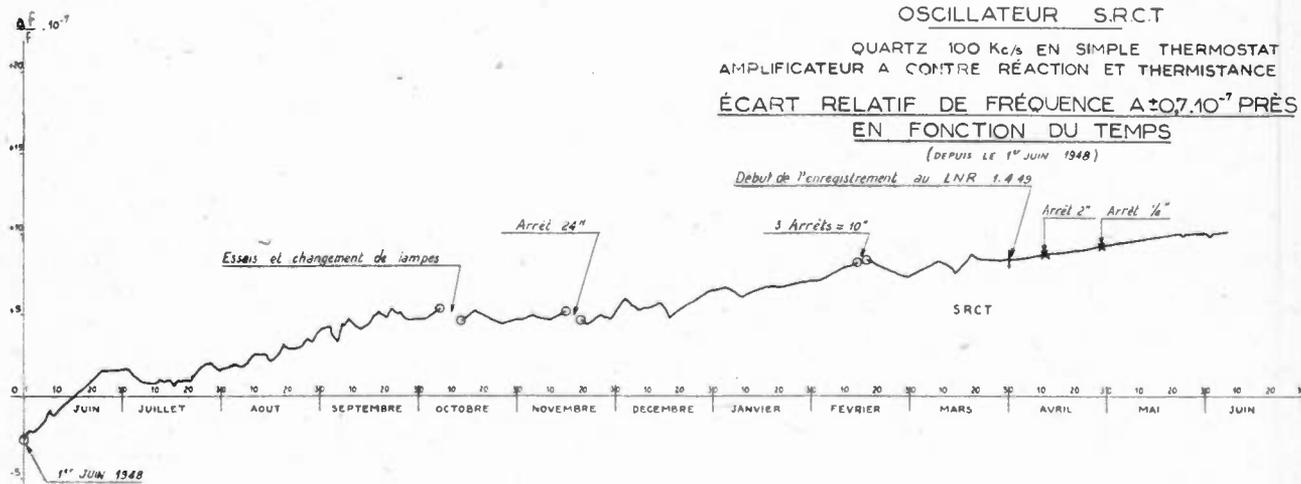


Fig. 5

La distance  $d$  étant exprimée en mm. Les lectures de distance étant faites à  $\pm 0,1$  mm près, la précision relative sur  $\varepsilon$  est de  $\pm 2 \times 10^{-8}$ .

## 2° Résultats.

Par cette méthode, l'écart relatif entre la fréquence de l'oscillateur à quartz du type S. R. C. T. et la fréquence distribuée par le Laboratoire National de Radioélectricité de Bagnex a été enregistré presque quotidiennement pendant une année entière (cf. fig. 5).

La fréquence est connue à une erreur relative de  $\pm 0,7 \times 10^{-7}$  près qui se décompose ainsi :

1° Limite supérieure de l'erreur relative sur la fréquence déterminée d'après celle du LNR après corrections :

$$\pm 0,5 \times 10^{-7}$$

2° Limite supérieure de l'erreur relative due à la lecture de l'enregistrement en cinq minutes :

$$\pm 0,2 \times 10^{-7}$$

On peut voir sur le diagramme de la fig. 5 que les oscillations de la courbe de fréquence autour de la courbe moyenne (non tracée) sont inférieures à  $\pm 0,5 \times 10^{-7}$ . Il est donc à présumer que ces oscillations sont surtout dues aux erreurs de mesure.

La dérive lente mensuelle de l'oscillateur qui était maximum au mois d'août 1948 et égale à  $2 \times 10^{-7}$ , n'est plus au cours des derniers mois que de l'ordre de  $1 \times 10^{-7}$ .

## Conclusion.

Etant donné la haute stabilité obtenue, deux oscillateurs du type S. R. C. T. ont été commandés à l'industrie. La construction en est maintenant achevée, la stabilité va en être observée et divers modes d'utilisation seront étudiés.

Remarquons enfin que pour des oscillateurs exigeant une stabilité un peu moins grande pourraient

être obtenus par une utilisation partielle des principes mis en œuvre dans l'oscillateur décrit. C'est ainsi que l'on pourrait se contenter pour certains problèmes de thermostats plus réduits à moins grande régulation ou encore se passer de thermistance ou la remplacer pour d'autres dispositifs s'il n'y a pas lieu de rendre l'oscillateur aussi insensible au vieillissement des lampes et aux variations des tensions d'alimentation.

Nous tenons à remercier M. Pézard, ingénieur des travaux, pour son concours dans la réalisation et la mise au point du prototype.

# UN NOUVEAU TYPE DE MAGNÉTRON AMPLIFICATEUR (\*)

(Suite)

PAR

P. MARIÉ

Docteur ès-sciences

## VII. — Les théorèmes de réciprocité de la transmission et la séparation des voies empruntées par l'onde incidente et l'onde réfléchie.

Après avoir montré que le problème de la séparation des ondes incidentes et réfléchies est lié à celui de la production d'ondes « polyphasées », nous établirons l'impossibilité d'amplifier la tension plus que l'intensité ou réciproquement; nous en concluons que pour résoudre le problème qui nous intéresse, les réseaux dissymétriques n'ont aucun avantage sur les réseaux symétriques qui sont plus simples.

Il est nécessaire de commencer par rappeler quelques définitions.

Le champ électrique de l'onde monochromatique de pulsation  $\omega$  la plus générale peut toujours être représenté par un champ de vecteur de la forme :

$$(1) \quad A \cos \omega t + B \sin \omega t$$

où  $A$  et  $B$  sont des vecteurs fonction de  $x y z$ .

En effet, la projection du vecteur champ électrique en un point donné sur l'un quelconque des axes d'un système de référence peut toujours être mise sous cette même forme en prenant pour  $A$  et  $B$  des scalaires qui définissent deux vecteurs par leurs coordonnées.

Nous dirons par définition qu'une onde est monphasée sur une surface donnée, si en tous points de cette surface les vecteurs  $A$  et  $B$  sont co-linéaires. L'onde est alors représentable par un champ de vecteurs de la forme :

$$(2) \quad E \cos (\omega t - \varphi)$$

$E$  étant une fonction vectorielle du point choisi sur la surface et  $\varphi$  une constante sur cette surface. Nous dirons que l'onde est polyphasée si les vecteurs  $A$  et  $B$  ne sont pas co-linéaires.

La formule (1) exprime le fait que sur une surface donnée, une onde polyphasée peut toujours être considérée comme la somme de deux ondes monphasées.

Par définition nous dirons que l'onde représentée par (2) a, sur une surface  $S$  l'intensité :

$$(3) \quad I = k e^{-i\varphi}$$

Si  $\psi = \varphi$  et si l'onde représentée par :

$$(4) \quad \frac{1}{k} E \cos \omega t$$

transporte le flux d'énergie unité, au travers de cette surface  $S$ ,  $k$  étant un rapport d'homothétie indépendant du point choisi.

Le coefficient de transmission d'une onde qui se propage d'une surface  $S_1$ , à une surface  $S_2$ , se définit comme le rapport des intensités de l'onde sur ces surfaces; il n'est donc parfaitement défini par un nombre complexe, que si sur ces surfaces, l'onde est monphasée.

Le théorème de réciprocité de la transmission de l'énergie peut alors s'énoncer ainsi :

Le coefficient de transmission d'une onde qui se propage d'une surface  $S_1$ , où elle est monphasée et du type  $T_1$ , à une surface  $S_2$  où elle est monphasée et du type  $T_2$  est le même que celui de l'onde qui se propage de  $S_2$  où elle a le type  $T_2$  à  $S_1$  où elle a le type  $T_1$ .

Autrement dit le coefficient de transmission est invariant si l'on change le sens de propagation.

Ce théorème a fait l'objet de nombreuses études, il suppose qu'en tous points du circuit la résistivité et les perméabilités électrique et magnétique, sont indépendantes des champs et des courants.

TELEGEN a montré que ce théorème était en défaut, si dans les circuits on introduisait ce qu'il a appelé des girators qui supposent l'existence de substances où l'induction magnétique dépend partiellement du champ électrique et réciproquement.

Comme nous n'introduisons pas de telles substances dans nos réseaux, le théorème de réciprocité y est vérifié.

Ce théorème nous indique qu'une onde de type  $T_1$  rayonnée par une surface  $S_1$  et réfléchie uniformément par une surface  $S_2$  sur laquelle elle est monphasée est aux pertes près subies sur le trajet de propagation, renvoyée en totalité vers  $S_1$  où

(\*) Suite de l'article paru dans le N° 274 (Janvier 1950), de *l'Onde Electrique*.

elle se retrouve sous le type  $T_1$ . Ainsi l'onde lumineuse plane retourne vers sa source si elle rencontre un miroir plan, perpendiculaire à sa direction de propagation, car dans ce cas l'onde incidente est monophasée sur le miroir, mais si on incline le miroir, l'onde est renvoyée dans une autre direction parce que sur la surface du miroir, elle peut être considérée comme la somme de deux ondes monophasées de même puissance, en quadrature l'une par rapport à l'autre.

En effet, si l'angle d'incidence est  $\theta$ , l'intensité du champ électrique relatif à l'onde incidente sur le miroir sera de la forme :

$$E \cos\left(\frac{x \sin \theta}{\lambda}\right) \cos \omega t + E \sin\left(\frac{x \sin \theta}{\lambda}\right) \sin \omega t$$

$x$  désignant l'abscisse d'un point du miroir comptée dans la direction du plan d'incidence.

L'onde globalement réfléchie ne peut retourner vers la source parce que dans cette direction les deux ondes partielles réfléchies se trouvent en opposition de phase.

Le même raisonnement s'applique presque mot pour mot à la lame quart d'onde de l'optique cristalline dont nous avons envisagé le fonctionnement au chapitre II.

Ces considérations nous montrent que pour fonctionner selon les principes énoncés au chapitre II, le magnétron doit vibrer suivant un mode où les segments d'anode ont entre eux des déphasages qui ne sont pas multiples entiers de  $\pi$ . En effet si le magnétron vibrait suivant le mode dit en  $\pi$  caractérisé par le fait que deux segments d'anode successifs vibrent en opposition de phase, le champ électrique à l'intérieur du magnétron serait décrit par une fonction du type (2) caractérisant l'onde monophasée et l'onde incidente serait réfléchie vers sa source.

De plus nous voyons que le magnétron ne devra pas échanger de l'énergie par une voie de communication où circule une onde monophasée, mais par plusieurs coaxiaux ou par une ligne polyfilaire ou un guide où se propage une onde polyphasée.

Nous disons qu'une onde qui se propage dans un guide rectiligne indéfini est polyphasée si elle l'est sur un plan de section droite de ce guide.

Le magnétron doit donc avoir plus de deux groupes d'anodes, nous nous bornons à trois et attaquons le magnétron par une ligne trifilaire ou un guide en Y qui est l'équivalent d'une telle ligne.

Considérons le réseau passif  $Q$  de la figure 10 supposé sans perte échangeant de l'énergie sous forme triphasée par les bornes  $D C D'$  et sous forme monophasée par les bornes  $A$  et  $A'$ .

S'il est possible de trouver pour ce réseau trois résistances égales  $R$ , qui branchées entre  $D C D'$  et un point  $G$  absorbent la totalité de l'énergie injectée en  $A$  le coefficient de transmission de  $A$  vers  $A'$  sera nul et d'après le théorème de réciprocité, il en sera de même pour le coefficient de trans-

mission de  $A'$  vers  $A$ . Donc si l'on excite  $Q$  en  $A'$  la totalité de l'énergie sera consommée dans les résistances  $R$ .

Établissons les relations qui dans ce cas lient les intensités dans les résistances  $R$ .

Soit  $I_D I_{D'} I_C$  les courants engendrés dans les résistances  $R$  par une source de force électromotrice  $U$  de résistance interne  $\rho$  appliquée entre  $A$  et la masse et  $I_A$  le courant qui en résulte au point  $A$ ,

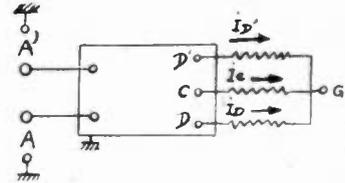


Fig. 10

soit de même  $I'_D I'_{D'} I'_C$  les courants engendrés par une source de force électromotrice  $U'$  de résistance interne  $\rho'$  appliquée en  $A'$  et  $I_{A'}$  le courant qui en résulte en  $A'$  :

si on multiplie  $U'$  par un nombre complexe  $\mu$ ,  $I'_D I'_{D'} I'_C$  sont multipliés par ce même nombre. Si les deux sources fonctionnent en même temps la puissance dissipée dans les résistances est :

$$(8) \quad W = R \sum_{v=0}^{\infty} (I_v + \mu I'_v) (I_v^* + \mu^* I'^*_v)$$

Le signe \* placé en exposant indique que l'on prend la valeur imaginaire conjuguée du symbole qu'il affecte.

Cette puissance est la somme des puissances dues individuellement à chaque ensemble de courants soit :

$$(9) \quad W = R [\sum I_v I_v^* + \mu \mu^* \sum I'_v I'^*_v]$$

Les équations (8) et (9) devant donner à  $W$  la même valeur quel que soit  $\mu$  en module et argument on doit avoir :

$$(10) \quad \text{Partie réelle } U I_A^* = R \sum I_v I_v^*$$

$$(11) \quad \text{Partie réelle } U' I_{A'}^* = R \sum I'_v I'^*_v$$

$$(12) \quad \sum I_v I_v^* = 0$$

On remarque que si la condition (12) est satisfaite les équations (10) et (11) le seront également. En raison de son homogénéité le premier membre de (12) peut être représenté par une fonction homogène et de degré moins deux, par rapport à l'ensemble des impédances du réseau multipliée par  $U U'$ .

Étant imaginaire l'équation (12) introduit deux relations réelles entre les éléments du réseau, qui conditionnent le découplage des ensembles de bornes  $A$  et  $A'$ .

On peut donner à la condition (12) une forme plus intéressante en tenant compte du fait que la conservation de l'électricité impliquant :

$$(13) \quad \sum I_v = \sum I'_v = 0$$

les  $I_v$  et les  $I'_v$  ne dépendent que de deux paramètres que l'on peut expliciter en posant :

$$(14) \quad I_v = J_1 e^{jk\frac{2\pi}{3}} + J_2 e^{-jk\frac{2\pi}{3}}$$

$$(15) \quad I'_v = J'_1 e^{-jk\frac{2\pi}{3}} - J_2 e^{jk\frac{2\pi}{3}}$$

avec dans les deux cas :  $k = 0, 1$  ou  $-1$  selon que  $v = c, D$  ou  $D'$ . L'équation (12) s'écrit :

$$(16) \quad J_1 J_2^* = J_2 J_1^*$$

Si nous imposons au courant d'être triphasé équilibré il nous faudra de plus que les deux membres de cette équation soient nuls, c'est-à-dire introduire une troisième condition. Dans la suite des calculs nous supposons ces trois conditions toujours réalisées.

D'autre part si l'on désire que les impédances ramenées en  $A$  et  $A'$  soient réelles et de valeurs données, il faut écrire quatre relations supplémentaires ou deux seulement s'il s'agit d'un réseau symétrique et deux relations de plus si l'on impose au point  $G$  d'être à la masse. Nous pouvons ainsi dénombrer le nombre de relations qu'il doit y avoir entre les éléments du réseau en fonction des conditions que nous imposons.

Montrons maintenant que si nous substituons aux résistances  $R$  des impédances  $Z$  quelconques, nous aurons la puissance issue de  $A$  réfléchie vers  $A'$  avec le même coefficient de réflexion que si nous plaçons l'impédance  $Z$  au bout d'une ligne d'impédance caractéristique  $R$ .

Le théorème de réciprocité nous indique que si nous excitions le réseau  $Q$  par des tensions triphasées équilibrées appliquées en  $D C D'$ , la puissance d'excitation sera en totalité transmise vers  $A$  ou vers  $A'$  selon que l'ordre de succession des phases sera celui obtenu précédemment en ces points lorsqu'on excitait le réseau par  $A'$  ou par  $A$ . En effet, pour faire jouer la réciprocité, il faut changer l'ordre de succession des phases avec le sens de propagation car aux pertes près, cela revient à changer le signe du temps.

Imposons maintenant aux tensions et aux courants qui circulent entre  $D C D'$  et  $G$  d'avoir des valeurs déterminées.

$$(18) \quad \begin{aligned} V_D &= V e^{-j\frac{2\pi}{3}} & V_C &= V & V_{D'} &= V e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ I_D &= I e^{-j\frac{2\pi}{3}} & I_C &= I & I_{D'} &= I e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned}$$

Supposons que l'ordre de succession des phases soit celui que l'on obtient en faisant propager la puissance de  $A$  en  $D C D'$  ou de  $D C D'$  en  $A'$ , cet état pourra toujours être obtenu par la superposition de deux états l'un relatif à une propagation de  $A$  vers  $D C D'$  et donnant à  $V$  une valeur  $V_1$  l'autre relatif à une propagation de  $D C D'$  vers  $A'$  et donnant à  $V$  une valeur  $V_2$ .

Lorsqu'on superpose ces deux états les tensions s'ajoutent et les intensités se retranchent puisque les

propagations sont de sens contraire : on doit donc avoir :

$$(19) \quad \begin{aligned} V &= V_1 + V_2 \\ I &= I_1 - I_2 \end{aligned}$$

Plaçons le signe \* en exposant à côté d'une lettre pour exprimer que l'on prend sa valeur imaginaire conjuguée, et écrivons que la puissance absorbée entre les points  $D C D'$  et  $G$  est égale à la puissance venue de  $A$  moins la puissance acheminée vers  $A'$  :

$$(20) \quad (V_1 + V_2) (I_1^* - I_2^*) = V_1 I_1^* - V_2 I_2^*$$

Cette équation de conservation de l'énergie implique que :

$$(21) \quad \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2}$$

et on voit de suite que cette valeur commune est  $R$  car on obtient cette valeur si en laissant  $V_1$  et  $I_1$  invariants on fait tendre  $V_2$  vers 0.

Compte tenu de cette remarque et des formules (18), (19) et (21) nous pouvons écrire :

$$(22) \quad \frac{I_2}{I_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{V}{I} - R}{\frac{V}{I} + R}$$

Nous voyons ainsi que les formules qui régissent la réflexion vers  $A'$  des ondes issues de  $A$  sont les mêmes que celles qui régissent la réflexion d'une onde au bout d'une ligne d'impédance caractéristique  $R$  chargée par une impédance :

$$Z = \frac{V}{I}$$

Vu la généralité des principes auxquels nous avons fait appel cette formule reste vraie si  $Z$  est la résistance négative que présente le faisceau électronique d'un magnétron.

Il convient toutefois de remarquer que pour un tripôle passif présentant un axe de répétition d'ordre trois, l'impédance  $Z$  reste invariante si on change l'ordre de succession des phases en  $D C D'$  car en vertu du théorème de réciprocité le coefficient de transmission de  $A$  vers  $A'$  est le même que de  $A'$  vers  $A$ .

Dans le cas du magnétron au contraire la nature de l'interaction des ondes et des électrons change avec l'ordre de succession des phases. Ceci implique que la valeur de  $V/I$  ne sera pas la même pour une onde qui, venue de  $A$ , se réfléchit vers  $A'$  ou réciproquement, mais la formule (22) reste valable dans chaque cas et nous montre que le sens de propagation étant donné, le coefficient de réflexion est le même pour le courant et la tension et que tout effort pour amplifier plus l'une que l'autre, en introduisant des dissymétries dans le réseau, est voué à l'échec.

Les réseaux symétriques étant plus simples et

les autres n'introduisant aucun avantage, nous bornerons nos études ultérieures aux premiers.

Examinons les conséquences d'un défaut d'adaptation en  $A$  ou en  $A'$  donnant lieu à des réflexions caractérisées par des coefficients  $\rho$  et  $\rho'$  sur le fonctionnement du magnétron. L'impédance caractéristique triphasée  $R$  est intrinsèque au réseau et indépendante des conditions d'adaptation.

Soit  $T_A^A'$  et  $T_{A'}^A$  les coefficients de transmission de  $A$  en  $A'$  ou de  $A'$  en  $A$ , pour des valeurs données des tension et champ magnétique appliqués au magnétron. Les valeurs de  $T_A^A'$  et  $T_{A'}^A$  sont différentes, et de plus la valeur de  $T_A^A'$  dépend en partie de l'intensité de l'onde qui se propage de  $A$  en  $A'$  et réciproquement ; mais on peut démontrer que si  $\rho'$  est suffisamment petit pour que l'onde renvoyée vers  $A$  puisse être considérée comme une fluctuation dans la carte du champ qui tourne avec le bloc électronique et si la fréquence de fonctionnement est supérieure à la moitié de la fréquence limite le module de  $T_A^A'$  reste très inférieur à l'unité même si  $T_{A'}^A$  devient grand. L'analyse des réflexions permet d'écrire que le coefficient global de transfert de l'énergie de la source placée avant  $A$  à la charge placée après  $A'$  est proportionnel à :

$$(23) \quad \frac{1}{1 - \rho \rho' T_A^A' T_{A'}^A}$$

Nous avons là une formule analogue à celle que l'on obtient pour un amplificateur à contre réaction ayant pour coefficient d'amplification  $T_A^A'$  et pour taux de réinjection  $\rho \rho' T_A^A' T_{A'}^A$ .

Le critère de NYQUIST nous indique que l'amplification sera stable si, lorsque la fréquence varie, la courbe décrite dans le plan complexe par l'image du produit  $(\rho \rho' T_A^A' T_{A'}^A)$  et sa symétrique par rapport à l'axe réel, n'entoure pas le point  $+1$ .

Si cette dernière condition n'est pas réalisée le magnétron accroche, et si tous les éléments autres que le magnétron sont passifs les oscillations se stabilisent pour une fréquence et une amplitude telles que :

$$(24) \quad \rho \rho' T_A^A' T_{A'}^A = 1$$

De plus si  $\tau$  et  $\tau'$  sont les coefficients de transmission correspondant aux coefficients de réflexion  $\rho$  et  $\rho'$ , les intensités  $I$  et  $I'$  des ondes rayonnées respectivement par  $A$  et  $A'$  seront dans un rapport tel que :

$$(25) \quad \frac{I}{I'} = \frac{\tau/\rho}{\tau'/\rho'} \cdot \rho T_A^A'$$

Les formules (24) et (25) nous permettent de connaître  $T_A^A'$  et  $T_{A'}^A$  si nous connaissons  $\rho$  et  $\rho'$ . Sur ces remarques on peut fonder une méthode de mesure.

Les coupleurs directionnels, ayant un coefficient de couplage égal à  $1/2$  et possédant comme éléments quatre lignes quart d'onde, présentent des propriétés analogues à celles que nous avons attribuées au réseau de la fig. 10, à ceci près que dans le schéma de la fig. 10 il faudrait remplacer les trois résistances  $R$  où circule un courant triphasé par deux résis-

tances où circulent deux courants en quadrature. Nous avons d'abord songé à attaquer les magnétrons avec de tels coupleurs, mais cela conduisait à répartir les segments d'anode en quatre groupes dont les vibrations formaient un ensemble tétraphasé. Par la suite nous avons appelé « coupleurs directionnels triphasés » les réseaux que nous avons conçus pour simplifier la structure du magnétron.

### VIII. — Coupleur directionnel triphasé construit avec des lignes.

Constituons avec des lignes de transmission un « coupleur directionnel triphasé ». Si nous imposons au réseau d'être symétrique et au point  $G$  centre de l'étoile de résistances d'être à la masse, le chapitre précédent nous indique qu'il nous faut sept paramètres. C'est pourquoi nous adoptons le schéma du tableau I où les traits représentent les armatures intérieures de lignes coaxiales dont les armatures extérieures supposées à la masse ne sont pas représentées. Les quatre valeurs d'impédances caractéristiques et les quatre valeurs d'angles électriques forment un ensemble de huit paramètres. Nous pouvons donc prévoir que dans la solution figurera un paramètre indépendant  $\gamma$ . Prenons  $R$  comme unité d'impédance. Posons  $x = Z_0/R$  et désignons respectivement par  $Z_{PQ}$  et  $\theta_{PQ}$  l'impédance caractéristique et l'angle électrique correspondant à la longueur de la ligne joignant les points  $P$  et  $Q$ , par  $V_P$  la tension en  $P$  et par  $i_{PQ}$  l'intensité en  $P$  dirigée vers  $Q$ . ( $P$  et  $Q$  étant une notation générale substituée à  $A, B, C, \dots$ ).

Le calcul qui conduit aux résultats inscrits dans la première colonne du tableau I où les  $Z_{PQ}$  et  $\theta_{PQ}$  sont donnés en fonction de  $x$  et  $\gamma$ , se mène comme suit en trois étapes :

1) Connaissant les tensions :

$$V_D = V e^{j\epsilon \frac{2\pi}{3}} \quad V_C = V \quad V_{D'} = V e^{-j\epsilon \frac{2\pi}{3}}$$

avec  $\epsilon = \pm 1$

on peut calculer successivement  $i_{DC}$ ,  $i_{DA}$  et  $V_A$ , ces grandeurs étant exprimées en fonction de  $V$ . On obtient  $i_{D'C'}$ ,  $i_{D'A'}$  et  $V_{A'}$  en changeant  $\epsilon$  en  $-\epsilon$ .

La condition  $V_{A'} = 0$  nous donne deux relations réelles entre  $R, Z_0, Z_{DC}, Z_{DA}, \theta_{CD}, \theta_{AD}$ .

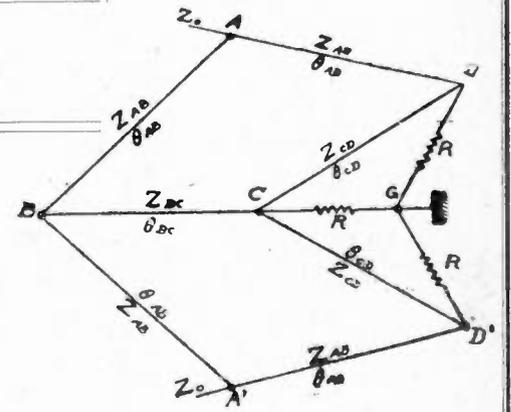
La conservation de l'énergie en donne une troisième.

2) On exprime  $V_B$  en fonction de  $Z_{AB}, V_A$  et  $i_{AB}$  d'une part et  $V_{A'}, i_{A'B}$  d'autre part et on écrit que les deux valeurs obtenues sont égales. On obtient ainsi en tenant compte des résultats précédents, deux relations liant  $Z_{AB}, \theta_{AB}$  aux quantités déjà mentionnées. L'une de ces relations se réduit à une identité.

3) On calcule ensuite  $i_{BC}$  et  $i_{CB}$  et l'on écrit les équations classiques des lignes pour la ligne  $BC$  où  $V_B, V_C, i_{BC}, i_{CB}$  sont exprimées en fonction

COUPLEUR DIRECTIONNEL TRIPHASÉ CONSTRUIT AVEC DES LIGNES

Formules générales - 1 < y < 3	Formules pour y = 1/2	Valeurs numériques en fonction de x pour y = 1/2						
$\frac{Z_0}{R} = x < \frac{1}{\left(y - \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}}$	$x < 2$	0,05	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2
$\frac{Z_{AB}}{R} = \sqrt{\frac{3x^2}{2(2-x) - (1-yx)^2}}$	$\sqrt{\frac{12x^2}{(2-x)(6+x)}}$	0,05	0,101	0,208	0,555	1,31	2,68	$\infty$
$\frac{Z_{BC}}{R} = \sqrt{\frac{3x}{2(2-x) - x(2y-1)^2}}$	$\sqrt{\frac{3x}{2(2-x)}}$	0,194	0,28	0,407	0,707	1,225	2,6	$\infty$
$\frac{Z_{AD}}{R} = \sqrt{\frac{3x}{4 - y^2 x}}$	$\sqrt{\frac{12x}{16 - x}}$	0,194	0,272	0,39	0,62	0,894	1,11	1,31
$\frac{Z_{DC}}{R} = \sqrt{\frac{3}{4 - (y-1)^2}}$	$\frac{2}{\sqrt{5}}$	0,894						
$\cos \theta_{BC} = \pm \sqrt{\frac{x(2y-1)^2}{2(2-x)}}$ avec $\varepsilon(2y-1) \operatorname{tg} \theta_{BC} \leq 0$	0	0	Valeurs indépendantes de x		Valeur des cosinus et des longueurs de lignes en fraction de $\lambda$			
$\cos \theta_{CD} \pm = \frac{y-1}{2}$ avec $\varepsilon \sin \theta_{CD} < 0$	$-\frac{1}{4}$	-0,25						
$\cos \theta_{AD} = \pm \frac{1}{2} y \sqrt{x}$ avec $\varepsilon y \operatorname{tg} \theta_{AD} < 0$	$-\frac{1}{4} \sqrt{x}$	-0,056	-0,079	-0,112	-0,177	-0,25	-0,306	-0,354
$\cos \theta_{AB} = \pm \sqrt{\frac{(1-yx)^2}{2(2-x)}}$ avec $\varepsilon(1-yx) \operatorname{tg} \theta_{AB} < 0$	$-\frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{x}{2}}$	$\lambda/3,9$	$\lambda/3,8$	$\lambda/3,7$	$\lambda/3,6$	$\lambda/3,44$	$\lambda/3,34$	$\lambda/3,25$
		-0,5	-0,487	-0,475	-0,434	-0,353	-0,25	0
		$\lambda/3$	$\lambda/3,01$	$\lambda/3,02$	$\lambda/3,15$	$\lambda/3,25$	$\lambda/3,44$	$\lambda/4$



L'ONDE ÉLECTRIQUE

de toutes les impédances et angles électriques déjà déterminés, on obtient ainsi deux équations imaginaires c'est-à-dire quatre équations réelles liant  $Z_{BC} \theta_{BC}$  aux autres  $Z_{PQ} \theta_{PQ}$ ; l'une d'entre elles se réduit à une identité et finalement on arrive aux égalités de la première colonne du tableau I qui donnent la solution mathématique, avec les conditions restrictives.

$$-1 < y < 3$$

et

$$0 < x < \frac{1}{(y-1)^2 + \frac{1}{2}}$$

On voit de suite que c'est pour  $y = 1/2$  que  $x$  peut varier dans les plus larges limites. Si nous nous plaçons dans ce cas nous obtenons les formules inscrites dans la seconde colonne et les colonnes suivantes donnent les valeurs numériques.

On remarque que si  $y = 1/2$ ,  $Z_{DC} \theta_{BC} \theta_{CD}$  sont indépendantes de  $x$ .

$Z_{DC}$  reste toujours à 10 % près égal à  $R$ , les autres impédances varient notablement avec  $x$ , mais sont toutes voisines de 1 lorsque  $x = 1$ , c'est à dire lorsque  $R = Z_0$ .

Lorsque  $R$  croît indéfiniment  $Z_0$  restant fixe,  $Z_{AB}$  reste équivalent à  $Z_0$ ;  $Z_{BC}$  et  $Z_{AD}$  sont équivalente à  $\frac{2}{3} \sqrt{R Z_0}$

Pour que le coupleur soit physiquement réalisable il faut que les impédances caractéristiques des lignes s'échelonnent entre 20 et 600 ohms, ces valeurs nous conviennent puisque d'après les calculs indiqués au chapitre VI la résistance seuil des magnétrons est de cet ordre.

**IX. — Les coupleurs directionnels triphasés construits avec des impédances localisées et leur transposition dans la technique des guides.**

Dans ce chapitre nous décrirons d'abord un réseau symétrique d'impédances localisées constituant un coupleur directionnel triphasé.

Afin d'alléger les calculs nous poserons à priori

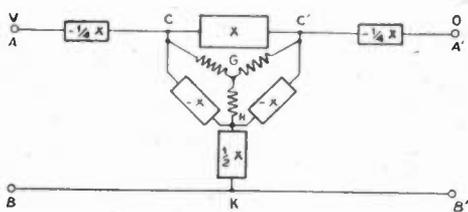


Fig. 11

le schéma et les valeurs des impédances et montrons que le réseau possède les propriétés énoncées au chapitre VII.

Nous transposerons les résultats ainsi obtenus dans la technique des guides.

Puis nous établirons certaines propriétés des quadripôles qui serviront ensuite de base théorique à nos mesures.

Enfin nous décrirons un dispositif de mesure qui nous permettra d'obtenir les valeurs des impédances localisées formant le schéma équivalent au joint de guides en observant les déplacements d'une sonde repérant un plan où le champ électrique est nul.

Les quatre points traités dans ce chapitre font l'objet des quatre sections :

**a) COUPLEURS DIRECTIONNELS CONSTRUITS AVEC DES IMPÉDANCES LOCALISÉES.**

Considérons le réseau fig. 11 où  $R$  désigne des résistances égales et  $X$  une réactance telle que :

$$(1) \quad X = \pm j R \sqrt{3}$$

Montrons que si nous appliquons en  $A$  une tension alternative d'amplitude  $V$  la totalité de l'énergie est consommée dans les résistances  $R$  parcourues par des courants triphasés équilibrés, et aucune tension ni aucun courant ne sont observés en  $A'$ .

Une telle distribution de tensions et de courants peut être obtenue par la superposition de deux états :

— L'un tel que nous ayons en  $A$  et  $A'$  la même tension  $\frac{1}{2} V$

— L'autre tel que nous ayons en  $A$  et  $A'$  des

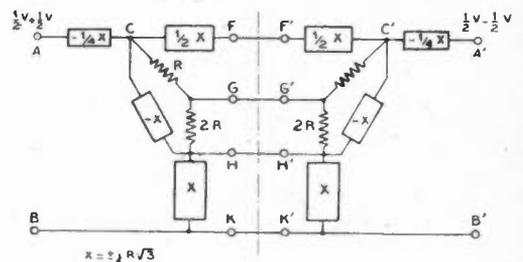


Fig. 12

tensions en opposition de phase  $\frac{1}{2} V$  et  $-\frac{1}{2} V$ .

Nous ne changeons rien en remplaçant la fig. 11 par la fig. 12 et nous voyons alors que si les tensions en  $A$  et  $A'$  sont égales et en phase, par raison de symétrie aucun courant ne passe dans les fils,  $F F'$ ,  $G G'$ ,  $H H'$  et  $K K'$ . Les tensions en  $F G H K$  ne sont pas nécessairement nulles. On ne changerait rien au fonctionnement de chaque moitié du réseau si on coupait les fils précités, et laissait en l'air les bornes  $F G H K$ . On se ramène par cet artifice du réseau fig. 12 à deux réseaux identiques à celui de la fig. 13 où l'impédance placée entre  $C$  et  $F$  n'intervient plus et où les impédances joignant  $A C$  et  $H K$  s'ajoutent.

## ANALYSES

1. — La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.
2. — Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A).

3. — Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue, le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'indication des pages.
4. — Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page 1A.

## T.0. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

## T. 02. — Principles of electricity.

G. P. HARNWELL : édité par McGraw Hill Book Co Inc.

Le livre de M. G.P. Harnwell « Principles of electricity and electromagnetism » est un ouvrage très complet embrassant toutes les branches de l'électricité. Destiné en premier lieu aux étudiants de l'Université de Pensylvanie il s'adresse à des lecteurs possédant déjà quelques connaissances mathématiques.

Partant de la théorie classique de l'électrostatique l'auteur étudie les diélectriques : solides, liquides, gazeux et fait une théorie générale de la conduction. Après un rappel des lois de KIRCHHOFF et une brève étude des instruments de mesure, il donne quelques développements sur les éléments non linéaires des circuits. Il traite de la conduction dans les solides, les liquides et les gaz et développe en particulier l'émission électronique.

L'étude des tubes à vide l'amène à examiner les circuits utilisés en radio et dans l'oscillographe Cathodique. Plusieurs chapitres sont ensuite consacrés à l'électromagnétisme. Les lois fondamentales y sont développées avec leur explication à partir de la théorie atomique. Un chapitre est spécialement consacré aux propriétés magnétiques de la matière.

Les chapitres suivants sont consacrés aux machines électriques, machines à courant continu, transformateurs, machines à courant alternatif. Ensuite vient une étude générale des circuits radio des mesures en haute fréquence, des systèmes vibrants électromécaniques (hauts parleurs, microphones, quartz), des lignes et des filtres.

Les derniers chapitres donnent les idées les plus modernes sur la radioélectricité : tubes à vide, amplificateurs et oscillateurs et abordent en particulier les Hyperfréquences.

Le livre traite enfin de l'émission et de la propagation des ondes électromagnétiques pour se terminer par un rappel des notions mathématiques essentielles.

J. T.

## T. 020. — Cours de Radioélectricité.

par Maxime BARROUX, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion française. Chef du Service de l'Exploitation. (2 tomes 1949. Prix des 2 tomes : 2 980 f.).

Eyrolles. Editeur. Paris

N° du Volume 142 (Bibliothèque de la Société).

Le premier tome (276 pages) traite de l'Etude de la Propagation des circuits et du rayonnement. Le second tome (246 pages) étudie l'amplification, la modulation, l'oscillation et la détection.

M.

## T. 041. — Les problèmes fondamentaux de recherche en télécommunications.

Brochure de 80 pages, Londres 1948.

En 1946, le Département of Scientific and Industrial Research a institué, sous la présidence de Sir Stanley Angwin, un comité chargé de recenser tous les problèmes de télécommunication nécessitant des recherches immédiates.

Après deux ans de travail ce comité publie les résultats de ses efforts. On y trouve, très soigneusement recueillis et classés, tous les sujets délicats et embarrassants de la technique actuelle, et même certains sur lesquels on aurait pu avoir l'illusion de se croire correctement renseignés.

Un tel ensemble est impossible à résumer. Nous nous contenterons donc de donner la liste des sous-comités — déjà instruc-

ive par elle-même et, pour quelques-uns, de citer des études caractéristiques :

— propagation des ondes dans l'espace — bruits parasites atmosphériques — influence des obstacles, de l'ionosphère — cas particulier des ondes centimétriques et plus courtes.

— propagation des ondes sur les lignes, dans les câbles coaxiaux, les guides. — Influence des surfaces, des irrégularités — théorie des antennes

— Lampes : émission électronique, bruits, fonctionnement en hyperfréquences, — tubes T. R. et A. T. R.

— matériaux : céramiques, magnétiques, piezo-électriques etc.

— phénomènes de contact : conduction non-linéaire, semi-conducteurs, effets microphoniques.

— circuits : régimes transitoires, systèmes non-linéaires, etc.

— luminescence.

— photo-émission.

Le travail de ce comité temporaire sera sans doute poursuivi par un organisme permanent.

P.D.

## 060. — Memento des unités Giorgi (M.K.S..A).

par MM. DENIS, PAPIN et A. KAUFMANN.

Il s'agit effectivement d'un memento, format de poche, dans lequel après avoir indiqué les considérations qui ont amené à l'établissement du système Giorgi, on donne le mode d'obtention des unités et des équations de dimensions dans le système Giorgi (rationalisé ou non). Des tableaux donnent ensuite les unités dans les différents systèmes cohérents.

La présentation de l'ouvrage doit en faire un document maniable et utile pour tous ceux, de plus en plus nombreux, qui utilisent les systèmes M. K. S. A.

Le document est édité par les Editions Desforges, 29, Quai des Grands Augustins. Paris. Son prix est de 300 francs.

R.R.

## T. 1. — MESURES.

## T 123 — T 193. — Equipement de mesure indiquant directement le coefficient de transmission — Amplitude et phase — d'un réseau à video-fréquence.

D-A. ALSBERG, D. LEED, *Bell S. Techn. J.*, avril 1949 28,2, 221/238.

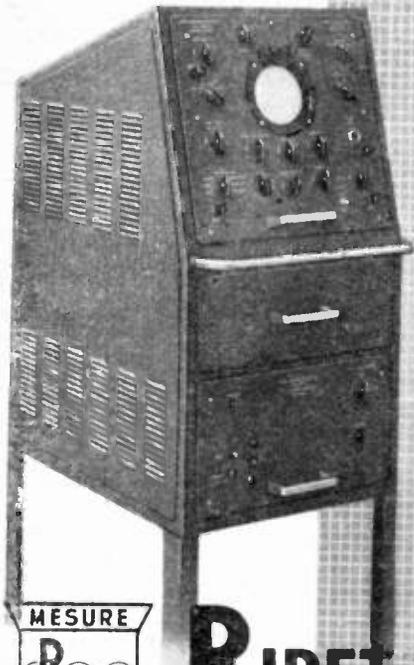
L'appareil fonctionne de 50 à 3 600 Kc/s. Son objet est de faire apparaître sur deux cadrans le coefficient de transmission de  $-40$  à  $+40$  a  $\pm 0,05$ , db près et même jusqu'à  $-60$  db) et le déphasage (de 0 à 360 degrés : à un quart de degré près) d'un quadripole quelconque.

A cet effet le quadripole est intercalé dans une branche d'un système différentiel dont l'autre branche contient un standard ; le tout est alimenté par un générateur à fréquence variable. Les courants dans les deux branches subissent un changement de fréquence par modulateurs symétriques pilotés par un générateur asservi — ils sont ensuite comparés par un atténuateur et un phasemètre.

Des changements d'échelle avec indicateurs lumineux automatiques permettent d'avoir dans tous les cas le maximum de précision.

Le maître oscillateur, les modulateurs, les déphaseurs et détecteurs sont décrits avec schémas et photographies.

P.D.



# RIBET & DESJARDINS

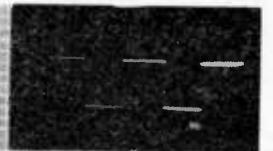
13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

## TRANSITOIRES IMPULSIONS - RADAR TÉLÉVISION

- Amplificateur vertical 10 M C
- Balayage déclenché ultra-rapide
- Ligne de retard incorporée
- Marqueur de temps jusqu'à 1  $\mu$ s
- Tube à post-accelération

font du  
**262 A**

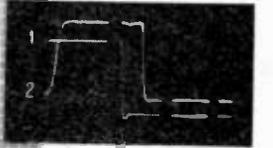
LE PLUS PERFECTIONNÉ DES  
**OSCILLOGRAPHES  
CATHODIQUES**



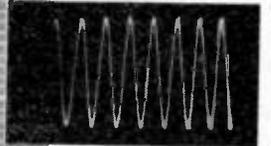
Signaux carrés à 10 pps



Signaux carrés à 50 Kc avec marquage



Impulsions 1  $\mu$ s avec marquage toutes les micro-secondes  
1) sans ligne de retard  
2) avec ligne de retard



Sinusoïde 10 Mc

**2 MICROPHONES**  
*de grande classe*



TYPES

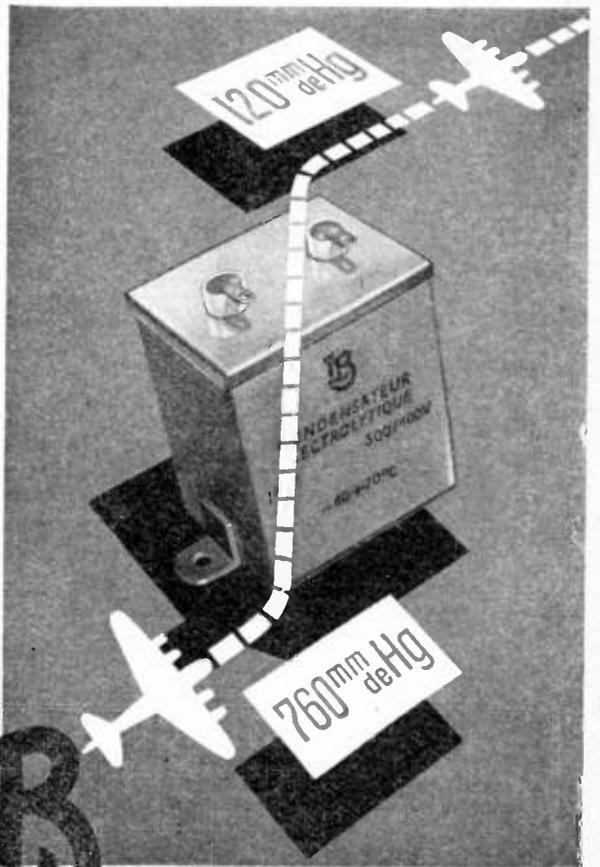
42-B A RUBAN  
75-A DYNAMIQUE

DEPUIS  
25 ANNÉES  
*la Radiodiffusion  
Française*  
LES UTILISE

# MELODIUM

296, RUE LECOURBE PARIS 15<sup>e</sup> - Tél. VAU. 18-66

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES POUR L'AVIATION



**LUDWIG BAUGATZ**  
SARREBRUCK - BREBACH / SARRE

## T. 2. — RAYONNEMENT-PROPAGATION.

### T. 210 — T 521. — Fonctionnement d'un émetteur modulé en amplitude sur un aérien avec accord pointu.

W. H. DOHERTY, *Proc. I. R. E.*, juillet 1949, 37, 7, 729/734.

Lorsqu'un aérien, possédant un accord pointu, est relié à un feeder, il fait apparaître en certains points de ce feeder une réactance qui varie comme celle d'un résonateur-série ; en d'autres points, comme celle d'un bouchon ; en d'autres encore, très dissymétriquement. Il en résulte que, suivant le point où attaque l'émetteur et où se fait la contre-réaction, suivant celui où l'on branche l'oscilloscope de contrôle, la modulation d'amplitude peut se trouver — ou paraître — sérieusement déformée. Le remède est d'intercaler sur le feeder une ligne déphaseuse équivalente à un allongement réglable, permettant de choisir le point de connexion. — Série de diagrammes et d'oscillogrammes montrant l'amélioration ainsi obtenue sur un émetteur de radio-diffusion de 10 KW.

P.D.

### T. 211,0 — Aerials for meter and decimeter wavelengths.

R. A. SMITH. Editeur Cambridge University Press.

L'ouvrage de 214 pages comporte en fait l'étude des aériens utilisés dans la gamme des longueurs d'ondes allant de 12 mètres à un mètre ; il fait le pont entre les études classiques d'aériens pour longueurs d'ondes plus longues et les études spéciales réservées aux multiples types d'aériens utilisés dans le domaine des hyperfréquences. Les chapitres successifs correspondants sont intitulés : Dipôles résonants ; réseaux d'aériens ; théorie élémentaire des aériens ; théorie fondamentale du rayonnement des aériens rectilignes ; réflecteurs et directeurs ; aériens d'émission de grande puissance pour ondes de quelques mètres ; aériens de réception pour ondes de quelques mètres ; aériens à longs fils ; aériens dirigés pour radar de sol sur 1,50 m ; aériens Yagi ; aériens d'avions ; aériens à large bande ; bruits dans les aériens.

Une étude d'une quinzaine de pages est faite sur les aériens à fente et quelques renseignements rapides sont donnés sur quelques aériens utilisés dans la gamme des ondes décimétriques, sur 50 cm et 30 cm.

L'auteur, surtout dans les premiers chapitres, fait appel aux notions théoriques de base, mais dans la suite des valeurs numériques, des descriptions sont données qui donnent à l'ouvrage un intérêt pratique. Les exemples choisis le sont, à peu près exclusivement dans les techniques du radar, du radioguidage, des installations d'avions.

Ouvrage intéressant et bien présenté.

R.R.

### T. 211,2 — Transformation d'impédance dans les dipôles repliés.

Rudolf GUERTLER. *Journal of the British Institution of Radio Engineers*, septembre 1949. Volume IX n° 5. 344/350 (article reproduit d'après *Proc. I. R. E. Australie* 1949).

L'impédance d'un dipôle replié comparé à celle d'un dipôle simple peut prendre des valeurs diverses lorsqu'on prend des valeurs différentes pour les écartements entre éléments et pour les rayons de section droite de ceux-ci.

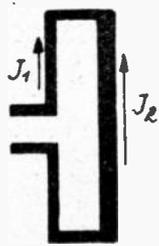


Fig. 1



Fig. 2

On suppose de façon générale dans ce qui suit que les dimensions des brins sont telles que les impédances d'entrée se rédui-

sent à des résistances pures. On appelle  $R_0$  la résistance d'entrée du dipôle à un brin et  $R_1$  la résistance d'entrée du dipôle replié et l'on pose

$$u = \frac{R_1}{R_0}$$

Dans le cas du dipôle à 2 éléments (figure 1), en appelant  $J_1$  et  $J_2$  les amplitudes des courants au centre des 2 brins, et posant  $n = \frac{J_2}{J_1}$ , en désignant les rayons des fils parallèles par  $a_1$  et  $a_2$  et par  $s$  l'écartement entre fil, on a les formules suivantes, suffisantes en pratique

$$n = \log \frac{s}{a_1} \Big| \log \frac{s}{a_2} \quad \text{ou} \quad n - 1 = \log \frac{a_2}{a_1} \Big| \log \frac{s}{a_2} \quad \text{et}$$

$$u = \frac{R_1}{R_0} = [n + 1]^2 = \left[ \log \frac{s^2}{a_1 a_2} \Big| \log \frac{s}{a_2} \right]^2$$

Dans le cas du dipôle à 3 brins parallèles (fig. 2) les 2 brins non alimentés étant identiques et  $m$  étant le rapport des courants des brins extérieurs au courant du brin central alimenté on a

$$m = \log \frac{s}{a_1} \Big| \log \frac{s}{2a_2} \quad \text{ou} \quad m - 1 = \log \frac{2a_2}{a_1} \Big| \log \frac{s}{2a_2} \quad \text{et}$$

$$u = \frac{R_1}{R_0} = (2m + 1)^2 = \left[ \log \frac{s^3}{2a_1^2 a_2} \Big| \log \frac{s}{2a_2} \right]^2$$

Dans le cas du dipôle à 2 brins des valeurs du rapport  $u$  atteignant 9 ont été obtenues, dans le cas du dipôle à 3 brins cette valeur a pu être portée à 16 (calculée) ou 12,5 (mesurée).

REMARQUE. —

En appendice est calculée l'expression du potentiel retardé au voisinage du dipôle.

R.R.

### T. 212.0. — Gain des systèmes d'antennes.

D. A. BELL, *Wir. Eng.*, septembre 49, p. 306/312.

Dans cet intéressant article, l'auteur, faisant le point des travaux les plus récents sur le gain des aériens dirigés, cherche à en déduire des théorèmes généraux. Il propose les énoncés suivants :

Pour les aériens développés dans deux dimensions :

1°) Si tous les éléments de la surface rayonnante  $A$  vibrent sur l'onde  $\lambda$  avec la même amplitude et la même phase, le gain par rapport au dipôle demi-onde est :

$$G = 8,4. A / \lambda^2$$

2°) Si la vibration comporte une rotation de phase progressive de  $\pi$  d'un bord à l'autre de la surface, le gain précédent est double

3°) Si la phase est inversée à des intervalles très inférieurs à  $\lambda$ , le gain peut augmenter sans limites, mais les intensités nécessaires deviennent si énormes, que la méthode semble impraticable quand l'ouverture dépasse  $\lambda$ .

4°) Pour des aériens développés dans les trois dimensions, le gain peut se déduire en considérant les éléments à deux dimensions groupés dans la troisième.

P.D.

### T. 26. — Ondes terrestres et théorie de la propagation.

par H. BREMMER,

Cet ouvrage traite des principales méthodes d'approximation destinées à calculer le champ rayonné par un émetteur.

L'auteur part du vecteur de Hertz et les équations sont exprimées en coordonnées sphériques.

Le calcul est fait dans une première partie dans le cas d'une atmosphère homogène, et par la considération du champ primaire propagé dans l'espace libre et du champ secondaire dû à la présence de la terre.

Les résultats sont donnés sous forme d'abaques donnant pour un émetteur de 1 KW l'intensité du champ en fonction de la



**en tête**  
de la  
**technique!**  
**moderne!**

Les Etab<sup>ls</sup> DE PRÉSALÉ présentent un  
**OSCILLOSYNCHROSCOPE**

**TYPE RP 20**

BANDE : a) Amplificateur vertical :  $\pm 0,5$  db de 10 cycles à  
PASSANTE / b) Amplificateur horizontal :  $\pm 0,5$  db de 10 cycles à

**VINGT MÉGACYCLES**

**BASES DE TEMPS**

a) Balayage relaxé : 1,4 CYCLES à 1,2 MEGACYCLES  
b) Balayage déclenché : 4 MICROSECONDES à 4 MILLISECONDES

**MARQUEUR**

a) Marquage fixe à 1 et 10 microsecondes  
b) Marquage variable progressivement entre 1 et 50 microsecondes  
avec étalonnage direct en temps

Tube cathodique : OE 411 PA (11 cm.)

Stabilité : aucune perturbation mesurable pour  $\pm 10\%$  de variation  
de la tension du secteur

ALIMENTATION : 110 volts alternatif monophasé

CONSOMMATION : 600 watts

DIMENSIONS : 1<sup>m</sup>50x0<sup>m</sup>56x0<sup>m</sup>64 - Poids 100 kgs environ

**DE PRÉSALÉ**

104, 106, RUE OBERKAMPF, PARIS - OBE. 51-16  
MAISON FONDÉE EN 1910

CERTIFICAT D'ESSAI DU LABORATOIRE NATIONAL RADIO N° 236  
RÉFÉRENCES : P. T. T. - GUERRE - TRAVAUX PUBLICS, etc.

**TÉLÉVISION**

ÉMISSION      RÉCEPTION

**MESURES HF**



VOLTMÈTRE  
ÉLECTRONIQUE

**VE 15**

Notice 7519

THERMOCOUPLES  
DANS LE VIDE

Notice 7501

OSCILLOGRAPHE HF  
OCP 41

Notice 7515

**COMPTEURS  
MONTROUGE**

**RADIO AIR**

FOURNISSEUR DES DÉPARTEMENTS  
MINISTÉRIELS



**FICHES**  
BOUTONS  
CONDENSATEURS  
MATÉRIEL  
PROFESSIONNEL

**APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES**

S. A. CAPITAL 5.000.000 Frs  
2, Avenue de la MARNE-ASNIÈRES (Seine) Tél: GRÉ. 12-06  
Usines à NEUILLY - s/ - Seine et BRIONNE (Eure)

distance. Il y a une courbe par fréquence, et une abaque par nature de terrain. Certaines abaques sont établies pour des hauteurs déterminées de l'émetteur et du récepteur au-dessus du sol.

La seconde partie traite du cas d'une atmosphère inhomogène. Etude de la réfraction troposphérique et théorie de l'optique géométrique. Application de la méthode des résidus pour le calcul de l'onde d'espace.

L'ouvrage se termine par des applications particulières : Propagation des ondes longues, et des ondes courtes avec ou sans absorption. Théorie de la super-réfraction ... effet du champ magnétique terrestre ... etc.

L'ouvrage d'un niveau mathématique élevé s'en tient au domaine purement théorique et ne fait état d'aucune vérification expérimentale.

Il est édité par « Elsevier Publishing Company » représentée en France par E. Ulman 16, av. de Villiers (C. C. P. Paris 5414-95) Le prix de l'ouvrage est de : 2.250 francs.

J. C. L.

#### T. 277. — Les parasites d'allumage automobile.

W. NETHERCOT, *Wir. Eng.*, août 1949, 26, 311, 251/255.

L'explication habituellement donnée des parasites d'allumage électrique, est la décharge amortie produite par l'étincelle aux bougies. Cette théorie simple n'est pas suffisante ; elle ne rend pas compte de l'extension du spectre brouillé jusque vers 650 Mc/s, ni de l'existence, expérimentalement constatée, de plusieurs « pointes » successives. Il faut admettre que la décharge produite à la bougie se transmet le long de la connexion d'allumage, se réfléchit à l'extrémité « distributeur », et revient pour se réfléchir à nouveau ; les dimensions du système sont telles que la fréquence de cette allée et venue est de l'ordre de 30 à 50 Mc/s. C'est elle qui est gênante en télévision. Cette résonance est amortie par la résistance que l'on ajoute parfois en série dans la connexion d'allumage, d'où l'amélioration observée dans cette gamme (mais qui ne s'étend pas aux fréquences supérieures vers 80/100 Mc/s).

P.D.

### T.4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

#### T. 421. — Synthèse de réseaux électriques réalisant un régime transitoire déterminé.

Morton NADLER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juin 1949, 37, 6, 627/630.

Si l'on se donne le régime transitoire  $Fr(t)$  d'un réseau soumis à une f. e. m.  $Fd(t)$ , on sait, par transformation de Laplace, en déduire le régime permanent  $\Phi(j\omega) = \Phi(p)$  ; et d'autre part, diverses méthodes permettant de construire un réseau ayant l'impédance  $\Phi$ , décomposée soit en fractions simples, soit en fraction continue, en série de Taylor, etc. (sous réserve naturellement de certaines conditions de possibilité).

L'auteur utilise, d'après Cauet, une transformation par intégrale de Poisson-Stieltjes aboutissant à une fraction continue et traduite physiquement par une structure en échelle.

Il traite l'exemple du cas simple où la fonction  $F(t)$  est un sinus intégral, et la structure un filtre passe-bas ; il montre le degré d'approximation obtenu avec 1 et avec 5 éléments.

Mais il ne dissimule pas que pour faire passer cette méthode « du royaume de la théorie au royaume de la pratique », la difficulté sera de trouver pour la fonction  $Fr(t)$  une fonction adéquate à la transformation et donnant une convergence assez rapide.

P.D.

#### Réseaux à déphasage constant.

ROWLANDS R. O., *Wir. Eng.*, septembre 1949. P. 283/287.

Dans un réseau à éléments positifs, le déphasage croît avec la fréquence. Ce serait le contraire dans un réseau à éléments négatifs. Par conséquent, il doit être possible de combiner un réseau à éléments tantôt positifs, tantôt négatifs de manière à ce que le déphasage reste constant — à quelques ondulations

près — dans une bande donnée. La meilleure méthode pour effectuer le calcul est d'établir une relation entre le déphasage d'un réseau et l'affaiblissement d'un second réseau transformé du premier ; on peut ainsi utiliser tous les travaux sur les systèmes sélectifs, filtres, etc., pour établir le second réseau avec l'affaiblissement désiré, puis remonter au premier. L'auteur effectue le calcul, d'abord pour le cas particulier d'un déphasage de  $\pi/2$ , puis le généralise. Il ne discute pas la possibilité de réaliser les éléments négatifs, mais il montre en terminant, d'une façon très élégante, que s'il ne s'agit que d'établir un réseau donnant un déphasage constant entre ses bornes d'entrée et de sortie, on doit pouvoir le réaliser uniquement avec des éléments positifs.

P. D.

#### T. 442,0. — Eléments de construction de filtres classiques.

V. BELEVITCH, *El. Comm.*, mars 1949, 26, 1, 84/98.

Sorte d'article de documentation, passant en revue les principaux travaux récents (1) et les progrès faits dans le calcul des filtres. Trois parties :

1<sup>e</sup>) Choix des fréquences d'affaiblissement infini de manière à obtenir le maximum de régularité dans la bande atténuée. Méthode de Tchebyscheff, transposée grâce à des changements de la variable fréquence, de manière à pouvoir utiliser des graphiques « gabarits » établis une fois pour toutes.

2<sup>e</sup>) Méthode pour le calcul de l'affaiblissement « effectif » (Betriebsdämpfung) d'un filtre placé entre résistances inégales. Formules et graphiques donnant des courbes « enveloppes » des ondulations du courant ; application au calcul de la meilleure adaptation.

3<sup>e</sup>) Influence des pertes. Discussion de diverses formules simplifiées et de leur précision.

P. D.

#### T. 422 I — CDU 621.318.7. — Filtres passe-bande à cellules résonantes.

S. FRANKEL, *El. Comm.*, mars 1949. 26, 1, 76/83.

L'auteur considère une suite de  $n$  résonateurs identiques, sans pertes, couplés chacun pareillement avec le précédent et le suivant, et fermés aux deux extrémités sur des résistances pures  $R$ .

Il fait, au moyen des déterminants, le calcul de l'impédance et de la caractéristique de transmission. Il montre l'existence d'une « bande passante », à l'intérieur de laquelle le courant présente  $n$  ondulations qui vont en s'accroissant au voisinage des frontières. Le taux de ces ondulations peut être rendu minimum par une adaptation convenable des éléments aux résistances terminales  $R$ .

P. D.

#### T. 430. — Etablissement d'amplificateurs à régime transitoire optimum.

P. AIGRAIN, E. M. WILLIAMS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1949, 37, 8, 873/879.

Lorsqu'un signal  $f(t)$  est appliqué à l'entrée d'un amplificateur de gain  $A$ , on recueille à la sortie un signal  $A \cdot f_2(t)$ , et la différence entre  $f(t)$  et  $f_2(t)$  représente — à un retard  $T_0$  près — la distorsion apportée par l'amplificateur. Les auteurs prennent (arbitrairement) comme mesure de cette distorsion, l'intégrale :

$$\int_0^{\infty} [f(t) - f_2(t - T_0)]^2 dt$$

et cherche à la rendre minimum.

Effectuant une transformation de Laplace au moyen de séries de fonctions de Laguerre, puis des approximations successives, ils obtiennent une solution, et l'appliquent à une cellule passe-bas en PI, puis à l'ensemble de deux résonateurs identiques.

(1) CAUER, RUMPELT, GUILLEMIN, FELDTKELLER, etc...

*Ingénieurs..  
Bureaux d'études!*

D'APRÈS *vos* INDICATIONS NOUS  
RÉALISERONS LE



**CONDENSATEUR**

*professionnel*

**VARIABLE**

DONT VOUS AVEZ BESOIN  
PROTOTYPES — SÉRIES



S A R L  
70, RUE DE STRASBOURG  
VINCENNES (Seine)  
TÉLÉPHONE : DAU. 33-60

PUBL. ROPY

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

**LES CABLES DE LYON**  
170 AVENUE JEAN-JAURES  
LYON

**PIONNIER DE LA  
TÉLÉVISION  
DEPUIS  
1929**

**LA RADIO-INDUSTRIE**  
*est toujours au premier rang*

**DE LA  
TECHNIQUE  
INTERNATIONALE**

25, R. du DEFINLAY 55, R. des ORTEAUX  
**PARIS**

PUBL. ROPY

Cette méthode conduit au théorème (contraire à certains travaux) que « dans un amplificateur vidéo à plusieurs étages, il est avantageux que ces étages soient tous identiques »

Elle peut d'ailleurs se généraliser pour rendre minimum, non pas la différence entre le signal d'entrée et celui de sortie, mais la réponse à un bruit ou à un brouilleur de fréquence voisine.

P. D.

### T 431.3. — Le régime transitoire des amplificateurs à large bande.

W. E. THOMSON, *Wir. Eng.*, janvier 1947, 42, 80, 20/26 et août 1949, 26, 311, 264/266.

On sait que la bande de fréquences passant dans un amplificateur à résistances est limitée, vers le bas par les capacités de couplage et de découplage, vers le haut par les capacités parasites en shunt, et que ces limites peuvent être reculées par l'adjonction de dipôles correcteurs convenables. — L'objet des deux articles est la discussion de ces dipôles et le calcul de leurs éléments. Dans le premier, l'auteur se restreint au cas de l'amortissement critique ; il trouve par exemple que pour un étage à résistance  $R$  et capacité  $C$ , le « premier degré » de correction H. F. est d'ajouter en série une self  $L = 0,25 \cdot C \cdot R^2$ , le « second degré », d'ajouter un « bouchon »  $L' = 0,296 \cdot C \cdot R^2$ ,  $C' = 0,125 \cdot C$ . Dans le deuxième article, l'auteur admet un amortissement inférieur au critique, c'est-à-dire un léger rebondissement (1,5 %) ; les éléments correcteurs deviennent alors  $L' = 0,333 \cdot C \cdot R^2$ ,  $C' = 0,2 \cdot C$  et la correction « du second degré » est pratiquement suffisante.

P. D.

### T 441.3. — Construction d'amplificateurs à réaction

H. MAYR, *Wir. Eng.*, septembre 1949, 26, 312, 297/305.

L'auteur considère des amplificateurs à résistances-capacités ou à circuit-plaque accordé : pour un nombre d'étages compris entre un et quatre — tous accordés sur la même fréquence — il cherche les conditions donnant le gain le plus régulier possible, sans réaction ou avec contre-réaction. Ses calculs sont résumés par six graphiques, montrant, en variables réduites, les performances possibles. On voit qu'avec un ou deux étages, la contre-réaction ne change pas la forme de la courbe de réponse ; avec trois ou quatre étages, elle intervient sur l'amplitude et sur la phase, mais assez peu — de sorte que la réponse reste très régulière et permet une bonne stabilisation, et l'emploi de la contre-réaction avec tous ses avantages.

P. D.

### T. 523. — Traité de prise de son.

par J. BERNHART. Ingénieur E. S. E., I. C. A. M. Chef du Service de la Prise de Son à la Radiodiffusion française. 1949 (Prix 2 950 l.).

Eyrolles. Editeur.

N° du Volume : 141 (Bibliothèque de la Société).

Ce volume de 380 pages traite les sujets suivants : acoustique microphonique. Perspective sonore. Electro acoustique subjective. Mise en page microphonique. Mise en ondes. Montage radio-phonique. Décor et bruitage. Prise de son de reportages. Prise de son au cinéma. Prise de son-télévision. Ecoute critique.

### T. 542.2 T. 441.3. — Video-amplificateurs avec compensation cathodique.

A. B. BERESKIN, *Electronics*, juin 1949, p. 98/103 ; juillet, p. 104-109.

Pour régulariser le gain et le déphasage dans une large bande de fréquences, l'auteur préconise de remplacer le « condensateur électrolytique » habituel shuntant la résistance cathodique, par un petit circuit résonateur  $L_k C_k$  convenablement calculé. On obtient aussi un avantage en linéarité d'amplitude. L'auteur s'étend complaisamment sur l'intérêt de ce système.

P. D.

## Condensateurs au Mica

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF  
Procédés « Micargent »

**Condensateur  
"MINIATURE"**  
au mica  
(jusqu'à 1.000 pf,  
1.500 v.)



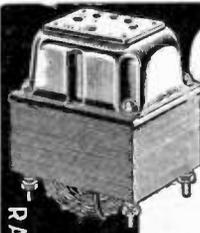
Grandeur nature



### André SERF

127, Faubourg du Temple  
PARIS (10<sup>e</sup>) Nor 10-17

PUBL RAPPY



RADIO ET  
INDUSTRIE

**TRANSFOS**  
D'ALIMENTATION  
Entièrement conformes aux règles  
de l'U.T.E.

**SELS INDUCTANCE**  
Modèles spéciaux tropicalisés  
SURVOLTEURS - DÉVOLTEURS

— Branche Professionnelle —  
TOUS LES TRANSFOS, SELFS ET B.F.  
Pour : Emission, Réception  
Télévision, Sonorisation

**TRANSFOS HTE ET BSE TENSION**  
Toutes applications industrielles  
LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES

**TRANSFORMATEURS**

**EIS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C<sup>IE</sup>**

5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

PUBL RAPPY

## Blocs d'Accord et Bobinages Spéciaux à perméabilité variable par Noyaux Plongeurs



72, Rue Labrouste

PARIS (XV<sup>e</sup>)

LEC. 68-17

Toutes applications : postes portatifs, à résonance, auto avec ou sans étage H.F., etc...

Bobinages sur noyaux magnétiques pour appareils enregistreurs sur fil et film.

Département EXPORTATION : S.I.E.M.A.R., 62, Rue de Rome, PARIS

GEAD

# Noyaux Magnétiques

H.F. B.F.

## Supports de bobinage en matière plastique

### Matériel professionnel



**LABORATOIRE INDUSTRIEL de PHYSIQUE APPLIQUÉE**

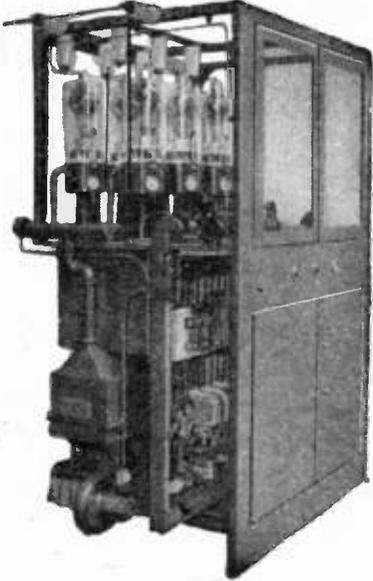
67, Rue Marie-Anne Colombier BAGNOLET (Seine)

Tel. : AVR. 38-87

**S. F. M. E.**

## Société Française de Matériel Electrique

62, Rue Denis-Papin, PANTIN (Seine) - Téléphone : NORD 47 62



**Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères**

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés.
- Transformateurs spéciaux.
- Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

**Nombreuses Références dans les Stations d'Emission**

**PANTIN**

## COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

Direction générale — Usine et service commercial  
2, RUE DES ENTREPRENEURS  
PARIS (XV<sup>e</sup>)  
VAU. 38-71



- ÉQUIPEMENTS TÉLÉPHONQUES & TÉLÉGRAPHIQUES
- CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES PUBLICS & PRIVÉS
- APPAREILS DE MESURE
- SONORISATION

PUBL. PAPY

## PLAN MARSHALL

### POUR TOUS VOS PROBLÈMES DE RECHERCHE ET DE CONSTRUCTION



APPAREILS DE MESURES - MATÉRIEL ELECTRONIQUE  
EMISSION - RÉCEPTION  
TUBES - ETC.

*vous propose une solution*

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

## RADIO-ÉQUIPEMENTS

65, rue de Richelieu - PARIS 2<sup>e</sup> - RIC. 49.88

Si maintenant les tensions en A et A' sont en opposition de phase, par raison de symétrie, les points F G H seront à la masse : les courants dans les fils, F F', G G', H H', K K', ne sont pas nuls et les deux moitiés du réseau fig. 12 se comportent comme le réseau fig. 14 où les bornes F G H K sont réunies par des court-circuits. La réactance X joignant H K et la résistance 2 R ont été court-circuitées et les impédances joignant C F, C G, C H ont été mises en parallèle.

Les cellules que nous obtenons ainsi sont des cellules en L telles que celle de la fig. 15. Les impédances images réciproques d'une telle cellule ont pour valeurs  $\mathcal{Z}_2$  et  $\mathcal{Z}_3$  tel que :

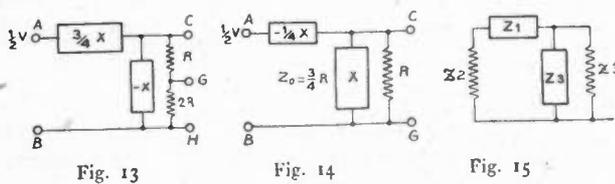
$$(2) \quad \begin{aligned} \mathcal{Z}_2^2 &= z_1 (z_1 + z_3) \\ \mathcal{Z}_3^2 &= \frac{z_1 z_3}{z_1 + z_3} \end{aligned}$$

et réciproquement pour adapter une impédance  $\mathcal{Z}_2$  sur une impédance  $\mathcal{Z}_3$  on peut utiliser une cellule en L telle que celle de la fig. 15 avec pour  $z_1$  et  $z_3$  les valeurs :

$$(3) \quad \begin{aligned} z_1 &= \pm j \mathcal{Z}_2 \sqrt{\mathcal{Z}_3/\mathcal{Z}_2 - 1} \\ z_3 &= \mp j \frac{\mathcal{Z}_3}{\sqrt{\mathcal{Z}_3/\mathcal{Z}_2 - 1}} \quad \text{si } \mathcal{Z}_3 > \mathcal{Z}_2 \end{aligned}$$

Les formules (2) nous montrent que les impédances images réciproques des cellules fig. 13 et 14 ont pour valeur  $3 R/4$  et  $R$  dans le premier cas,  $3 R/4$  et  $3 R$  dans le second cas.

On voit ainsi que les deux cellules fig. 13 et 14 ont même impédance d'entrée  $3 R/4$ , autrement



dit si deux sources ayant pour impédance de sortie  $3 R/4$  excitent le réseau fig. 11 en A et A' sous une tension d'amplitude  $\frac{V}{2}$  la totalité de la puissance injectée entre A et B ou A' et B' sera consommée dans les résistances R, que les sources fonctionnent en phase ou en opposition de phase.

Les courants qui circulent dans les résistances R entre C et H fig. 13, entre C et G fig. 14 sont respectivement :

$$(4) \quad \begin{aligned} i_{CH} &= \frac{V}{6R} (1 \mp j \sqrt{3}) \\ i_{CG} &= \frac{V}{2R} (1 \pm j \frac{1}{\sqrt{3}}) \end{aligned}$$

Les signes  $\pm$  qui figurent dans ces équations correspondent à ceux qui se trouvent dans (1).

Il nous faut superposer tensions et distributions de courant de 13 et 14 pour reconstituer la partie gauche du schéma 12 et faire cette même superposition en changeant les signes de V et des courants sur la fig. 14 pour obtenir la partie droite du schéma 12.

Ayant reconstitué les distributions de courant de la fig. 12 on repasse immédiatement à la figure 11, et on trouve que dans les résistances R joignant respectivement C H C' à G les courants sont respectivement :

$$\begin{aligned} i_{CG} &= \frac{2}{3} \frac{V}{R} \\ i_{HG} &= \frac{2}{3} \frac{V}{R} e^{\pm j \frac{2\pi}{3}} \\ i_{C'G} &= \frac{2}{3} \frac{V}{R} e^{\mp j \frac{2\pi}{3}} \end{aligned}$$

Ils sont bien triphasés équilibrés, la tension en A est V et la tension en A' est nulle.

Pour donner à l'impédance ramenée entre A et B une valeur différente de  $3 R/4$ , nous pouvons encadrer le quadripole fig. 11 avec deux cellules en L. Nous arrivons ainsi au schéma fig. 16. Désignons systématiquement une réactance par une lettre Z ayant pour indices les lettres repérant les deux points qu'elle joint.

Si nous donnons respectivement à  $Z_{CC'}$ ,  $Z_{CH}$ ,  $Z_{HK}$  les valeurs X, -X et X/2, les branches de cellules d'adaptation en L seront constituées par les impédances  $Z_{AC}$  augmentées de X/4 et les impédances  $Z_{AB}$ .

D'après les formules (3) pour adapter  $Z_0$  à  $3 R/4$  ces impédances devront avoir pour valeurs :

$$(5) \quad \begin{aligned} Z_{AC} + \frac{X}{4} &= \pm j \frac{3}{4} R \sqrt{\frac{4Z_0}{3R} - 1} \\ Z_{AB} &= \frac{\mp j Z_0}{\sqrt{\frac{4Z_0}{3R} - 1}} \end{aligned}$$

Un calcul direct montre qu'étant donné les conditions imposées au réseau, et le schéma fig. 16, il n'y a pas d'autre solution que celle que nous venons d'écrire.

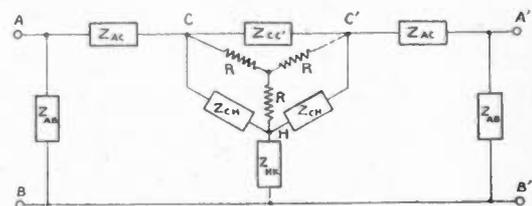


Fig. 16

Le fait que le réseau que nous venons de définir satisfait aux conditions de transmission intégrale de l'énergie d'une borne A ou A' aux résistances R et d'adaptation de l'impédance d'entrée du ré-

seau en A ou A' sur une impédance  $Z_0$  et ne dépend que de cinq paramètres, implique comme nous l'avons vu au chapitre VII que  $V_G$  n'est pas nécessairement nul et en fait il ne l'est pas. A la vibration triphasée équilibrée s'ajoute donc une vibration en phase de  $CHC'$ , mais cela n'entraîne aucune difficulté si nous réalisons notre schéma avec des guides.

b) TRANSPOSITION DES RÉSULTATS DANS LA TECHNIQUE DES ONDES GUIDÉES.

Considérons le guide dont la section est illustrée par la fig. 17. Cette section présente trois axes de symétrie. Soit  $b/2$  la distance entre le centre de la figure et un côté du guide. Si  $b/2$  est compris entre le  $1/4$  et la  $1/2$  longueur d'onde et si « a » est nettement inférieur à la demi longueur d'onde, l'ensemble des deux branches de l'Y limité par le contour  $C\gamma_2\gamma_1 H\gamma_1'\gamma_2' C'$  se comporte approximativement comme un guide rectangulaire où seule peut circuler l'onde  $TE_{01}$ .

La longueur d'onde sera alors voisine de :

$$(6) \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{4b^2}}}$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de l'onde plane dans le vide.

On sait que l'impédance caractéristique d'un tel guide est :

$$(7) \quad 120 \pi \frac{\lambda}{\lambda_0} \frac{a}{b}$$

Le guide dont la section est représentée par la fig. 17 a donc une impédance que l'on peut représenter par trois résistances placées en triangle entre les points  $CHC'$  et ayant pour valeur commune  $240 \pi \lambda/\lambda_0 a/b$ .

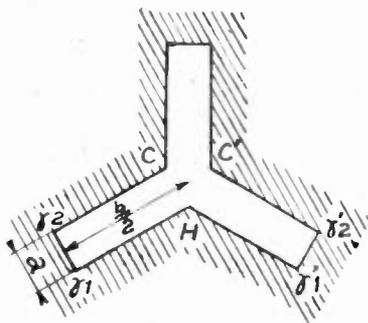


Fig. 17

On peut aisément les remplacer par trois résistances de valeur  $80 \pi \lambda/\lambda_0 a/b$  disposées en étoile jouant le même rôle que celles que l'on voit sur les schémas fig. 11 et 16.

Une onde faisant vibrer en phase les points  $CC'H$  ne peut se propager dans le guide en Y car

elle devrait être du type  $TM$  et les dimensions sont telles que sa propagation est évanescente.

Voyons maintenant le raccordement d'un guide en Y avec un guide rectangulaire.

La figure 18 représente ce raccordement en perspective cavalière. Les figures 19 et 20 représentent la carte du champ électrique à l'intérieur du guide en Y lorsque le guide rectangulaire est excité symétriquement en  $AB$  et en  $A'B'$  par deux ondes en phase fig. 19 et par deux ondes en opposition de phase fig. 20.

Ces cartes nous sont dictées par les seules considérations de symétrie de l'ensemble. On voit de

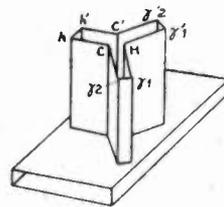


Fig. 18

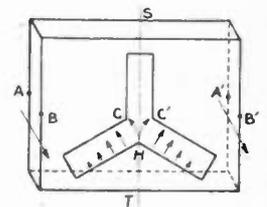


Fig. 19

suite que l'ensemble des trois résistances situées entre les points  $CC'H$  a un comportement analogue à celui des trois résistances situées entre ces mêmes points sur le schéma fig. 16. Le raccord peut donc être représenté par un schéma tel que celui de cette figure.

Sur la fig. 21 le guide rectangulaire est représenté entaillé convenablement pour laisser voir les dispositifs correcteurs améliorant le joint.

Les points  $CC'H$  sont les points entre lesquels sont établies les tensions triphasées équilibrées.

Le point  $K$  est celui où le prolongement de l'axe du guide en Y perce la face du guide rectangulaire opposée à celle où les guides se raccordent. Ce point  $K$  est l'homologue du point  $K$  des fig. 11 ou 16.

Une self très grande s'oppose aux courants qui partent des points  $C$  et  $C'$  pour arriver en  $K$  en longeant les côtés  $Ch$ ,  $C'h'$  du guide en Y.

Les courants qui partent de  $CC'$  pour arriver en

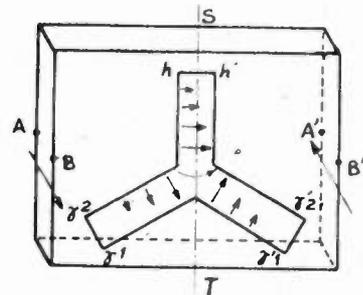


Fig. 20

$K$  en passant par  $H$  doivent traverser les résistances ramenées par le guide en Y et la self placée entre  $H$  et  $K$ , qui se règle en enfonçant plus ou moins la

lame 1 qui joue exactement le rôle des impédances  $Z_{HK}$  des schémas précédents. Cette réactance est selfique et doit prendre la valeur  $X = j R \sqrt{3}$ .

La lame 2 obture partiellement la branche  $Ch$   $h' C'$  du guide en  $Y$  et ramène entre les points  $C C'$  une self qui est l'homologue de celle que l'on voit

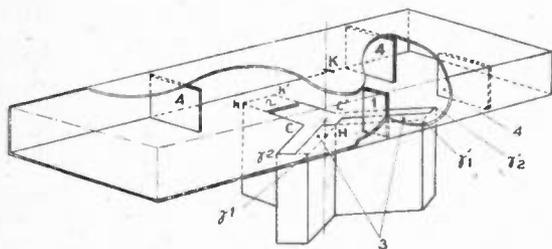


Fig. 21

entre ces points sur le schéma fig. 16. Les lames 3 qui obturent partiellement les branches  $C \gamma_2 \gamma_1$   $H$  et  $C' \gamma_2' \gamma_1' H$  ramènent des capacités entre les points  $C$  et  $H$ ,  $C'$  et  $H'$  qui sont les homologues de celles que l'on voit entre ces mêmes points sur le schéma fig. 16.

Quant aux capacités qui sur le schéma fig. 11 ou 16 apparaissent entre  $A$  et  $C$  ou  $A'$  et  $C'$  elles sont remplacées dans la réalisation fig. 21 par des diaphragmes 4 ayant une fente parallèle au champ électrique et situés à environ un quart d'onde du plan de symétrie, on sait en effet que l'on peut toujours remplacer une capacité en série dans une ligne par une self en parallèle située un quart d'onde plus loin, il y a en effet équivalence entre les quadripôles  $AB A' B'$  fig. 22 et fig. 23 si  $L/C = Z_0^2$

Nous venons d'établir la correspondance entre nos éléments correcteurs et les éléments du schéma théorique. Un dimensionnement a priori par le calcul des éléments correcteurs est impossible. Un réglage par tâtonnement serait trop délicat car il porterait sur cinq paramètres à régler simultanément. Il nous faut donc décrire un procédé de mesure qui permette d'atteindre les valeurs des impédances localisées formant le réseau équivalent au joint,

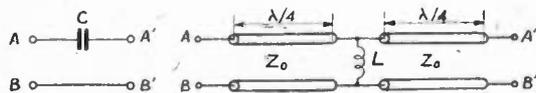


Fig. 22

Fig. 23

afin que nous puissions les corriger convenablement. Avant de préciser le processus expérimental il nous faut établir les propriétés des quadripôles qui constituent la base théorique de nos mesures.

c) PROPRIÉTÉS DES QUADRIPOLES SERVANT DE BASE THÉORIQUE A NOS MESURES.

Si l'on se place à une fréquence fixe donnée, le quadripôle passif le plus général dépend de trois paramètres. On peut donc toujours le représenter

d'une façon univoque par une cellule en  $\pi$  telle que celle de la fig. 24 et prendre comme paramètres  $Z_1 Z_2 Z_3$  ou bien, si l'on désigne par  $\varphi$  l'angle de transfert du quadripôle par  $\mathcal{Z}_2$  et  $\mathcal{Z}_3$  les impédances images réciproques, prises respectivement aux bornes des impédances  $Z_2$  et  $Z_3$  de la cellule en  $\pi$  équivalente on peut prendre  $\mathcal{Z}_2, \mathcal{Z}_3$  et  $\varphi$  comme paramètres.

Aux bornes de  $Z_2$  et de  $Z_3$  branchons respectivement des lignes d'impédance caractéristique  $R_2$  et  $R_3$ , court-circuitées à leurs extrémités et ayant des longueurs correspondant à des angles électriques  $\theta_2$  et  $\theta_3$  (fig. 24). La condition de résonance de l'ensemble s'écrit en employant les paramètres  $\mathcal{Z}_2, \mathcal{Z}_3$  et  $\varphi$

(8)

$$\frac{R_2 \operatorname{tg} \theta_2 R_3 \operatorname{tg} \theta_3}{-\mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3} + \frac{R_2 \operatorname{tg} \theta_2}{\mathcal{Z}_2 \operatorname{tg} \varphi} + \frac{R_3 \operatorname{tg} \theta_3}{\mathcal{Z}_3 \operatorname{tg} \varphi} + 1 = 0$$

$$(9) \quad -\frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2 Z_3} R_2 \operatorname{tg} \theta_2 R_3 \operatorname{tg} \theta_3 + j \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) R_2 \operatorname{tg} \theta_2 + j \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right) R_3 \operatorname{tg} \theta_3 + 1 = 0$$

Ces deux formules expriment la relation homographique qui lie  $\operatorname{tg} \theta_2$  et  $\operatorname{tg} \theta_3$ . Cette relation peut être définie par ses poles et ses zéros. Soit  $\operatorname{tg} \theta_{2\infty}$  et  $\operatorname{tg} \theta_{3\infty}$  les valeurs de  $\operatorname{tg} \theta_2$  et  $\operatorname{tg} \theta_3$  correspondant respectivement aux valeurs infinies de  $\operatorname{tg} \theta_3$  et  $\operatorname{tg} \theta_2$ . Soit de même  $\operatorname{tg} \theta_{20}$  et  $\operatorname{tg} \theta_{30}$  les valeurs de  $\operatorname{tg} \theta_2$  et  $\operatorname{tg} \theta_3$  correspondant respectivement aux valeurs nulles de  $\operatorname{tg} \theta_3$  et  $\operatorname{tg} \theta_2$ , les relations (8) et (9) ne dépendant que de trois paramètres doivent s'exprimer en fonction de trois des valeurs  $\operatorname{tg} \theta_{20}, \operatorname{tg} \theta_{30}, \operatorname{tg} \theta_{2\infty}, \operatorname{tg} \theta_{3\infty}$  et il doit exister une relation entre ces quatre valeurs. Nous écrivons ces deux relations un peu plus bas.

Si nous faisons successivement :

$$\operatorname{tg} \theta_3 = 0 \quad \operatorname{tg} \theta_2 = 0 \quad \operatorname{tg} \theta_3 = \infty \quad \operatorname{tg} \theta_2 = \infty$$

les relations (8) et (9) donnent :

$$(10) \quad \frac{-1}{j R_2 \operatorname{tg} \theta_{20}} = \frac{1}{j \mathcal{Z}_2 \operatorname{tg} \varphi} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

$$(11) \quad \frac{-1}{j R_3 \operatorname{tg} \theta_{30}} = \frac{1}{j \mathcal{Z}_3 \operatorname{tg} \varphi} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3}$$

$$(12) \quad \frac{-1}{j R_2 \operatorname{tg} \theta_{2\infty}} = \frac{-\operatorname{tg} \varphi}{j \mathcal{Z}_2} = \frac{1}{Z_1 + Z_3} + \frac{1}{Z_2}$$

$$(13) \quad \frac{-1}{j R_3 \operatorname{tg} \theta_{3\infty}} = \frac{-\operatorname{tg} \varphi}{j \mathcal{Z}_3} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{Z_3}$$

Commençons par ne considérer que les deux premiers membres de ces équations doubles ; ils nous fournissent de nombreux renseignements.

— Si la fréquence à laquelle on opère est dans la bande passante du quadripôle  $\mathcal{Z}_2$  et  $\mathcal{Z}_3$  sont réels,  $R_2$  et  $R_3$  sont également réels par définition, il en résulte que  $\operatorname{tg} \theta_{2\infty}, \operatorname{tg} \theta_{3\infty}, -\operatorname{tg} \theta_{20}, -\operatorname{tg} \theta_{30}$  sont du signe de  $\operatorname{tg} \varphi$

— En faisant le quotient membre à membre de (12) par (10) et de (13) par (11) on obtient la valeur de

$$(14) \quad -\operatorname{tg}^2 \varphi = \frac{\operatorname{tg} \theta_{20}}{\operatorname{tg} \theta_{2\infty}} = \frac{\operatorname{tg} \theta_{30}}{\operatorname{tg} \theta_{3\infty}}$$

Nous venons d'écrire la relation qui a priori liait les quatre valeurs des tangentes.

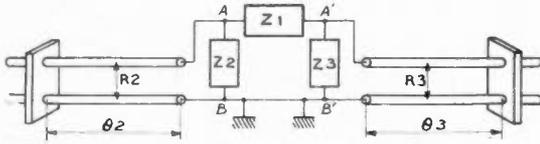


Fig. 24

Compte tenu de (10) (11) (12) (13), les équations (8) et (9) se mettent sous la forme :

$$(15) \quad \frac{\operatorname{tg} \theta_2 \operatorname{tg} \theta_3}{\operatorname{tg} \theta_{20} \operatorname{tg} \theta_{3\infty}} - \frac{\operatorname{tg} \theta_3}{\operatorname{tg} \theta_{30}} - \frac{\operatorname{tg} \theta_2}{\operatorname{tg} \theta_{20}} + 1 = 0$$

La symétrie de cette relation apparaît mieux si l'on tient compte de (14)

Les produits membre à membre (10) par (12) et (11) par (13) donnent :

$$(16) \quad \begin{aligned} \mathcal{E}_2^2 &= -R_2^2 \operatorname{tg} \theta_{2\infty} \operatorname{tg} \theta_{20} \\ \mathcal{E}_3^2 &= -R_3^2 \operatorname{tg} \theta_{3\infty} \operatorname{tg} \theta_{30} \end{aligned}$$

Les formules (16) et (14) avec la remarque sur le signe de  $\operatorname{tg} \varphi$  permettent de définir complètement le quadripôle si l'on connaît  $R_2$  et  $R_3$  et si l'on sait mesurer les  $\operatorname{tg} \theta$  de résonance.

Considérons maintenant le premier et le troisième membres des doubles égalités (10) (11) (12) (13).

Des deux premières nous pourrions tirer  $Z_2$  et  $Z_3$  et reporter les valeurs ainsi obtenues dans les deux dernières qui compte tenu de (14) nous donnent la même relation.

$$(17) \quad \frac{R_2 R_3}{Z_1^2} = \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_{20}} \left( \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_{3\infty}} - \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_{30}} \right)$$

Si on connaît  $R_2 R_3$  et les tangentes, cette équation définit  $Z_1$  au signe près. Une discussion de signe fondée sur le fait que si l'on est dans la bande passante :

$$\operatorname{tg} \theta_{20} \operatorname{tg} \theta_{30} > 0 \quad \operatorname{tg} \theta_{30} \operatorname{tg} \theta_{2\infty} = \operatorname{tg} \theta_{20} \operatorname{tg} \theta_{3\infty} > 0$$

montre que  $j Z_1$  est toujours du signe de  $\operatorname{tg} \theta_{20}$  sauf dans le cas où  $j Z_2$  et  $j Z_3$  sont de même signe et en valeurs absolues, supérieurs à  $|Z_1|$ .

Nous allons voir maintenant comment on peut effectuer des mesures dans le cas qui nous occupe.

#### d) DISPOSITIF DE MESURE.

Le dispositif de mesure est représenté par la fig. 25. Les deux lignes bifilaires d'impédance caractéristique  $Z_0$  symbolisent les deux bras du guide rectan-

gulaire, l'une est court-circuitée par un piston mobile  $P$ , l'autre est explorée par une sonde  $D$  qui permet de repérer avec précision les plans où le champ électrique est nul. La ligne trifilaire symbolise le guide en Y, elle est court-circuitée par un piston  $T$  de forme adéquate parfaitement réfléchissant. Des dispositifs mécaniques permettent à chaque instant de connaître les angles électriques  $\psi_D$   $\psi_P$  et  $\theta$  correspondant respectivement aux distances qui séparent  $D$  et  $P$  du plan de symétrie du joint, et à la distance qui sépare  $T$  de la face la plus proche du guide rectangulaire.

$Q$  et  $Q'$  sont deux réseaux symétriques l'un de l'autre par rapport à l'axe de symétrie de l'ensemble et symbolisent les influences parasites du joint. Le problème qui se pose est : mesurer les caractéristiques de ces réseaux. Entre les bornes  $AB$  et  $A'B'$  nous avons un quadripôle symétrique non dissipatif. Si la sonde placée en  $D$  indique un champ nul pour une position déterminée, c'est que l'ensemble résonne comme s'il y avait un court-circuit en ce point. Si le piston  $P$  et le détecteur  $D$  sont symétriques par rapport au plan de symétrie de l'ensemble nous aurons  $\psi_D = \psi_P$ , et si la sonde indique un champ nul c'est que nous avons une résonance du quadripôle symétrique avec les tronçons de guide court-circuité en  $P$  et court-circuité fictivement en  $D$ .

Nous pouvons ainsi pour une valeur donnée de  $\theta$  détecter deux modes de résonance, l'un tel que  $A$  et  $A'$  vibrent en phase l'autre tel qu'ils vibrent en opposition de phase, en effet dans la formule (9) pour exprimer la symétrie, faisons :

$$Z_3 = Z_2; \quad \psi_D = \psi_P = \theta_3 = \theta_2; \quad R_2 = R_3 = Z_0$$

L'équation de résonance devient du second degré en  $Z_0 \operatorname{tg} \theta_2$  et ses racines sont :

$$(18) \quad \begin{aligned} -j Z_0 \operatorname{tg} \theta_2 &= Z_2 \\ -j Z_0 \operatorname{tg} \theta_2 &= \frac{\frac{1}{2} Z_1 Z_2}{\frac{1}{2} Z_1 + Z_2} \end{aligned}$$

La première solution correspond à une vibration de  $A$  et  $A'$  en phase,  $Z_1$  n'intervient pas et les  $Z_2$  forment résonateur avec les lignes court-circuitées la deuxième correspond à une vibration de  $A$  et  $A'$  en opposition de phase, le point milieu de  $Z_1$  est alors à la masse par raison de symétrie.

Désignons par :

$$\psi + K \pi = \psi_D = \psi_P$$

les angles électriques correspondant à la vibration en phase de  $A$  et  $A'$ , et par :

$$\psi' + K \pi = \psi_D = \psi_P$$

les angles électriques correspondant à la vibration de  $A$  et  $A'$  en opposition de phase.

Si  $Z_0$  d'une part, et trois résistances  $R$  disposées en étoile d'autre part, sont respectivement les im-

pédances caractéristiques des guides rectangulaires et en  $Y$  et si la disposition mécanique des appareils est telle que l'on manoeuvre  $P$  et  $D$  symétriquement, on se trouve ramené à l'étude des schémas figures 26 et 27.

En effet employons le même artifice que dans la première section de ce chapitre et remarquons que si  $A$  et  $A'$  vibrent en phase par symétrie, aucun courant ne passe dans les fils  $E E', F F', H H'$ . On peut alors les supprimer et le schéma fig. 25 devient

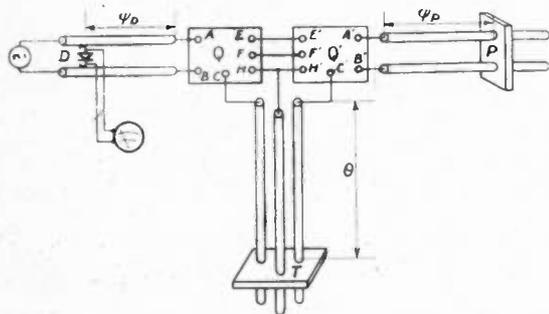


Fig. 25

identique à deux schémas fig. 26. Si  $A$  et  $A'$  vibrent en opposition de phase, par symétrie les points  $E F H$  sont au même potentiel et on peut les réunir par un court circuit, le schéma fig. 25 devient identique à deux schémas fig. 27.

Dans le cas de la fig. 26 désignons respectivement par  $\theta_0$  et  $\theta_\infty$  les valeurs de  $\theta$  correspondant à des valeurs de  $tg \psi$  nulles ou infinies et de même  $\psi_0$  et  $\psi_\infty$  les valeurs de  $\psi$  correspondant à ces valeurs de  $tg \theta$  nulles ou infinies, et dans le cas de la fig. 27, employons les mêmes lettres avec les mêmes significations mais en les accentuant pour rester conforme à nos notations antérieures.

Pour s'assurer de la correspondance d'un ensemble de mesures avec un schéma déterminé ; nous utilisons le critère suivant : un obstacle mince introduit dans le plan de symétrie du joint tel que la cloison 1 fig. 21 par exemple, ne doit pas affecter sensiblement la série des mesures  $\theta'_0, \theta'_\infty, \psi'_0, \psi'_\infty$  qui correspondent à une vibration de  $A$  et  $A'$  en opposition de phase mais doit affecter grandement la série des mesures  $\theta_0, \theta_\infty, \psi_0, \psi_\infty$  qui correspond à la vibration de  $A$  et  $A'$  en phase.

Soit  $\varphi$  et  $\varphi'$  les angles de transfert des deux quadripôles, nous pouvons les calculer à l'aide de l'équation (14) et de la discussion sur le signe de  $tg \varphi$  qui précède cette équation.

Avec les notations que nous venons de préciser pour nos mesures, le fait que  $\varphi$  et  $\varphi'$  doivent différer de  $\pi/2$  c'est-à-dire que  $tg \varphi tg \varphi' = -1$  s'exprime par :

$$(19) \quad tg \psi_\infty tg \psi'_\infty = tg \psi_0 tg \psi'_0 < 0$$

Les équations (16) nous permettent de voir si l'impédance caractéristique du guide est plus faible

ou plus grande que celle des impédances images réciproques située du côté où aboutit le guide.

D'une façon générale les formules de la section précédente permettent de calculer les trois paramètres qui caractérisent les quadripôles  $Q$  des fig. 26 et 27, si l'on connaît  $Z_0$  et  $R$ .

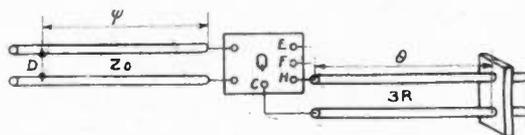


Fig. 26

Les résultats que nous venons de formuler sont indépendants de la forme que peut prendre le réseau  $Q Q'$  fig. 25. Si des considérations physiques telles que celles développées dans la seconde section de

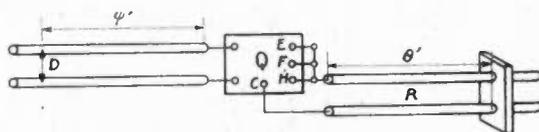


Fig. 27

ce chapitre nous permettent d'attribuer à ce réseau une configuration telle que celle de la fig. 16 on peut obtenir d'autres résultats.

En effet dans ces conditions le quadripôle fig. 26 où les bornes  $E F H$  sont en l'air, est identique à la cellule en  $\pi$  fig. 24.

$$\text{si } \psi, \theta, Z_0, 3R, Z_{AC} + 2Z_{HK}, Z_{AB}, Z_{CH}$$

sont respectivement égaux à  $\theta_2, \theta_3, R_2, R_3, Z_1, Z_2, Z_3$

De même si nous accentuons toutes les notations relatives à la fig. 24 pour la distinguer du cas précédent, le quadripôle fig. 27 où les bornes  $E F H$  sont réunies par un court-circuit est identique à la cellule en  $\pi$  fig. 24.

$$\text{si } \psi', \theta', Z_0, R, Z_{AC}, Z_{AB}, \frac{Z_{CC'} Z_{CH}}{Z_{CC'} + 2Z_{CH}}$$

sont respectivement égaux à  $\theta'_2, \theta'_3, R'_2, R'_3, Z'_1, Z'_2, Z'_3$

Aux équations (10) (11) et (17) de la section précédente il va falloir adjoindre des équations (10') (11') et (17') analogues aux précédentes à ceci près que toutes les notations seront accentuées.

Les équations (10) (11) (10') (11') sont linéaires en  $1/Z$ . Rendons linéaires en  $1/Z$ , et  $1/Z'_1$  les équations (17) et (17') en extrayant les racines carrées membre à membre. Ceci est possible puisque nous connaissons le signe de  $jZ_1$ . En s'exprimant avec les notations qui apparaissent sur la fig. 16 nous avons ainsi le système :

$$(20) \quad \begin{aligned} (10 \text{ bis}) \quad & \frac{1}{-jZ_0 \operatorname{tg} \psi_0} = \frac{1}{Z_{AC} + 2Z_{HK}} + \frac{1}{Z_{AB}} \\ (11 \text{ bis}) \quad & \frac{1}{-j3R \operatorname{tg} \theta_0} = \frac{1}{Z_{AC} + 2Z_{HK}} + \frac{1}{Z_{CH}} \\ (17 \text{ bis}) \quad & \frac{\sqrt{RZ_0}}{Z_{AC} + 2Z_{HK}} = j\alpha \\ (10' \text{ bis}) \quad & \frac{1}{-jZ_0 \operatorname{tg} \psi'_0} = \frac{1}{Z_{AC}} + \frac{1}{Z_{AB}} \\ (11' \text{ bis}) \quad & \frac{1}{-jR \operatorname{tg} \theta'_0} = \frac{1}{Z_{CA}} + \frac{1}{Z_{CH}} + \frac{2}{Z_{CC'}} \\ (17' \text{ bis}) \quad & \frac{\sqrt{RZ_0}}{Z_{AC}} = j\alpha' \end{aligned}$$

avec

$$\alpha = \pm \sqrt{\frac{1}{3} \cotg \psi_0 (\cotg \theta_0 - \cotg \theta_\infty)}$$

$$\alpha' = \pm \sqrt{\cotg \psi'_0 (\cotg \theta'_0 - \cotg \theta_\infty)}$$

Considéré par rapport à  $1/Z_{AB}$ ,  $1/Z_{AC}$ ,  $1/Z_{CC'}$ ,  $1/Z_{CH}$ ,  $1/Z_{HK}$  c'est un système de six équations linéaires à cinq inconnues, la condition de compatibilité donne le rapport  $R/Z_0$ . En résolvant nous obtenons :

$$(21) \quad \begin{aligned} \frac{1}{Z_{AB}} &= \frac{j}{Z_0} (\cotg \psi'_0 - \alpha' \gamma) \\ \frac{1}{Z_{AC}} &= \frac{j}{Z_0} \alpha' \gamma \\ \frac{1}{Z_{CH}} &= \frac{j}{Z_0} \left[ \frac{1}{3} \gamma^2 \cotg \theta'_0 + \alpha \gamma \right] \\ \frac{1}{Z_{CC'}} &= \frac{j}{2Z_0} \left[ \beta + \gamma^2 \left( \cotg \theta'_0 - \frac{1}{3} \cotg \theta_0 \right) \right] \\ \frac{1}{Z_{HK}} &= \frac{-j}{Z_0} \frac{2\alpha\alpha'\gamma^2}{\beta} \\ \frac{1}{R} &= \frac{1}{Z_0} \gamma^2 \end{aligned}$$

en posant :  $\beta = \cotg \psi_0 - \cotg \psi'_0$  et  $\gamma = \frac{\beta}{\alpha - \alpha'}$

Sachant déterminer les valeurs des impédances localisées du réseau équivalent à un joint construit, il est facile de les corriger individuellement jusqu'à ce qu'elles satisfassent aux relations idéales établies dans la première section de ce chapitre. Nous voyons ainsi comment on peut réaliser et régler un coupleur directionnel triphasé.

(A suivre).

# L'AMPLIFICATION SÉLECTIVE EN BASSE FRÉQUENCE (\*)

PAR

Luiz de QUEIROZ ORSINI

Professeur assistant à l'Ecole Polytechnique  
de Sao-Paulo, Boursier du Gouvernement Français  
Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure

## TROISIÈME PARTIE

### MESURES DE L'EFFET DE SCINTILLATION

#### 1. — Les appareils.

Pour effectuer des mesures de bruit en basse fréquence, nous avons construit une série de dispositifs spéciaux.

Pour vérifier les lois du type de (15) ou (35) il faut mesurer les variations du bruit de fond avec le courant débité par la lampe et avec la fréquence de mesure.

Le dispositif de mesure comprend successivement : une boîte d'entrée, contenant la lampe à essayer, un préamplificateur, un analyseur harmonique et un voltmètre électronique.

Décrivons en détail chacune de ces parties.

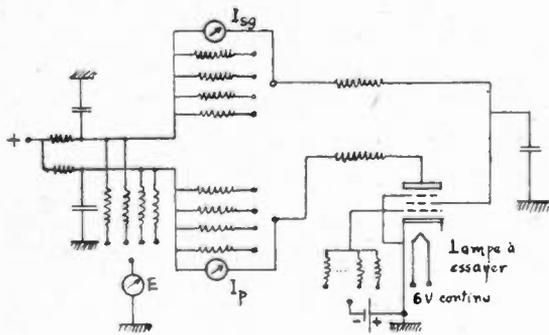


Fig. 12

#### 1. 1 — BOÎTE D'ENTRÉE.

La boîte d'entrée contient la lampe à essayer : celle-ci est montée suivant son schéma normal d'utilisation. Des milliampèremètres et des volt-

polarisation de grille et un commutateur permettant de brancher des résistances sur la grille d'entrée.

Il faut que cette boîte soit très bien blindée, afin de ne pas introduire de parasites, spécialement ceux qui viennent du réseau d'alimentation. Pour cela toute la boîte est blindée en aluminium et est vissée sur une plaque de cuivre, à laquelle sont soudés tous les câbles qui rentrent ou sortent.

La lampe est chauffée par des accumulateurs afin d'éviter l'introduction de parasites à 50 périodes/sec.

La tension d'anode est aussi obtenue à l'aide d'accumulateurs, et de plus, filtrée par une cellule à résistance-capacité.

Avec ces précautions, les parasites sont tout à fait négligeables. Finalement, pour éviter les microphoniques, les mesures ont été faites dans la cave du laboratoire.

#### 1. 2 — PRÉAMPLIFICATEUR.

Nous avons employé un amplificateur ordinaire aperiódique à couplages par résistance et capacité (figure 13).

À l'entrée du préamplificateur était branché l'étage que nous venons de décrire, au moyen d'un commutateur qui permettait aussi l'introduction soit d'une résistance connue, soit d'un générateur B. F.

Pour obtenir une sensibilité convenable aux mesures de bruit de fond, il faut, évidemment, que le préamplificateur introduise le moins possible de perturbations. Ces perturbations peuvent avoir deux causes : perturbations provenant de l'alimentation des lampes ou bruit de fond introduit par le premier étage. Cela en supposant déjà le circuit convenablement blindé, écartant ainsi les parasites extérieurs.

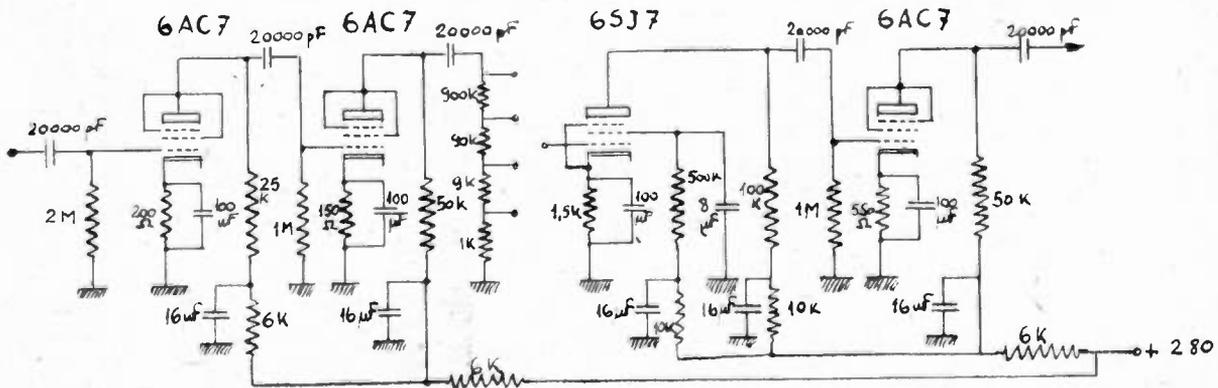


Fig. 13

mètres mesurent ses courants et ses tensions (figure 12). Elle contient en outre, une pile pour la

mentation des lampes ou bruit de fond introduit par le premier étage. Cela en supposant déjà le circuit convenablement blindé, écartant ainsi les parasites extérieurs.

Les perturbations introduites par l'alimentation,

\* Suite de l'article paru dans le n° 273 (Décembre 1949) de l'Onde Electrique.

facilement reconnaissables par leur périodicité en liaison avec la fréquence du réseau, s'éliminent au moyen de découplages suffisamment énergiques dans chacune des lampes.

Le projet du premier étage avec un minimum de bruit est déjà un problème bien plus difficile. Pour le résoudre, nous avons fait d'abord plusieurs mesures relatives du bruit de quelques lampes avec un amplificateur courant. D'après ces mesures nous avons été conduits (1) à employer deux 6AC7 montées en triode dans les deux premiers étages, la résistance de charge de la première lampe étant une résistance métallique bobinée.

Nous avons ainsi obtenu une amplification de 40 par étage, environ, et une résistance équivalente de bruit, dans la bande de 10 à 10000 Hz, de l'ordre de 6 kilohms.

Le schéma général du préamplificateur est montré dans la figure 13. On y voit les quatre étages, avec deux 6AC7 en triode à l'entrée ; ensuite on a disposé un atténuateur, afin d'éviter la saturation de l'amplificateur par les différents niveaux de bruit à l'entrée. Finalement, la sortie a été faite par une 6AC7 en triode, pour faciliter l'adaptation à l'impédance d'entrée du modulateur (qui suit le préamplificateur quand on emploie l'analyseur de bruit, décrit plus loin).

En plus des soins particuliers donnés à l'étage d'entrée, il faut aussi faire attention aux découplages des lampes, pour éviter des accrochages et l'introduction de parasites. Nous avons remarqué que des découplages énergiques sont beaucoup plus efficaces à ce point de vue que les blindages.

Finalement, tous les filaments étaient chauffés en courant continu.

Avec toutes ces précautions, nous avons obtenu une tension de sortie de quelques volts avec la première grille à la masse et l'atténuateur dans la position 1. Cette tension correspondait, alors au bruit de la lampe d'entrée.

L'amplification en tension était de l'ordre de  $10^7$  fois.

Avec cet amplificateur apériodique on ramène ainsi le bruit de fond de la lampe à étudier à un niveau convenable.

Il faut maintenant analyser ce bruit apériodique, ce qui correspond physiquement à le faire passer par des *filtres*, accordés sur une certaine fréquence et à bande passante étroite.

Nous avons fait cette analyse de deux façons : avec des *filtres électroniques* ou avec un *analyseur harmonique*. Décrivons ces appareils. (photo 2).

### 1.3 — FILTRES ÉLECTRONIQUES (photo 3).

Ces filtres étaient constitués par un amplificateur Gatti (2) dont le  $T$  parallèle était monté sur une base de lampe. On pouvait ainsi commodément changer la fréquence d'accord par la simple substitution des  $T$  parallèles. Nous avons travaillé avec six  $T$  parallèles, accordés sur des fréquences depuis 87 jusqu'à 8300 Hz.

(1) Dans le choix de l'étage d'entrée du préamplificateur, nous avons été beaucoup aidés par les travaux de M. Mosnier.

(2) Voir la première partie de cet article page 411, du N° 272, de Novembre 1949.

Ces  $T$  parallèles étaient un peu déséquilibrés, de façon à maintenir à peu près constant le rapport  $\Delta/f$  (ou  $Q$  équivalent) qui était un peu supérieur à 10.

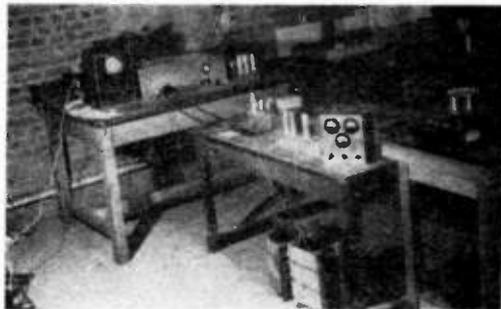


Photo 2. — Ensemble des appareils disposés pour les mesures de bruit

Comme dans le schéma de la figure 5, première partie, le circuit Gatti était attaqué par une cathode

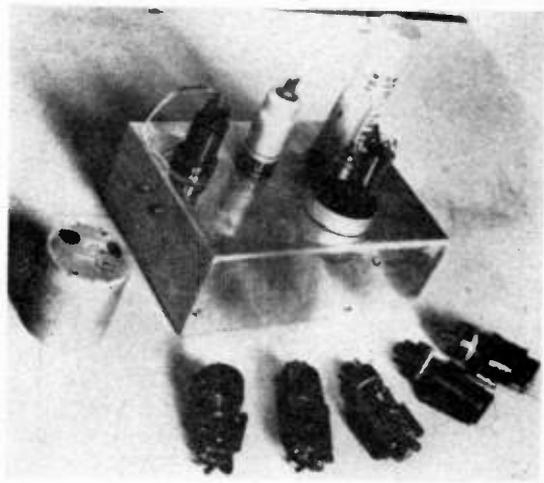


Photo 3. — Le filtre électronique.

« follower » pour abaisser convenablement l'impédance à l'entrée du  $T$  parallèle.

Ce circuit ayant été déjà l'objet d'une étude dé-

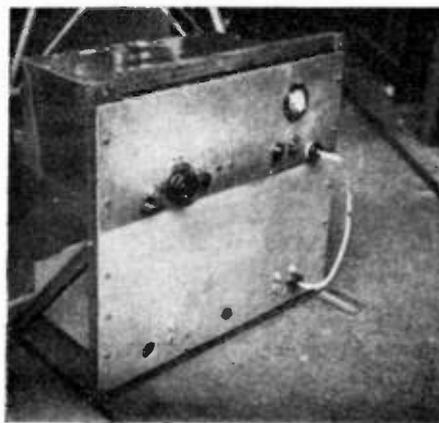


Photo 4. — L'analyseur harmonique vu par devant.

taillée dans la première partie de ce travail, (2) nous nous bornerons ici à ces remarques.

## 1.4 — ANALYSEUR HARMONIQUE.

Cet appareil est destiné à effectuer la décomposition harmonique des tensions alternatives complexes (Photos 4 et 5).

Nous avons construit un analyseur hétérodyne ordinaire, tâchant seulement, de simplifier au maximum les circuits.

Le principe en est le suivant (13) :

La tension à étudier, que nous supposons, pour l'instant, sinusoïdale et de fréquence  $F$ , attaque un modulateur (figure 14) où elle est mélangée avec la fréquence variable d'un oscillateur local ; dans notre cas cet oscillateur couvrait la gamme de 22.05 à 32 Khz.

La sortie de ce modulateur est dirigée sur un filtre à bande passante assez étroite, lequel ne permet que le passage d'une fréquence  $f_0$  fixe. La tension de sortie est alors amplifiée et mesurée par un voltmètre électronique approprié.



Photo 5. — L'analyseur harmonique vu par derrière sans le blindage.

A la sortie du modulateur on aura une tension contenant les fréquences  $f + F$  et  $f - F$  (en négligeant les composantes d'ordre supérieur). Le filtre étant accordé sur la fréquence  $f_0 = f - F$  on voit que, d'après la connaissance de  $f$  par l'étalonnage de l'oscillateur local, on pourra déterminer la fréquence  $F$  de la tension à étudier.

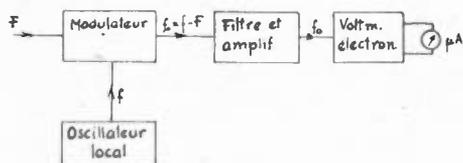


Fig. 14

La tension de sortie ne dépendra que de la tension d'entrée, comme on le démontre dans la théorie de la modulation, pourvu que la tension de l'oscillateur local soit beaucoup plus élevée que celle du signal.

Si, au lieu d'attaquer l'analyseur par une tension sinusoïdale simple, on y introduit une tension complexe, on pourra l'analyser, c'est-à-dire déterminer l'intensité et la fréquence de ses composantes harmoniques.

Si la tension à analyser est une tension de bruit avec un spectre continu, à chaque fréquence de l'oscillateur local on obtiendra la valeur de la tension du bruit intégrée dans une bande passante égale à celle du filtre et centrée sur la fréquence  $F$ .

Dans notre analyseur  $f$  varie de 22050 à 32000 Hz, tandis que  $f_0 = 22000$  Hz : on peut donc couvrir la gamme de 50 à 10000 Hz.

Comme le bruit en basse fréquence dépend de la fréquence, on a intérêt à travailler dans une bande passante aussi étroite que possible. D'autre part, pour atteindre des fréquences assez basses il faut que la fréquence la plus petite de l'oscillateur local ne dépasse que de quelques dizaines de cycles celle du filtre ; évidemment cette condition nous amène aussi à réduire le plus possible la bande passante du filtre. L'amplitude fournie par l'oscillateur local étant bien plus élevée que celle du signal, on peut concevoir la forte limitation imposée à la bande passante du filtre. Dans la pratique, il ne suffit pas de réduire cette bande passante ; il faut encore avoir recours à des artifices pour éliminer autant que possible, la tension de l'oscillateur local à la sortie du modulateur. On est ainsi conduit à employer des *modulateurs symétriques* qui, comme nous le montrerons dans la suite, possèdent cette propriété.

Nous passons ensuite, à la description de chacune des parties de l'analyseur de bruit :

## a) Oscillateur local

Nous avons réalisé un oscillateur simple, mais assez stable ; nous avons construit un oscillateur avec le circuit de plaque accordé et stabilisé par

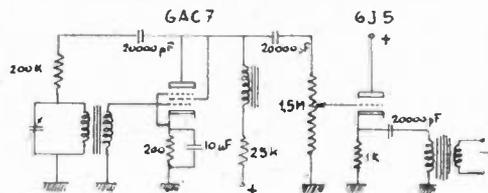


Fig. 15

contre-réaction au moyen d'une résistance (figure 15) comme indiqué par Terman (14). Pour ce type d'oscillateur la fréquence ne dépend pas sensiblement des tensions d'alimentation et de la lampe oscillatrice, dès que la résistance de contre-réaction est bien plus élevée que la résistance interne de la lampe.

À la sortie de l'oscillateur on a disposé un étage en « cathode follower » pour adapter l'impédance de sortie de l'oscillateur avec celle d'entrée du modulateur (de l'ordre de quelques centaines d'ohms). Le potentiomètre indiqué dans la figure permet de ramener la tension à un niveau convenable.

La sortie de ce « cathode follower » débite sur un transformateur de rapport d'impédances 2,5 : 1, qui attaque le modulateur.

## b) Modulateur symétrique

Nous avons employé un modulateur en anneau avec des éléments redresseurs à oxyde de cuivre (fig. 16).

Le principe de fonctionnement de ce type de modulateur peut être facilement compris si l'on assimile

les redresseurs à des dispositifs qui ont une résistance  $r_s$  petite, quand on applique une tension dans le sens de la conduction, et une résistance  $r_o$  élevée si la tension appliquée a le sens inverse.

La tension de l'oscillateur local étant, comme nous l'avons vu, bien plus élevée que celle du signal (de l'ordre de 10 fois plus), fixera l'état des redresseurs. On peut ainsi les assimiler en première approximation à des interrupteurs qui resteront ouverts pendant un demi-cycle de la tension de l'oscillateur local et fermés au cycle suivant. Alors dans un demi-cycle, deux des redresseurs permettront le passage de la tension de signal, tandis que les deux autres l'arrê-

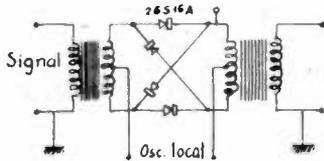


Fig. 16

teront : au demi-cycle suivant ce sera le contraire. De plus, on voit qu'au secondaire du transformateur de sortie on n'aura pas de composante à la fréquence de l'oscillateur local, puisque les deux moitiés du

l'ordre de quelques centièmes de volt : pour la ramener à un niveau convenable aux mesures ( $\approx 10$  volts) il faut que le système filtre-amplificateur donne une amplification de tension de l'ordre de 500 fois. On verra ensuite comment réaliser un tel système.

c) *Filtre-amplificateur (moyenne fréquence).*

Décrivons maintenant le filtre-amplificateur que, par analogie avec les récepteurs super-hétérodynes, nous désignerons dans la suite par *moyenne fréquence*.

Le problème est ici, de construire un amplificateur très sélectif à 22 kHz. Nous avons ainsi eu recours au circuit de *réaction sélective* et *contre-réaction*, déjà décrit dans la première partie de ce travail.

Dans la réalité, le problème est ici, un peu plus difficile puisque, comme il faut mesurer des fréquences depuis 10 000 jusqu'à 50 Hz, il faut que la moyenne fréquence ne se déplace que d'une petite fraction de 50 cycles, disons 10 %, ou 5 Hz. Le filtre étant réglé à 22 kHz, on voit qu'il doit être stable à moins de 0,02 % ce qui serait bien difficile en employant un circuit résonant comme dans le schéma indiqué dans la première partie. Nous avons ainsi été amenés à remplacer le circuit résonant par un filtre à quartz, en aboutissant alors au schéma indiqué dans la figure 17.

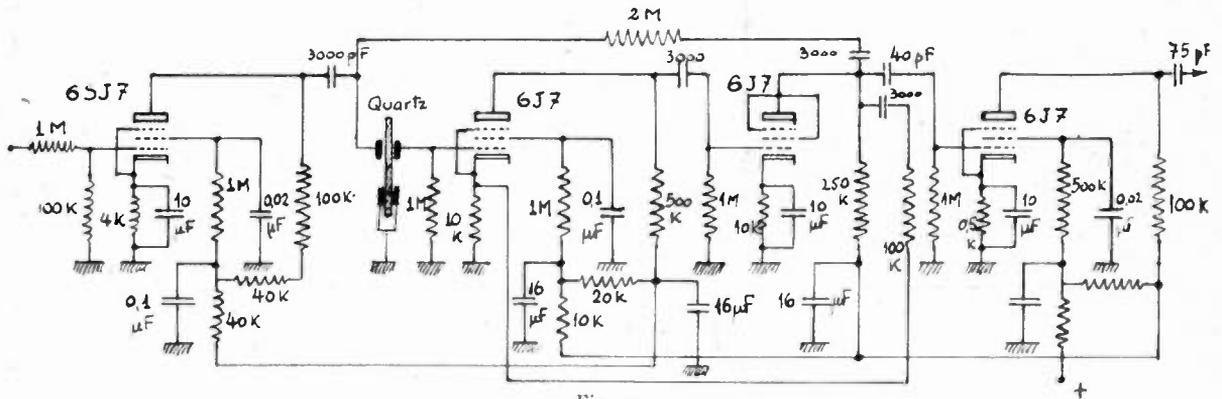


Fig. 17

primaire de ce transformateur sont parcourus en sens inverse par cette fréquence. On n'aura alors au secondaire que les composantes résultantes de la modulation.

Comme on n'utilisera qu'une des composantes de la modulation (celle à la fréquence  $f-F$  dans notre cas) on aura une certaine atténuation dans le modulateur. En considérant encore les deux résistances  $r_s$  et  $r_o$  comme finies, l'atténuation dans le modulateur, supposé branché entre deux impédances résistives  $R_1$ , telles que :

$$R_1 = \rho$$

où  $\rho = \sqrt{r_s r_o}$  peut être calculée (15).

L'atténuation en décibels sera donnée par

$$A = 3,92 + 17,4 \alpha \quad (\text{db}) \quad (36)$$

$\alpha$  étant égal à  $r_s/r_o$ .

Dans notre cas,  $r_s = 1,5 \text{ k}\Omega$  et  $r_o = 70 \text{ k}\Omega$  et donc  $A \approx 4,3 \text{ db}$ .

En utilisant des modulateurs à oxyde de cuivre, la tension du signal doit être de l'ordre du dixième de volt ; la tension de l'oscillateur local sera alors de l'ordre du volt.

La tension à la sortie du modulateur sera donc de

On a ainsi obtenu une bande passante plus étroite que celle que donnerait la simple insertion du filtre à quartz dans le circuit.

Cet amplificateur a les caractéristiques suivantes :

- amplification à la résonance  $\approx 3\ 300$  ;
- bande passante : inférieure à 10 Hz.

d) *Voltmètre électronique.*

Il ne nous reste maintenant qu'à mesurer la tension à la sortie de la moyenne fréquence, ce qui a été fait par un voltmètre électronique.

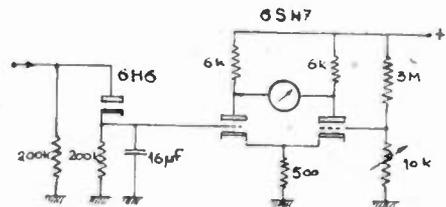


Fig. 18

Ce voltmètre contient une diode détectrice (figure 18) suivie d'un amplificateur continu.

Le fonctionnement en est très simple : la tension alternative à la sortie de la moyenne fréquence, redressée par la diode, crée un potentiel continu aux bornes du condensateur C et de la résistance R : cette tension est appliquée à une des triodes de la 6SN7 ; on peut faire varier le potentiel de grille de l'autre triode au moyen du potentiomètre indiqué. On peut, en lui donnant une valeur convenable, s'arranger pour que le milliampèremètre branché entre les deux plaques soit à zéro en l'absence du signal.

Avec ce système on peut obtenir une très bonne linéarité, comme le montre la courbe de la figure 19, où on a porté en ordonnées le courant du milliampèremètre et en abscisses la tension à l'entrée de la moyenne fréquence, en millivolts.

Pour arriver à mesurer convenablement les tensions de bruit dans les fréquences assez basses, il faut que ce voltmètre électronique ait une constante de

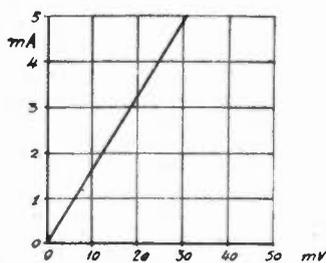


Fig. 19

temps très élevée, sans quoi les fluctuations du bruit de fond feraient trop bouger l'aiguille du milliampèremètre rendant très difficile la lecture. Pour éviter cela on a choisi  $R = 200 \text{ k}\Omega$  et  $C = 16 \mu\text{F}$ , ce qui donne une constante de temps de 3,2 sec.

Ayant ainsi décrit les appareils, nous montrerons comment les utiliser pour les mesures du bruit de fond.

## 2. — Les procédés de mesure.

Les mesures du bruit se font en général, soit en comparant la tension de bruit à étudier avec celle d'un générateur sinusoïdal, soit en la comparant avec la tension de bruit fournie par une diode. En basse fréquence, ce dernier procédé n'est pas utilisable, puisqu'on ne connaît pas bien le comportement des diodes de bruit dans les basses fréquences. Le premier procédé exige la connaissance de la bande passante de l'appareil de mesures. En plus, comme nous avons travaillé avec des bandes passantes assez étroites, il nous faudrait un générateur B.F. très stable en fréquence, qui ne se trouve pas facilement.

Nous avons ainsi été amenés à employer une troisième méthode, en comparant les bruits à étudier à celui des résistances non parcourues par un courant. Les résultats obtenus donnent directement, comme nous le montrerons ensuite, les résistances équivalentes de bruit sans avoir besoin de connaître exactement la bande passante de l'appareil et sans emploi de générateurs B.F. spéciaux.

La façon d'opérer varie un peu, selon qu'il s'agit de mesurer le bruit des lampes diodes ou des lam-

pes à plus de deux électrodes. Étudions ces deux cas séparément.

### 2.1 — BRUIT BASSE FRÉQUENCE DES DIODES.

Pour mesurer le bruit de la diode, on la branche à l'entrée du préamplificateur, comme l'indique la figure 20, avec une résistance R de charge. Cette résistance est bobinée pour éviter l'augmentation de son bruit lors du passage du courant.

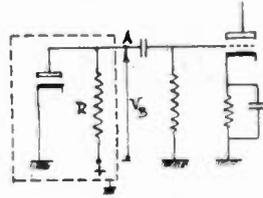


Fig. 20

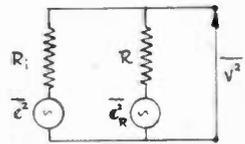


Fig. 21

En faisant débiter à la diode, un courant continu  $i$ , on note la tension de bruit indiquée par le voltmètre électronique. En réalité, pour plus de facilité, nous avons essayé successivement plusieurs résistances, en déduisant après, par une interpolation graphique, la valeur de la résistance qui donnait la même tension de sortie que la diode. Cette résistance, que nous appellerons  $R_{eq}$ , sera la *résistance équivalente de bruit*, correspondant au circuit constitué par la diode et sa résistance de charge R. Ayant ainsi mesuré cette résistance  $R_{eq}$ , voyons comment en déduire le bruit de la diode.

Considérons pour cela la diode comme un générateur de bruit de force électromotrice  $e$  constante, en série avec sa résistance interne  $R_i$ . Considérons aussi la résistance R comme un générateur de bruit, de force électromotrice  $e_R$  constante et de résistance interne R.

Au point de vue bruit, le schéma de la figure 20 sera alors équivalent à celui montré dans la figure 21.

La tension  $e_R$  est donnée par la formule de Nyquist :

$$e_R^2 = 4KTR(\text{volts})^2/\text{Hertz} \quad (37)$$

Si on appelle  $V^2$  la moyenne du carré de la tension de bruit du circuit diode-résistance de charge, on aura, d'après la définition de la résistance équivalente  $R_{eq}$

$$V^2 = 4KTR_{eq}(\text{volts})^2/\text{Hertz} \quad (38)$$

par cycle de bande et à une fréquence donnée.

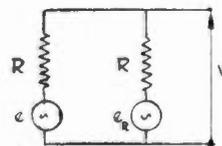


Fig. 22

Déduisons alors la tension de bruit de la diode, c'est-à-dire  $\sqrt{e^2}$ . Pour cela, appliquons au schéma de la figure 22, les lois de Kirchoff. On a sans difficulté :

$$V = \frac{e R + e_R R_i}{R + R_i} \quad (39)$$

et en élevant les deux membres au carré :

$$V^2 = \frac{e^2 R^2 + e_R^2 R_i^2 + 2 e e_R R R_i}{(R + R_i)^2} \quad (40)$$

Il nous faut maintenant prendre la valeur moyenne de cette expression : en remarquant que le double produit au numérateur a des probabilités égales d'être positif ou négatif, on a :

$$\overline{V^2} = \frac{e^2 R^2 + e_R^2 R_i^2}{(R + R_i)^2} \quad (41)$$

d'où on obtient :

$$e^2 = \frac{\overline{V^2} (R + R_i)^2 - e_R^2 R_i^2}{R^2} \quad (42)$$

En y introduisant les valeurs de  $e_R^2$  et  $\overline{V^2}$  de (37) et (38) respectivement, nous obtenons :

$$e^2 = \frac{4 K T R_{eq} (R + R_i)^2 - 4 K T R R_i^2}{R^2} \quad (\text{volts})^2 \text{ Hertz} \quad (43)$$

$\sqrt{e^2}$  sera alors la tension de bruit de la diode, considérée comme un générateur en série avec sa résistance interne.

Pour obtenir la *résistance équivalente de la diode* ( $R_d$ ) à la température  $T$  absolue, il nous suffit de prendre :

$$e^2 + 4 k T R_d \quad (\text{volts})^2 \text{ Hertz} \quad (44)$$

ou, en tenant compte de (43)

$$R_d = \frac{R_{eq} (R + R_i)^2 - R R_i^2}{R^2} \quad (45)$$

expression qui nous donne la résistance équivalente de la diode en fonction des éléments du circuit et de la résistance  $R_{eq}$  mesurée.

Il est bon de considérer ici des valeurs approchées de (45). En effet, maintes fois on a  $R_{eq} \gg R \gg R_i$  et donc :  $R_d \simeq R_{eq}$

Il est quelquefois aussi commode de représenter la diode comme un générateur de bruit à courant constant, en parallèle avec sa résistance interne. Dans la figure 23, nous indiquons les deux schémas

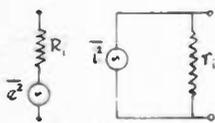


Fig. 23

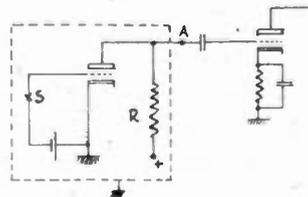


Fig. 24

équivalents. On aura, en employant les notations indiquées dans la figure :

$$\left. \begin{aligned} e^2 &= i^2 r_i^2 \\ R_i &= r_i \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

De (43) et (46) on tire alors, pour le carré moyen du courant de bruit :

$$i^2 = \frac{4 K T R_{eq} \left(1 + \frac{R}{r_i}\right)^2 - 4 K T R}{R^2} \quad (\text{amp})^2 \text{ hertz} \quad (47)$$

Avec les expressions (43) et (47) on peut calculer soit la tension, soit le courant de bruit à une fréquence donnée une fois connue la loi de variation de  $R_d$ . Dans la pratique, il nous faut toujours calculer ces valeurs dans une bande passante  $B = f_2 - f_1$ ;  $R_d$  étant une fonction de la fréquence, on aura :

$$e_R^2 = 4 K T \int_{f_1}^{f_2} R_d df \quad (48)$$

Nous reviendrons dans la dernière partie de ce travail, sur la forme de  $R_d$ , après avoir exposé les résultats des mesures.

b) *Bruit basse fréquence des lampes à grille.*

Pour les lampes avec plus de deux électrodes, dont une est une grille de contrôle, on définira la résistance équivalente de bruit d'une façon un peu différente.

La *résistance équivalente de bruit* sera ici une résistance telle que, branchée à la grille de contrôle de la lampe, supposée sans bruit, elle donnera, à la sortie de l'amplificateur, la même puissance de bruit que la lampe réelle avec sa grille de contrôle à la terre.

Supposons, pour simplifier, qu'il s'agisse d'une triode. Le schéma de branchement sera alors indiqué dans la figure 24. On n'y a pas montré la polarisation de grille, qui dans nos expériences était obtenue à l'aide d'une pile.

Avec cette lampe parcourue par un courant  $i$ , branchée à l'entrée de l'appareil de mesure, on notait alors la tension de bruit mesurée à une fréquence donnée, comme pour les diodes.

On coupait alors le circuit grille en S, et on y introduisait des résistances jusqu'à doubler le carré moyen de la tension de sortie en maintenant le courant plaque constant ; puisque la puissance de bruit est proportionnelle à ce carré moyen, la résistance introduite sera alors la *résistance équivalente de bruit*  $R_T$  de la triode : dans la pratique, comme pour les diodes, on branche en S plusieurs résistances successivement et on en déduit par interpolation parabolique, la valeur de  $R_T$ . Une fois connue  $R_T$  (en fonction du courant plaque et de la fréquence) on peut calculer la tension équivalente de bruit à la grille de la lampe ; il suffit d'appliquer la formule de Nyquist, ce qui nous donne, par cycle de fréquence :

$$e_d^2 = 4 K T R_T \quad (\text{volt})^2 \text{ hertz} \quad (49)$$

La tension équivalente de bruit sur une bande B sera, comme dans le cas des diodes, donnée par

$$(e_d^2)_B = 4 K T \int_{f_1}^{f_2} R_T df \quad (50)$$

Nous reviendrons aussi sur la valeur de  $R_T$  après avoir exposé les résultats des mesures.

Pour les tétrodes ou pentodes les mesures peuvent être faites comme pour les triodes. En basse fréquence, comme en haute fréquence, ces deux types de lampes ont tendance à faire plus de bruit que les triodes, puisque le courant de bruit dû à l'effet de scintillation se partage entre les électrodes, introduisant en plus le bruit de répartition.

Mais nous ne nous intéressons qu'aux cas où le bruit est minimum, donc nous ne traiterons pas des pentodes ou tétrodes. Nous nous bornerons seulement à donner les résultats des mesures qui montrent que ces lampes ont en effet plus de bruit de fond que les triodes.

Avant d'exposer les résultats des mesures, montrons seulement comment on pourrait comparer nos résultats à ceux habituels, où l'on donne la tension de bruit dans une bande passante donnée.

Dans le cas des diodes cette comparaison est tout à fait simple. En fait, une fois connue  $R_d$  la tension de bruit correspondant à la diode sera :

$$\bar{e}^2 = 4 KT \int_{f_2}^{f_1} R_d df \quad (51)$$

ainsi que nous l'avons déjà vu.

Pour les triodes également cette tension de bruit à l'entrée de l'appareil de mesures (donc à la plaque de la triode) se calcule sans difficulté. Si on l'appelle  $e$ , on aura, en se reportant à la figure 21 et d'après les formules connues des amplificateurs, en supposant la lampe en classe A (c'est-à-dire grille négative, mais éloignée du « cut-off »),

$$\bar{e}^2 = \mu^2 (e_a^2)_B \left( \frac{R}{r_p + R} \right)^2 (\text{volt})^2 \quad (52)$$

où  $\mu$  est le coefficient d'amplification de la triode et  $r_p$  sa résistance interne. En considérant (52) on a :

$$\bar{e}^2 = \mu^2 (4 KT \int_{f_2}^{f_1} R_T df)^2 \left( \frac{R}{r_p + R} \right)^2 \quad (53)$$

Remarquons que si  $R$  ne fait que du bruit thermique et si  $\mu$  n'est pas très petit ( $> 10$  par exemple), la résistance de plaque ne donne qu'une contribution négligeable au bruit de cet étage.

Evidemment, si on ne connaît que  $\bar{e}^2$  on pourra, d'après les formules (51) ou (52) calculer les résistances équivalentes de bruit.

Les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  entre lesquelles on fait l'intégration sont des fréquences qui limitent la *bande passante équivalente*. Précisons cette notion :

Supposons branchée à l'entrée de l'appareil une source de bruit qui donne une tension  $e$  : si le gain en tension du système est  $G(f)$ , la puissance de sortie sera proportionnelle à

$$\bar{E}_s^2 = \int_0^\infty e^2 G^2(f) df \quad (54)$$

Si la bande passante du système est étroite, on peut supposer  $\bar{e}^2$  constante dans l'intervalle où  $G(f)$  n'est pas négligeable. L'expression (54) deviendra, sans erreur notable.

$$\bar{E}_s^2 = \bar{e}^2 \int_0^\infty G^2(f) df \quad (55)$$

Maintenant remplaçons notre circuit de mesures par un autre idéal, défini par une amplification de tension  $G_0$  telle que  $G_0 = G(f_0) = \text{constante}$ , ( $f_0$  étant la fréquence d'accord de l'appareil réel) dans l'intervalle de fréquence  $f_2/f_1 = B$ , et  $G_0$  égale à zéro au dehors de cet intervalle. La puissance de sortie sera alors proportionnelle à :

$$\bar{E}_s^2 = \bar{e}^2 G_0^2 \cdot B \quad (56)$$

En égalant (55) et (56) on obtient :

$$B = \frac{\int_0^\infty G^2(f) df}{G_0^2} \quad (57)$$

$B$  étant par définition, la *bande passante équivalente* de l'appareil de mesures.

Les limites  $f_1$  et  $f_2$  des intégrales dans les expressions (48) (50) et (53) seront alors données par :

$$f_1 = f_0 - (B/2) \quad (58)$$

$$f_2 = f_0 + (B/2)$$

$f_0$  étant toujours la fréquence d'accord.

### 3. — Les résultats des mesures.

Nous rassemblerons ici les résultats des mesures du bruit en basse fréquence, ceux qui se trouvent dans la littérature et ceux que nous avons obtenus en opérant de la façon indiquée précédemment. Les résultats qui se trouvent dans la littérature proviennent de trois sources : le travail de JOHNSON (8), le premier à déceler l'effet de scintillation ; les mesures sur les lampes allemandes, réunies dans le livre de ROTHE et KLEEN (16) ; la mesure du bruit d'une lampe anglaise, indiquée par HARRIS (17).

#### 3. 1 — LES MESURES DU BRUIT DES DIODES.

Nous avons mesuré d'abord le bruit d'une 6H6 (filament à oxydes, chauffage indirect) et d'une diode construite par le Laboratoire Central des Télécommunications (\*) (filament en tungstène, chauffage direct) les deux saturées par émission électronique. Les lampes n'étant presque jamais employées dans ces conditions, ces mesures n'ont pour but que la vérification de la théorie de Mac FARLANE. Des mesures ont été faites en changeant successivement la fréquence et le courant de saturation.

Notre méthode de mesures nous fournit, comme nous l'avons déjà montré, la résistance équivalente  $R_{eq}$ . D'après cette donnée, on peut calculer le carré moyen du courant de bruit par la formule (47). Ce courant  $i_T$  est la résultante des courants dus à l'effet de grenaille et à l'effet de scintillation.

Pour obtenir seulement le courant dû à l'effet de scintillation, nous avons calculé, d'après la formule de Schottky, la composante du bruit de grenaille,  $i_s$ . Le courant  $i_F$  dû à l'effet de scintillation sera alors :

$$\bar{i}_F^2 = \bar{i}_T^2 - \bar{i}_s^2 \quad (59)$$

puisque les carrés moyens de  $i_T$  et  $i_s$  s'ajoutent l'un à l'autre pour donner  $\bar{i}^2$ , étant donnée l'indépendance statistique des deux effets.

(\*) Nous remercions Monsieur G. Lehmann et le Laboratoire Central des Télécommunications d'avoir mis cette diode à notre disposition.

Les résultats obtenus pour la 6H6 saturée sont résumés dans le tableau 1 et ont été représentés en coordonnées bi-logarithmiques dans les figures 25 et 26. On y voit que le bruit dû à l'effet de scintil-

Pour la diode à filament de tungstène les conclusions sont tout à fait différentes. Le bruit de l'effet de scintillation est très petit sur les fréquences étu-

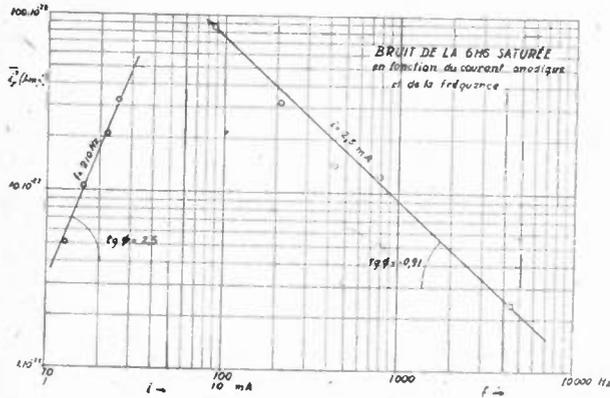


Fig. 25 et 26

lation varie proportionnellement à  $i^{2,5}$ ,  $i$  étant le courant de saturation de la lampe et avec l'inverse de  $f^{0,9}$ ,  $f$  étant la fréquence. Le courant de l'effet de scintillation sera alors donné par

$$i_F^2 = C \cdot \frac{i^{2,5}}{f^{0,9}} \quad (60)$$

la différence entre les deux exposants étant de 1,6 au lieu de 1, comme le veut la formule (15).

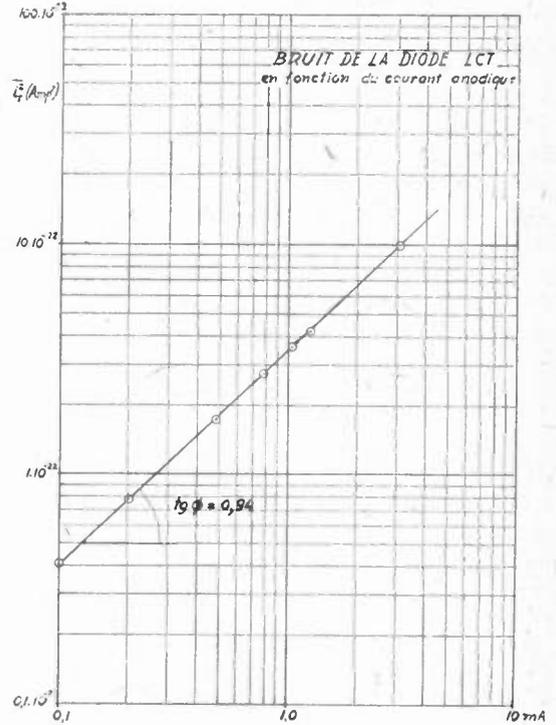


Fig. 27

TABLEAU I

6H6 saturée par température (par plaque)					Bruit en fonction de la fréquence				
Bruit en fonction du courant de saturation (à 210 Hz) : $R = 1 \text{ k}\Omega$					$i = 2,5 \text{ mA}$ $R = 1 \text{ k}\Omega$				
$i(\text{mA})$	$R_{eq} (\text{k}\Omega)$	$\bar{i}_T^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_S^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_F^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$f(\text{Hz})$	$R_{eq} (\text{k}\Omega)$	$\bar{i}_T^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_S^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_F^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$
2,5	252	40,1	8,0	32,1	4.400	65	10,4	8,0	2,4
2,16	174	27,7	6,9	20,8	790	128	20,4	"	12,4
1,6	98	15,6	5,1	10,5	430	140	22,3	"	14,3
1,28	58	9,2	4,1	5,1	210	250	40,1	"	32,1
					87	490	9,40	"	86,0

TABLEAU II

Diode de bruit saturée par température				Bruit en fonction de la fréquence			
Bruit en fonction du courant de saturation (à 210 Hz) : $R = 3 \text{ k}\Omega$				$i = 3 \text{ mA}$ $R = 1 \text{ k}\Omega$			
$i(\text{mA})$	$R_{eq} (\text{k}\Omega)$	$\bar{i}_S^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_T^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$f (\text{Hz})$	$R_{eq} (\text{k}\Omega)$	$\bar{i}_T^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$	$\bar{i}_S^2 (A^2 \cdot 10^{-22})$
1,24	244	4,26	3,98	4.400	97	13,7	9,6
1,03	206	3,6	3,30	790	87	10,8	"
0,78	151	2,72	2,50	430	69	10,7	"
0,48	92	1,63	1,35	210	68	10,0	"
0,20	44	0,78	0,61	87	128	20,5	"

diées, et aussi difficilement séparable de l'effet de grenaille. Les résultats obtenus sont représentés sur le tableau II; nous n'avons pas décomposé ce bruit en ses deux composantes puisque la précision des mesures ne nous donne que l'ordre de grandeur de la petite composante de l'effet de scintillation.

La variation du bruit total en fonction du courant est représentée sur la figure 27; on y voit que le bruit est proportionnel à  $i^{0,9}$ , montrant ainsi la prédominance de l'effet de grenaille (qui donnerait  $i$ ). Aussi la répartition spectrale du bruit monte beaucoup moins vite vers les basses fréquences que dans le cas de la 6H6; pour mettre ceci en évidence, on

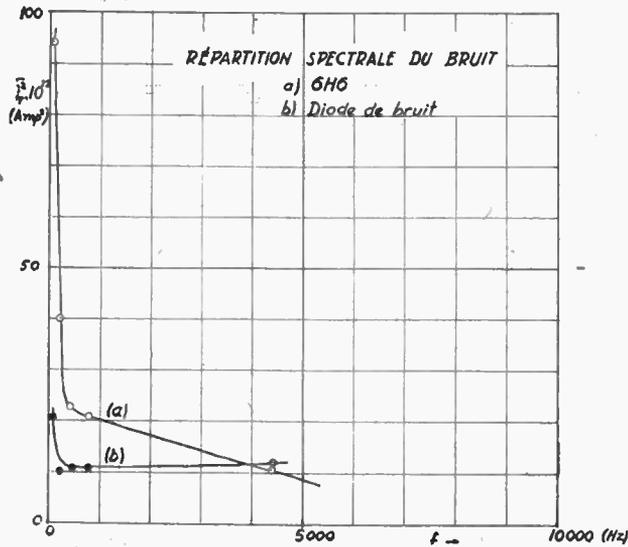


Fig. 28

a représenté dans la figure 28 le spectre de fréquence du bruit total des deux diodes. Remarquons que dans cette figure on ne doit comparer que la forme des courbes puisque les courants de saturation ne sont pas les mêmes pour les deux lampes. On y voit nettement l'avantage d'employer des lampes à filament de tungstène pour l'amplification en basse fréquence, au moins pour le premier étage.

TABLEAU III

6H6 avec charge d'espace											
Bruit en fonction du courant				Bruit en fonction de la fréquence							
f = 210 Hz R = 5,2 kΩ				i = 8 mA R = 5,2 kΩ							
i (mA)	R <sub>eq</sub> (kΩ)	R <sub>d</sub> (kΩ)	R <sub>s</sub> (kΩ)	f (Hz)	R <sub>eq</sub> (kΩ)	R <sub>d</sub> (kΩ)	R <sub>s</sub> (kΩ)	f (Hz)	R <sub>eq</sub> (kΩ)	R <sub>d</sub> (kΩ)	R <sub>s</sub> (kΩ)
10	410	559	√ 7,35	4400	16,6	22,1	√ 7,35				
8,3	318	426	"	790	10,4	139	"				
6,2	280	375	"	430	230	308	"				
4,15	215	290	"	210	365	475	"				
2,15	90	120	"	87	1250	1670	"				

Enfin, nous avons fait des mesures sur la 6H6 en régime de charge d'espace. Les résultats correspondants sont résumés dans le tableau III. Nous n'y avons calculé que la résistance équivalente  $R_d$  de la diode, avec la formule (15), en supposant  $R_i \approx 0,83$  kiloohms.

La résistance équivalente due à l'effet de grenaille a été calculée d'une façon approchée par l'expression

$$R_s = \frac{0,644 T_c R_i}{T} \quad (61)$$

où  $R_i \approx 830$  ohms est la résistance interne de la diode,  $T_c \approx 1000^\circ K$  la température de la cathode et  $T \approx 290^\circ K$  est la température ambiante.

Ces résultats ont été représentés graphiquement dans les figures 29 et 30, en coordonnées bi-logarithmiques.

La résistance équivalente au point de vue de l'effet de scintillation étant proportionnelle au courant

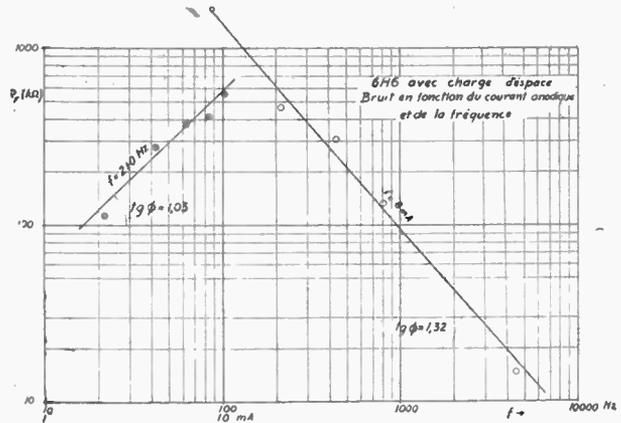


Fig. 29 et 30

de bruit (si on considère la résistance équivalente comme un générateur de courant constant), l'examen des graphiques conduira à une loi du type :

$$\bar{i}_f^2 = k \cdot \frac{i^{0,9}}{f^{1,3}} \quad (62)$$

En comparant les expressions (60) et (62) on voit que l'action de la charge d'espace se fait sentir surtout sur l'exposant de  $i$ . L'exposant de  $f$  n'a presque

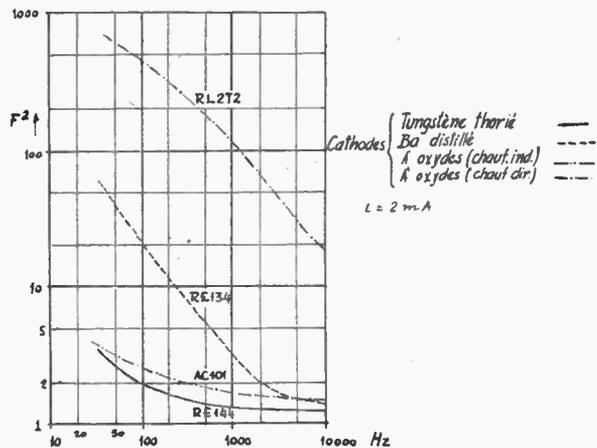


Fig. 31

pas changé, comme d'ailleurs l'indiquait l'expression (35). Cette influence sur  $i$  se fait à travers les coefficients  $\Gamma_F^2$  et  $\Gamma^2$  y indiqués.

Des mesures du spectre de bruit en basse fréquence de plusieurs lampes saturées par émission électro-

nique et branchées comme diodes ont été aussi faites par GRAFFUNDER (18). Ces lampes ont différents types de cathodes. Nous reproduisons ici (figure 31) ses résultats, en coordonnées bi-logarithmiques. Dans les ordonnées on a représenté le facteur

$$F^2 = \frac{\bar{i}_s^2 + \bar{i}_r^2}{\bar{i}_s^2}$$

Toutes ces mesures ont été faites avec un courant, de saturation  $i = 2 \text{ mA}$ . On y voit que le bruit mesuré varie à peu près avec l'inverse de  $f$ , ce qui s'accorde bien avec nos mesures.

3. 2 — LES MESURES DU BRUIT DES TRIODES.

Comme pour les diodes, nous avons aussi mesuré la variation du bruit des triodes avec le courant plaque et la fréquence. Mais nous nous sommes limités

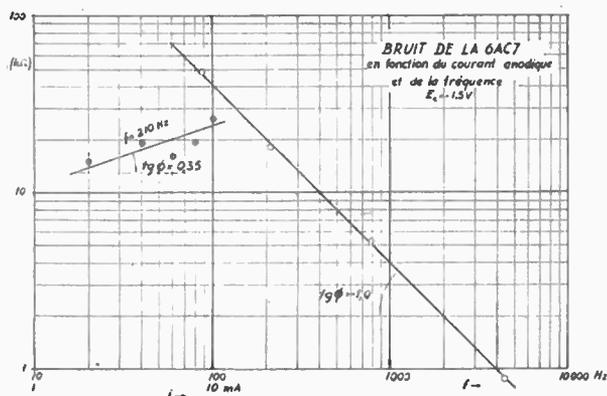


Fig. 32

ici au cas intéressant dans la pratique, celui des triodes avec le courant limité par la charge d'espace.

Nous obtenons dans ces mesures la résistance  $R_T$ , définie plus haut. Cette résistance équivalente de bruit correspond à la somme des effets de scintilla-

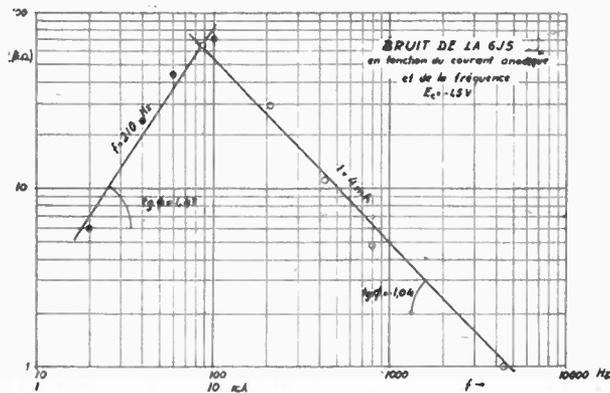


Fig. 33

tion et de grenaille. Dans les mesures du bruit en fonction de la fréquence nous avons séparé ces deux effets. Si nous appelons  $R_S$  la résistance équivalente de la lampe au point de vue de l'effet de grenaille, et  $R_F$  la résistance équivalente correspondant à l'effet de scintillation, on aura :

$$R_T = R_S + R_F$$

puisque les résistances équivalentes sont proportionnelles au carré moyen des tensions de bruit.

La résistance  $R_S$  étant calculée par la formule connue

$$R = \frac{2,5}{g_m}$$

où  $g_m$  est la transconductance de la lampe, on obtient sans peine  $R_F$ .

Les résultats ainsi obtenus pour les lampes 6AC7, 6J5 et 6SJ7 sont indiqués dans les tableaux IV, V et VI. Dans ces tableaux les valeurs de  $R_S$  sont très approchées puisque nous n'avons pas mesuré  $g_m$ , nous l'avons simplement tiré des tables de caractéristiques des lampes.

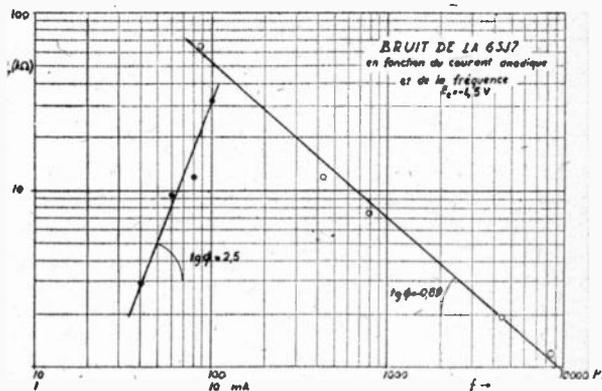


Fig. 34

Dans les figures 32, 33, et 34, nous transposons, en coordonnées bi-logarithmiques, les résultats des tables IV, V et VI.

L'inspection de ces graphiques nous conduit à admettre une loi du type :

$$(R_T)_{i = cte} = \alpha \cdot f^\eta \tag{63}$$

pour la variation de  $R_F$  avec la fréquence ; la moyenne de nos mesures donne  $\eta = 0,95$ .

TABLEAU IV

6AC7 avec charge d'espace						
Bruit en fonction du courant anodique $f = 210 \text{ Hz}$ $E_c = -1,5 \text{ V}$			Bruit en fonction de la fréquence $i = 4 \text{ mA}$ $E_c = -1,5 \text{ V}$			
$i \text{ (mA)}$	$R_T \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_F \propto R_T$	$f \text{ (Hz)}$	$R_T \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_S \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_F \text{ (k}\Omega\text{)}$
10	26	26	8.300	0,6	0,22	0,4
8	19	19	4.440	1,1	"	0,9
6	16	16	790	5,5	"	5,3
4	19	19	430	9,0	"	8,7
2	15	15	210	19,0	"	18,8
			87	48,0	"	47,8

TABLEAU V

6J5 avec charge d'espace						
$i \text{ (mA)}$	$R_T \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_F \propto R_T$	$f \text{ (Hz)}$	$R_T \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_S \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_F \text{ (k}\Omega\text{)}$
10	70	70	8.300	1,9	1,0	0,9
8	50	50	4.400	2,0	"	1,0
6	44	44	790	5,8	"	4,8
4	24	24	430	12	"	11
2	6	6	210	29	"	28
			87	65	"	64

TABLEAU VI

6SJ7 avec charge d'espace						
10	320	320	8.300	2,3	1,1	1,2
8	120	120	4.400	3,0	"	1,9
6	95	95	790	8,5	"	7,4
4	30	30	430	13	"	11,9
2	—	—	210	30	"	29
			87	66	"	65

La variation de l'effet de scintillation avec le courant de plaque est bien plus compliquée. Les expériences que nous avons faites ne nous permettent pas de trancher la question. Par contre, la théorie ne nous fournit pas non plus ce résultat. En effet, dans l'équation (35)  $\Gamma_F^2$  va changer en même temps que  $i$ , d'une façon qui n'a pas encore été calculée.

Cependant, dans les conditions de nos mesures nous pouvons en première approximation, admettre pour la variation de  $R_F$  avec le courant, la loi :

$$(R_F)_{f=cte} = \beta \cdot i^x \quad (64)$$

$x$  étant trouvé expérimentalement. Remarquons que dans le cas de la 6AC7 dont la transconductance varie entre de larges limites, l'accord de cette loi avec l'expérience est moins bon.

En combinant (63) et (64), nous obtenons une loi empirique pour  $R_F$  :

$$R_F = \gamma \cdot \frac{i^x}{f^y} \quad (65)$$

Pour les trois lampes étudiées nous obtenons alors les lois :

a) 6AC7 (en triode)

$$R_F = 2410 \cdot \frac{i^{0,55}}{f^{1,0}} \quad (E_c = -1,5 \text{ V})$$

b) 6J5

$$R_F = 938 \cdot \frac{i^{1,426}}{f^{1,04}} \quad (E_c = -1,5 \text{ V})$$

c) 6SJ7 (en triode)

$$R_F = 102 \cdot \frac{i^{2,5}}{f^{0,80}} \quad (E_c = -1,5 \text{ V})$$

Ces expressions ne sont valables que dans les limites indiquées. Pour montrer que la loi de varia-

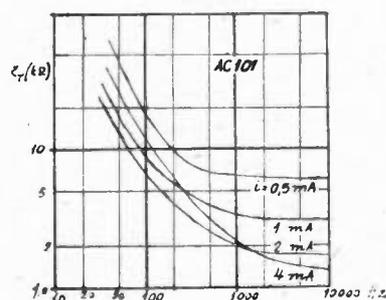


Fig. 35

tion de  $R_F$  peut être bien plus compliquée, nous reproduisons ici, dans la figure 35 (reproduite de l'œu-

### 3.3 — LE BRUIT DES PENTODES.

Nous n'avons pas fait de mesures du bruit des pentodes, puisque nous ne nous sommes intéressés qu'aux cas où on a un minimum de bruit. Or, dans les pentodes, aux bruits déjà considérés il faut encore ajouter le bruit de partition ; une lampe branchée comme pentode aura alors plus de bruit de fond que la même lampe branchée en triode, toutes les autres conditions de l'expérience étant maintenues constantes. Cela est montré dans les résultats indiqués dans la figure 36, extraite également du livre de

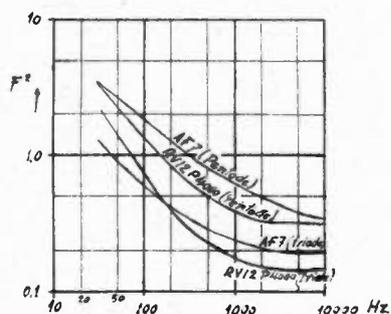


Fig. 36

ROTHE et KLEEN. Dans cette figure on a porté en ordonnées le facteur  $F^2$  déjà défini, et en abscisses les fréquences.

### 3.4 — LA DISPERSION DES MESURES DE BRUIT BASSE FRÉQUENCE.

Nous voulons faire ici quelques remarques sur la précision des mesures de bruit en basse fréquence, soit les mesures de  $R_d$  ou  $R_l$ .

Tout d'abord nous avons vérifié que, pour des lampes d'un même type, la résistance équivalente de bruit peut varier de 10 ou 20 %. Mais il y a aussi des lampes anormales au point de vue bruit B.F. qui donnent des résistances jusqu'à dix fois plus élevées que les lampes normales. Ces lampes anormales se comportent normalement au point de vue amplification. Nous croyons qu'il s'agit là de lampes mal dégazées.

La théorie indique aussi que l'exposant de  $f$  dans les formules (15) ou (35) ne doit dépendre que du type de la cathode. Cependant, nous avons travaillé toujours avec des lampes à cathode à oxydes et chauffage indirect et nous avons trouvé des exposants de  $f$  variables entre 0,83 et 1,32. Cette dispersion est due en partie, à des erreurs de mesure ; en effet, malgré la constante de temps assez élevée du voltmètre électronique employé on observait encore des fluctuations de l'aiguille. Mais probablement des différences dans les cathodes sont aussi responsables en partie de cette dispersion. Remarquons aussi que les exposants de  $f < 1$  ne rentrent pas dans le cadre de la théorie de Mac FARLANE.

Étant donnée la dispersion élevée des mesures

nous croyons que, dans la pratique, on peut admettre que l'exposant de  $f$  est égal à l'unité : les erreurs introduites seront probablement du même ordre de grandeur que la dispersion.

#### 4. — Conclusions.

Nous résumerons ici les résultats les plus importants.

D'abord nous avons montré que le courant dû à l'effet de grenaille dans les diodes saturées par émission électronique peut bien être représenté par une expression de la forme suggérée par Mac FARLANE :

$$i_p^2 = C \cdot \frac{i^x}{f^y}$$

$i$  étant le courant de saturation. D'après la théorie on devrait avoir  $x-y=1$ , tandis que nous avons obtenu  $x=2,5$  et  $y=0,9$ . Ce désaccord avec la théorie a été aussi trouvé par d'autres expérimentateurs. Il existe aussi dans le cas des cellules photo-résistives (que nous avons étudiées en collaboration avec M. WLERICK) et des résistances non métalliques parcourues par du courant. On doit l'attribuer à des erreurs expérimentales d'une part, et d'autre part aux approximations introduites par la théorie.

La théorie de Mac FARLANE prévoit aussi un palier dans la courbe de répartition spectrale de fréquences, au-dessous de 400 Hz. Les résultats expérimentaux ne confirment pas cette conclusion.

L'importance du type de cathode dans l'effet de scintillation ressort aussi des expériences faites avec les diodes saturées. En particulier, les filaments de tungstène sont beaucoup plus avantageux en B.F. que ceux à oxydes, plus courants.

Dans le cas où il y a de la charge d'espace, nous avons montré que théoriquement la répartition spectrale du bruit n'est pas changée. L'expérience confirme bien ce fait.

La résistance équivalente de bruit en basse fréquence des triodes peut être représentée, d'une façon générale, par

$$R_T(f) = R_s + R_F(f)$$

$$\text{où } R_s = 2,5/g_m \quad \text{et } R_F = \gamma (i^x/f^y)$$

$\gamma$  pouvant être considéré comme une constante, au moins entre certaines limites.

La tension de bruit de la lampe, ramenée à la grille, dans une bande passante  $B = f_2 - f_1$  sera donnée par :

$$\overline{e_b^2} = 4 KTR_s B + 4 KT \int_{f_1}^{f_2} R_T df$$

$$\text{ou : } \overline{e_b^2} = 4 KTR_s B + 4 KT \int_{f_1}^{f_2} \gamma \frac{i^x}{f^y} df'$$

Les valeurs de  $\gamma$ ,  $x$  et  $y$  que nous avons indiquées permettent ainsi le calcul approché de la tension

de bruit à la grille d'entrée d'un amplificateur basse fréquence.

Evidemment, cette étude ne suffit pas pour donner une pleine connaissance des limitations de l'amplification en basse fréquence. Il faut encore compléter et approfondir la théorie aussi bien qu'entreprendre de nouvelles expériences, spécialement en faisant varier la nature et les conditions de travail des cathodes.

\*\*\*

Je tiens à remercier ici, tout d'abord Monsieur Y. ROCARD qui m'a si aimablement accueilli dans son Laboratoire et m'a fourni tous les moyens matériels de poursuivre mon travail : ses avis ont été pour moi du plus précieux secours. A Monsieur P. GRIVET, je dois beaucoup de suggestions et d'encouragements.

Le sujet de cette étude nous a été proposé par Monsieur J. L. STEINBERG. Ce sont les nombreuses discussions que j'ai eues avec lui qui m'ont permis d'arriver au but de ce travail.

Monsieur MOSNIER s'est aimablement chargé de la révision du manuscrit.

Ce travail a été fait pendant que j'étais Boursier du Gouvernement Français.

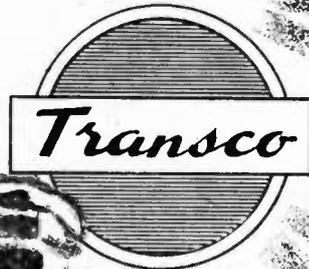
#### BIBLIOGRAPHIE

1. — SCHOTTKY W. — *Ann. Phys.*, 57, 541-65 (1918).
2. — THOMPSON D. J. — *RCA Rev.*, 4, 269 (1940).  
NORTH, D.O. — *RCA Rev.*, 4, 441 (1940).  
NORTH D. O. — *RCA Rev.*, 5, 244-60 (1940).  
THOMPSON et NORTH — *RCA Rev.*, 5, 371-88 (1941).  
HARRIS, W.A. — *RCA Rev.*, 5, 505-24 (1941).
3. — BERNAMONT, J. — *Ann. Phys.*, 7, 71-140 (1937).
- 4 et 5. — BLANC-LAPIERRE, A. — Ch. 9. 2., p. 592 « Compléments de mathématiques... » de A. ANGOT (2d. Revue d'Optique, Paris 1949).
- BLANC-LAPIERRE, A. et FORTET, R. — *Ann. Télécomm.*, 2, 222-30, (1947).
- BLANC-LAPIERRE, A. — « Sur certaines fonctions aléatoires stationnaires » (Masson, Paris 1945).
6. — GOLDMAN S. — « Frequency Analysis, Modulation and Noise », ch. 7. (Mac Graw Hill, N. Y., 1948).
7. — SCHOTTKY, W. — *Phys. Rev.*, 28, 74-103 (1926).
8. — JOHNSON, J. B. — *Phys. Rev.*, 26, 71-85 (1925).
9. — MacFARLANE, G. G. — *Proc. Phys. Soc.*, 59, 366-375 (1947).
10. — SPROULL, R. L. — *Phys. Rev.*, 67, 166-78 (1945).
11. — BECKER, J. A. — *Phys. Rev.*, 34, 1323-51 (1929).
12. — SCHOTTKY, W. — *Physica*, 4, 175-80 (1937).
13. — TERMAN, F. E. — « Radio Engineers Handbook p. 942-3 (Mac Graw Hill, New-York, 1943).
14. — TERMAN, F. E. — « Radio Engineers Handbook p. 503-4 (Mac Graw Hill, New-York, 1943).
15. — BELEVITCH, V. — *Electr. Comm.*, 25, 62-73 (1948).
16. — ROTHE, H. et KLEEN, W. — « Elektronenröhren als Anfangstufen Verstärker » (Becker et Erler, Leipzig, 1944), ch. 18, p. 27.
17. — HARRIS, E. J. — *Electronic Eng.* 20, 145-8 (1948).
18. — GRAFFUNDER. — *Telefunken Röhre*, 5, 41 (1939).



# au service de l'Industrie Electronique

RADIO  
TÉLÉVISION



Une équipe de spécialistes et techniciens expérimentés met à votre disposition un matériel de haute qualité...

LES TUBES

## *Miniwatt*

**TUBES de réception** pour 1<sup>er</sup> équipement et dépannage :  
Séries "RIMLOCK", Séries Européenne et Américaine, Tubes "Batterie".

**TUBES** pour ondes courtes et ondes très courtes.

**TUBES à rayons cathodiques** pour mesures et télévision.

**TUBES spéciaux** pour applications diverses :

Tubes pour amplificateurs, cellules photo-électriques, tubes relais, électromètre triode, tubes stabilisateurs de tension au néon, thermo-couples, tubes redresseurs pour alimentation, etc...

LES PIÈCES DÉTACHÉES

## *Transco*

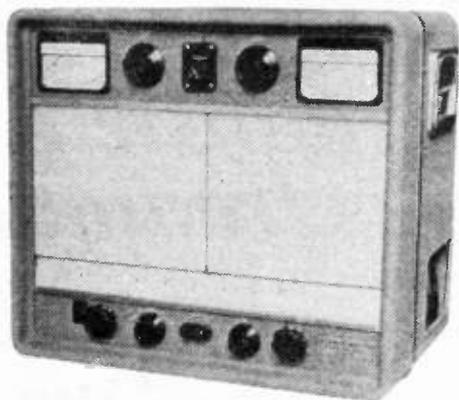
Ensembles pour Télévision à Projection - Tourne disques changeur automatique  
Condensateurs étanches "CAPATROP" - Condensateurs ajustables à air  
Condensateurs céramique - Résistances à coefficient de température négatif  
Redresseurs sélénium - Quartz - Ampoules de cadran, etc...



### COMPAGNIE GÉNÉRALE DES TUBES ÉLECTRONIQUES

124 - 130 - AVENUE LEDRU-ROLLIN - PARIS 11<sup>e</sup> - TÉLÉPH: ROQ. 39-23 ET 39-24

# HF • VHF • UHF • SHF

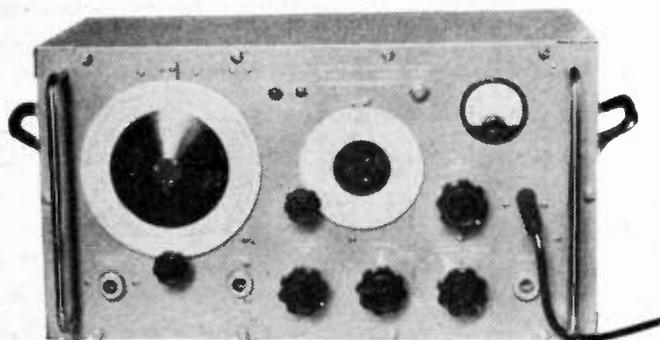
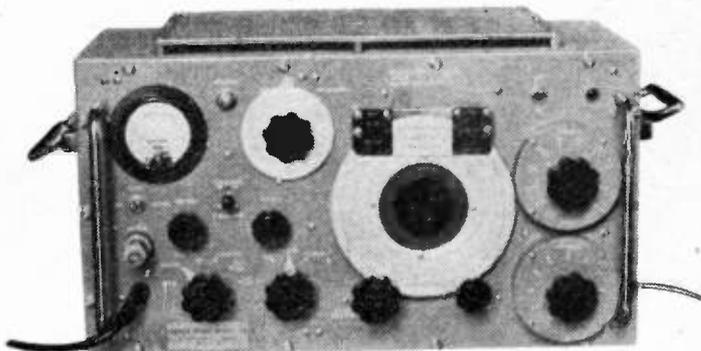


## HF. TF 867

15 Kcs A 30 Mcs SORTIE 4 VOLTS  
MODULATION 400 ET 1000 ps de 0 A 100%  
QUARTZ DE RÉFÉRENCE. CONTROLE DE  
NIVEAU AUTOMATIQUE.

## VHF TF 801A.

10 A 300 Mcs. MOD. 400/1000/5000  
SINUSOÏDALE OU CARRÉE. MOD. EXT.  
PAR IMPULSIONS. ATTENUATEUR  
0 A 100 db. 75 OHMS.



## U.H.F. TF 762B

300 A 600 Mcs MODULATION PAR  
SIGNAUX CARRÉS ET IMPULSIONS  
ATTENUATEUR 100 db A PISTON  
NIVEAU DE SORTIE RÉGLÉ PAR THER-  
MISTOR

## S.H.F. TF 890

9.300 9.500 Mcs

TOUS LES APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES POUR LES TÉLÉCOMMUNICATIONS

# MARCONI

AGENT GÉNÉRAL POUR LA FRANCE ET L'UNION FRANÇAISE

LELAND RADIO

M. BAUDET

6, RUE MARBEUF  
PARIS-8<sup>e</sup> -- ELY. 11.26



**TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES**

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes  
Préamplis - Mesures - Télécommande



**S. A. LA RADIOTECHNIQUE**  
Fournisseur des Administrations et des Services Publics  
LABORATOIRES ET USINES  
51, RUE CARNOT — SURESNES



**TOUS LES TUBES DE RÉCEPTION**

9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8<sup>e</sup>

**MESURES DIRECTES**  
**RAPIDES**  
**PRÉCISES**  
DE TOUTES LES GRANDEURS A  
DÉTERMINER DANS LA TECHNIQUE **BF**

AVEC  
**3 APPAREILS DE MESURES**  
**HYPSOWATTMÈTRE EV. 1**



MESURES  
de  
PUISSANCES

**P**

**IMPÉDANCEMÈTRE EV. 2**



MESURES  
d'  
IMPÉDANCES

**Z**

**MILLIVOLTMÈTRE EV. 4**



MESURES  
de  
TENSIONS

**V**

**UNE SEULE MARQUE**



PUBLI. COIRAT 21

**LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ**  
41, RUE ÉMILE ZOLA — MONTREUIL-SOUS-BOIS  
TÉL. AVRON 39-20

# QUARTZ ET FILTRES



★ PRÉCISION DES ANGLES DE COUPE

Garantie à  $\pm 3$  minutes près  
(vérification au goniomètre à rayons X).

★ PRÉCISION DE LA FRÉQUENCE

Série "Standard" 50 à  $100 \times 10^{-6}$   
Série "Précision" 1 à  $10 \times 10^{-6}$

**SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE**

79 Boulevard Haussmann - PARIS-8<sup>e</sup> - Tél. ANJOU 84-60

Copy ✓

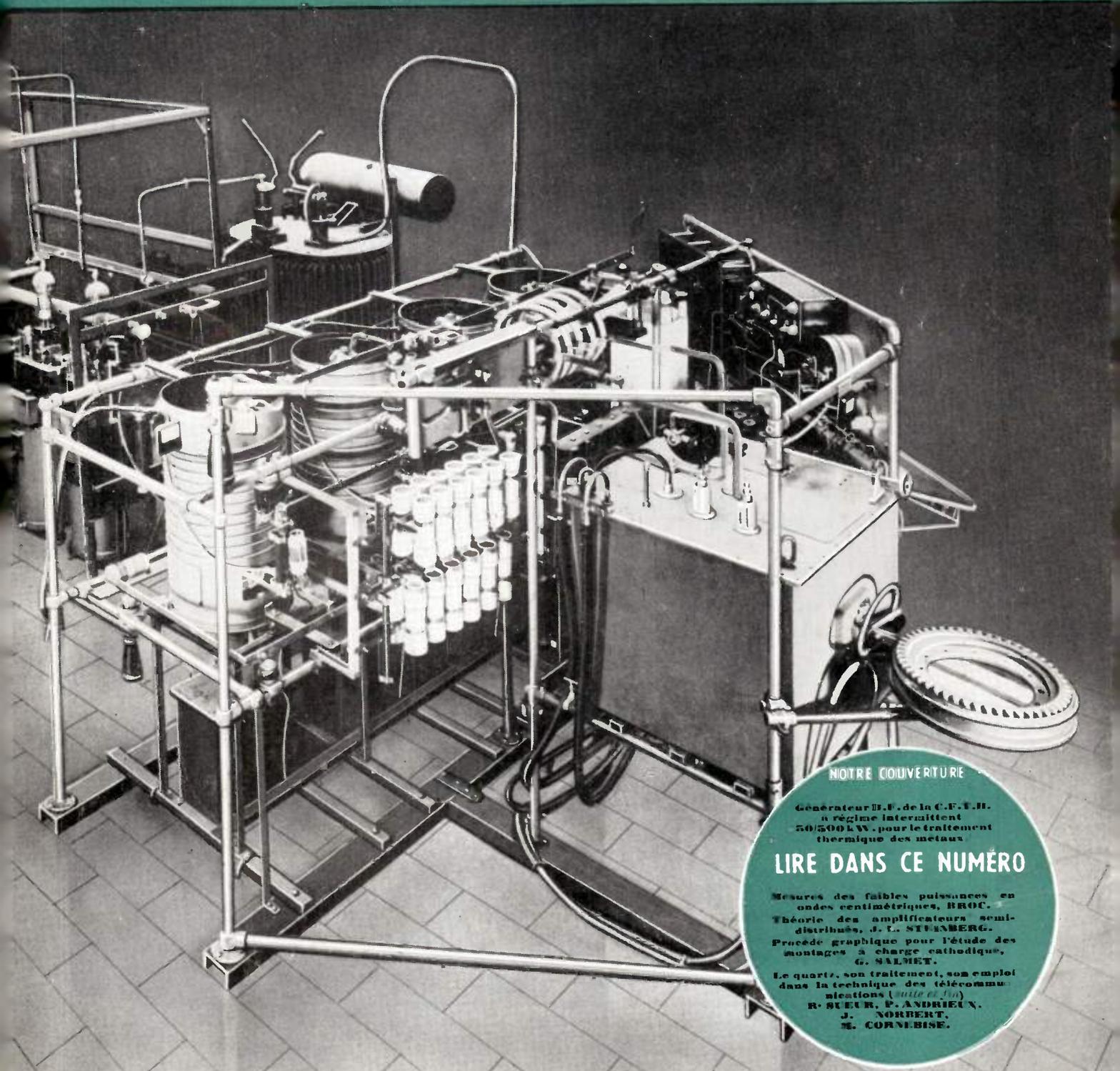
# L'ONDE ÉLECTRIQUE

30<sup>e</sup> ANNÉE N° 276

M A R S 1950

PRIX : 160 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS  
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6<sup>e</sup>



**NOTRE COUVERTURE**

Générateur H.F. de la C.F.T.H.  
à régime intermittent  
50/500 kW. pour le traitement  
thermique des métaux

**LIRE DANS CE NUMÉRO**

Mesures des faibles puissances en  
ondes centimétriques, BROU.

Théorie des amplificateurs semi-  
distribués, J. L. STENBERG.

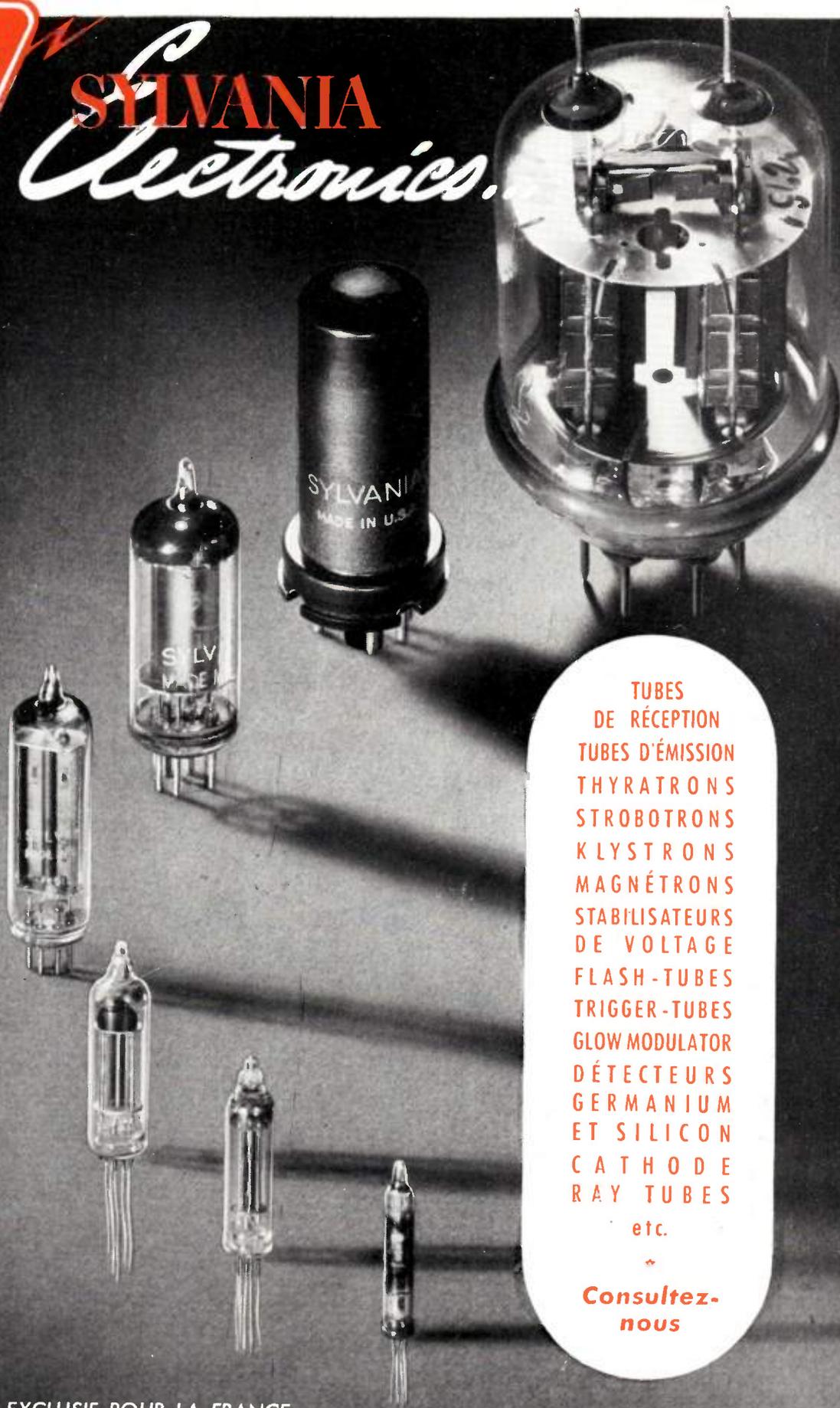
Procédé graphique pour l'étude des  
montages à charge cathodique,  
G. SALMET.

Le quartz, son traitement, son emploi  
dans la technique des télécommu-  
nications (suite et fin)

R. SUEUR, P. ANDRIEU,  
J. NORBERT,  
M. CORNIBISE.



**SYLVANIA**  
*Electronics.*



TUBES  
DE RÉCEPTION  
TUBES D'ÉMISSION  
THYRATRONS  
STROBOTRONS  
KLYSTRONS  
MAGNÉTRONS  
STABILISATEURS  
DE VOLTAGE  
FLASH-TUBES  
TRIGGER-TUBES  
GLOW MODULATOR  
DÉTECTEURS  
GERMANIUM  
ET SILICON  
CATHODE  
RAY TUBES  
etc.

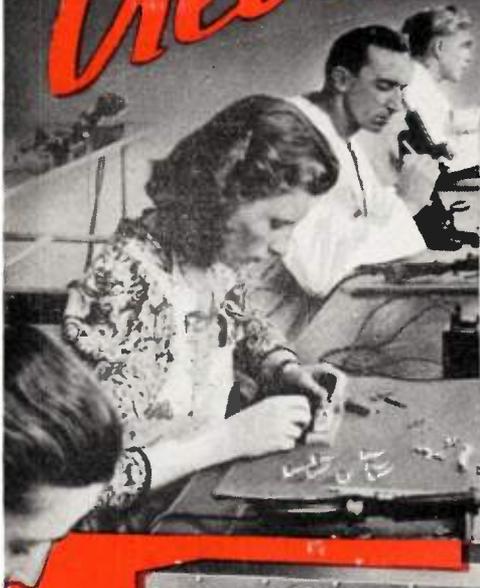
★  
**Consultez-  
nous**

AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE :

**RADIO TELEVISION FRANÇAISE**

29, RUE D'ARTOIS, PARIS-8° - TÉL. BAL. 42-35 et 36

*Créer, contrôler*



GÉNÉRATEUR UNIVERSEL 930 D

*Produire !*

Dans toutes les phases de la recherche de l'Industrie Electronique moderne, de la conception jusqu'au contrôle final, les tâches essentielles sont assumées par

**LES LABORATOIRES DE MESURES**

C'est pourquoi les ingénieurs choisissent toujours comme "STANDARD DE QUALITÉ FRANÇAISE" LES APPAREILS DE MESURE MÉTRIX

■ **GÉNÉRATEUR UNIVERSEL 930 D**

50 Kc/s à 50 Mc/s en 6 gammes à lecture directe. Six fréquences de modulation B.F. Multivibrateur. Sortie étalonnée. Rayonnement nul.

■ **PENTEMÈTRE 305**

Mesures des caractéristiques de tous les tubes électroniques actuels. Lecture directe de la pente. Sélecteur breveté S. G. D. G. pour tous les culots.

■ **ANALYSEUR DE SORTIE 750**

Mesure des distorsions 0 à 20 %. Wattmètre de sortie universel 1 mW à 20 W. Voltmètre alternatif. B.F. de 1 mV à 380 V.

■ **PONT D'IMPÉDANCE 626**

Mesure de toutes les valeurs de self-inductions, des coefficients de surtension, des capacités, des angles de pertes et des résistances.

PONT D'IMPÉDANCE 626



PENTEMÈTRE 305



ANALYSEUR DE SORTIE 750



**COMPAGNIE GÉNÉRALE de MÉTROLOGIE**

S. A. R. L. AU CAPITAL DE 6.500.000 FR. S  
TÉLÉPH. : 8-61  
TÉLÉG. MÉTRIX



SIÈGE SOCIAL  
CHEMIN DE LA CROIX-ROUGE  
ANNECY  
HAUTE-SAVOIE

Agent PARIS, SEINE et SEINE & OISE : R. Mançois, 15, Fbg Montmartre, PARIS-9, PRO. 79 00 — Agences : STRASBOURG, M. Bismuth, 15, Place des Halles — LILLE, M. Collette, 81, Rue des Postes — LYON, D. Aurioi, 8, Cours Lafayette — TOULOUSE, Taleyroc, 10, Rue Alexandre Cabanel — CAEN, A. Liais, 66, Rue Bicoquet — MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle — MARSEILLE, Ets Musetta, 3, Rue Nav — NANTES, Porte, Allée Duquesne — TUNIS, Timsit, 3, Rue Annibal — ALGER, M. Roujols, 10, Rue de Rovigo — BEYROUTH, M. Anis E. Kehdi, 9, Avenue des Français — SUISSE : Ed. Bievel, 45, Todistrasse, ZÜRICH — PORTUGAL : Ruiádo Lda, Rue Alves Correia, 15-1, LISBONNE — GRECE : M. Karayannis & C, Karitsi Square, ATHÈNES

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

# Généralité... et

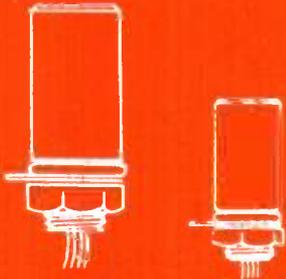
## LONGUE DURÉE !..



FLUORESCENCE  
TÉLÉVISION

Condensateurs céramique  
étanches classe I, III

### CONDENSATEURS...



Les cahiers des charges et la qualité internationale **imposent** des **règles de sécurité** bien déterminées auxquelles **on ne peut se soustraire.**

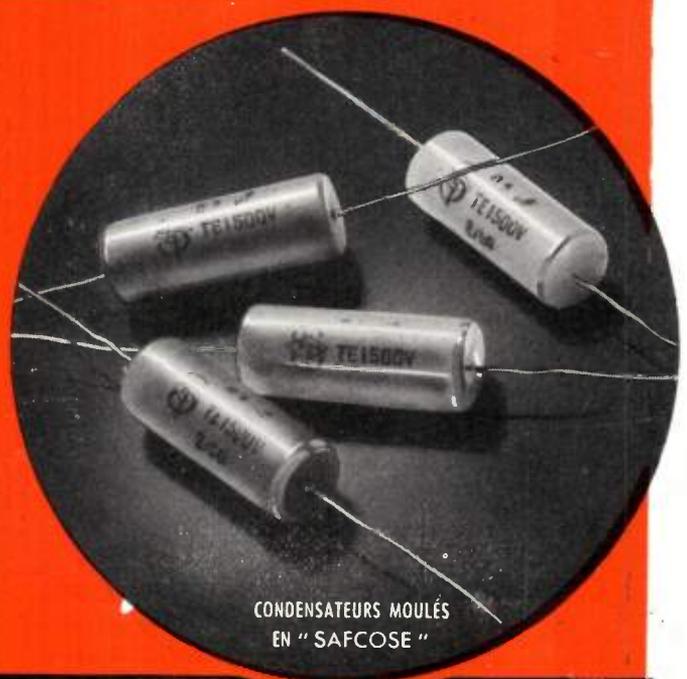
La **réduction** des **volumes** ne peut être faite au **détriment** des exigences techniques.

Nos condensateurs sont **calculés** et **construits** pour **servir** et **durer**, c'est pourquoi notre production **croît** sans cesse ; c'est pourquoi **un** condensateur **sur deux** sort de nos usines ; c'est pourquoi vous **utilisez** et vous **utiliserez toujours davantage** **SAFCO-TRÉVOUX**

### RÉSISTANCES...



Condensateurs étanches  
sous tubes métal



CONDENSATEURS MOULÉS  
EN "SAFCOSE"

CONDENSATEURS-RÉSISTANCES

**SAFCO**  
SOCIÉTÉ ANONYME  
AU CAPITAL DE  
96.000.000 de FRS

**TRÉVOUX**  
40, Rue de la Justice  
PARIS - 20<sup>e</sup> Ar.  
Tel. MÉN 96 20



USINES A PARIS

SAINT-OUEN

MONTREUIL-SOUS-BOIS

TREVOUX

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN  
FRANCE . . . . . 1850 »  
ÉTRANGER . . . . . 1950 »

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

Prix du Numéro :  
**160 francs**

Vol. XXX

MARS 1950

Numéro 276

## SOMMAIRE

		Pages
Mesures des faibles puissances en ondes centimétriques . . . . .	BROC	108
Théorie des amplificateurs semi-distribués . . . . .	J. L. STEINBERG	121
Procédé graphique pour l'étude des montages à charge cathodique	G. SALMET	128
Le quartz, son traitement, son emploi dans la technique des télécommunications ( <i>suite et fin</i> ) . . . . .	R. SUEUR P. ANDRIEUX J. NORBERT M. CORNEBISE	140
Analyses . . . . .		5 à 8 A
<i>Sur la couverture :</i>		
Générateur H.F. de la C.F.T.H. à régime intermittent 50/500 kW. pour le traitement thermique des métaux.		

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

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.  
† A. BLONDEL, 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. PÉROT, Professeur à l'École Polytechnique.  
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.  
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

### BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

- 1<sup>o</sup> De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;
- 2<sup>o</sup> D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

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

- 1<sup>o</sup> Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;
- 2<sup>o</sup> Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;
- 3<sup>o</sup> Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;
- 4<sup>o</sup> Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

**SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS**  
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.  
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

### COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

- 1<sup>o</sup> Membres titulaires, particuliers . . . . . 1.200 fr.  
sociétés ou collectivités 6.000 fr. } au gré  
12.000 fr. } de la Société  
ou 25.000 fr. } ou Collectivité
- 2<sup>o</sup> Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études . . . . . 600 fr.  
Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.
- 3<sup>o</sup> Membres à vie :  
Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit . . . . . 12.000 fr.
- 4<sup>o</sup> Membres donateurs :  
Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à . . . . . 5.000 fr.
- 5<sup>o</sup> Membres bienfaiteurs :  
Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins . . . . . 15.000 fr.

# SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

## PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

### ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.	
1922	M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
1925	† J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P. T. T.
1926	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	Ed. BEJIN, Ingénieur.
1931	C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934	Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
1935	† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
1938	P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946	R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947	R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948	Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949	M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.

### BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

<i>Président :</i>	
M. P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.	
<i>Vice-Présidents :</i>	
MM. G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.	de MARE, Ingénieur.
B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.	
<i>Secrétaire Général :</i>	
M. R. RIGAL, Inspecteur Général Adjoint des P. T. T.	
<i>Trésorier :</i>	
M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.	
<i>Secrétaires :</i>	
MM. M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.	J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.
J. BOULIN, Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques.	

### SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

## INFORMATIONS

Le Conseil de la Société Chronométrique de France, réuni à Paris le 19 novembre dernier, a décidé que son Congrès de printemps aurait lieu à Lyon les 13, 14 et 15 mai 1950.

La Société Chronométrique de France serait heureuse que certains membres de la Société des Radioélectriciens présentent à ce Congrès des communications scientifiques, sous réserve que les sujets traités puissent se rattacher à la mesure ou à la conservation du temps, à sa

diffusion, à la mesure des fréquences, des vitesses, des accélérations, des vibrations, etc...

Les personnes que cette offre intéresserait sont priées de faire parvenir de toute urgence à Monsieur le Directeur de l'Observatoire National de Besançon, le titre de la communication qu'elles désiraient présenter. Une documentation relative au programme scientifique et la liste des festivités du Congrès sera envoyée à partir du début d'avril aux participants.

## LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.	MM.	présentés par MM.
BARET Jean, élève à l'E. S. E. (Section Radio) ..	DEJEAN et DAUPHIN.	Laboratoire National de Radioélectricité .....	BUREAU et RIGAL.
BILDÉ Henry, Ingénieur à la Cie Gle de T. S. F. .	PONTE et VIOLET.	LAZZERI Jean, Ingénieur au Départ Radar Hyperfréquence à la Cie Fse Thomson-Houston .....	ROSTAS et MUSSON GENON.
BLEUZE Jacques, Ingénieur au Centre de Recherches techniques de la Cie Gle de T. S. F. ....	PONTE et VIOLET.	LE CORRE, élève à l'E. S. E. (Section Radio) ....	DEJEAN et DAUPHIN.
BOUVER Henri, élève à l'E. S. E. (Section Radio)	DEJEAN et DAUPHIN.	MOREAU J.-R., élève à l'E. S. E. (Section Radio).	REVIRIEUX et DAUPHIN.
CORDONNIER Joseph, Ingénieur Conseil, (Gau-mont S. F. R. Postes Privés) .....	GUTTON et RIGAL.	NGUYEN THIEN-CHI, Ingénieur, chef de Laboratoire au Centre de Recherches techniques de la Cie Gle de T. S. F. ....	PONTE et VIOLET.
DANZIN André, Ingénieur, Chef de Laboratoire au Centre de Recherches techniques de la Cie Gle de T. S. F. ....	PONTE et VIOLET.	Société d'Electronique et d'Automatisme .....	F. H. RAYMOND et PONTE.
DEVAUX Jean, Ingénieur au Centre de Recherches techniques de la Cie Gle de T. S. F. ....	PONTE et VIOLET.	ARBIB Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN.
DUPIN Pierre, Professeur à la Faculté des Sciences, Sous-Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et d'Hydraulique de Toulouse ....	RIGAL et FROMY.	AVARD Guy, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN.
FRUMKIN Raphaël, Ingénieur au Service Brevets de la Cie Gle de T. S. F. ....	GUTTON et ORTUSI.	BIRNBAUM Marcel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN.
HENAFF J.-P., élève à l'E. S. E. (Section Radio)	DEJEAN et DAUPHIN.	COSSET Claude, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN.
GIRRE René, élève à l'E. S. E. (Section Radio) ..	DEJEAN et DAUPHIN.	DUPONT Emile, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN.

# ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 28 JANVIER 1950

La séance est ouverte à 17 heures à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, sous la présidence de Monsieur M. PONTE.

## ALLOCUTION DE M. M. PONTE

Président sortant

MES CHERS COLLÈGUES,

Arrivé au terme du mandat que vous m'avez confié, je vous remercie encore de m'avoir placé à la tête de cette Société des Radioélectriciens qui est l'une des plus actives des Sociétés Savantes Françaises.

Notre Société manifeste une vitalité qui est due à vous-mêmes, à l'intérêt que vous prenez à ses travaux en séances et en sections, à l'inlassable dévouement de notre Secrétaire Général, Monsieur RIGAL, à nos dévouées secrétaires et aux membres de notre Bureau.

Un des caractères les plus frappants de notre Société est en effet son dynamisme. Il s'est manifesté dans l'exécution de notre programme que nous avons établi le 22 janvier dernier : nos séances et nos travaux de section ont montré que tous les aspects du développement de l'électronique et de la radioélectricité ont été abordés. Nos auditoires ont été nombreux, le nombre de nos Sociétaires s'accroît, chose fondamentale, nous restons jeunes malgré, bientôt, nos trente années d'existence.

La seule ombre au tableau vient de notre situation financière : notre Société n'a pas les ressources qui conviennent à sa situation morale. Sa vie n'est assurée que par le dévouement de son Secrétaire Général, de ses Secrétaires, de son Trésorier ; ses installations sont relativement modestes. La mesure que nous vous demandons d'approuver pour un relèvement minime des cotisations ne fait que parer au plus pressé. Il est nécessaire d'intensifier notre action pour que s'inscrivent à notre Société en nombre toujours plus grand les Sociétés Industrielles de l'Electronique.

C'est à ce souci, au désir également de montrer le rôle très actif que peut jouer la Société des Radioélectriciens et de Radioélectricité qui s'est terminé dimanche dernier.

Cette initiative, qui, à son début, avait soulevé quelques appréhensions, a obtenu un réel succès. Près de cent cinquante communications techniques ont été présentées, dont beaucoup ont apporté des contributions originales à notre technique ; les auditeurs ont été en nombre tel que les salles de la Maison de la Chimie ont été parfois trop petites. L'Exposition avait rassemblé à la Porte de Versailles plus de un milliard de matériel ; nous avons enregistré treize mille entrées environ dont plus de onze mille entrées payantes. Les visiteurs, la presse, les étrangers même ont été étonnés du potentiel que représentait notre présentation ; il est difficile de prétendre maintenant que la France ne travaille pas et la présence côte à côte des administrations et industriels a montré qu'ils savent unir leurs efforts.

Le succès de cet essai est dû au travail de tous ceux, si nombreux, qui nous ont apporté leur concours. Il est dû aux efforts, à la ténacité acharnée de sa Commission de l'Exposition qui sous la Présidence de M. Picault a rassemblé ces pionniers que sont M. Brailard, Favre, Lorach, Piron et bien d'autres. Je les en remercie très vivement.

Je dois avouer maintenant que c'est avec quelque regret que je quitte la Présidence d'une Société aussi brillante et vivante. Mais cette impression s'efface devant le plaisir que j'ai de voir Monsieur BESSON me succéder.

Il est vraiment inutile de présenter M. BESSON à notre Société : Monsieur BESSON lui appartient depuis 26 ans ; c'est justement l'un de ces hommes auquel je rendais hommage tout à l'heure, et qui ne le mériterait mieux, puisqu'il a été Secrétaire de 1931 à 1933, Secrétaire Général de 1935 à 1937 et Vice-Président de 1939 à 1946. Formé dans ces fonctions à l'école de M. MESNRY qui ne faisait jamais rien à moitié et dont M. BESSON aime à rappeler les directives, il avait droit à cette Présidence qu'il prend aujourd'hui : il a bien mérité cet honneur, ne fut-ce qu'à ce titre.

Mais M. BESSON en a d'autres.

Sa formation est l'une des plus complètes qui soit dans notre métier : élève de Polytechnique, des Ponts et Chaussées et de l'École Supérieure d'Electricité, M. BESSON, entré au Service des Phares et Balises et en relations suivies avec M. BLONDEL, se signale rapidement par son goût pour la radioélectricité, et ses travaux sur les radiophares sont universellement connus. Il y avait bien du mérite à cette époque, qui n'est pourtant pas éloignée, à prévoir l'aide extraordinaire que la radioélectricité apporterait à la navigation : les travaux de M. BESSON sur le radioguidage des navires et des avions sont parmi les tout premiers ; ses participations aux conférences internationales et ses interventions ont toujours été brillantes et remarquées.

Détaché à deux reprises à la Direction de l'Electricité des Ministères des Travaux Publics et de l'Industrie et du Commerce, M. BESSON s'est occupé de questions concernant les courants forts, mais n'a pas abandonné pour cela les Télécommunications, puisqu'il a eu à traiter des questions concernant les télécommunications sur lignes de force.

Mais ce goût pour la recherche — M. BESSON n'a-t-il pas un laboratoire jusque chez lui — ne lui fait pas oublier qu'il se doit d'exploiter ses dons de clarté et d'organisation.

Dans cette voie, il a prouvé son goût des responsabilités dans sa création, en 1939, du Service des Télécommunications et de la Signalisation au Ministère de l'Air dont une partie est actuellement rattachée à l'Aéronautique Civile.

Son souci de mise au point et de l'enseignement ont été marqués par ses publications et conférences ici-même sur la modulation de fréquence et les systèmes modernes de navigation aérienne.

Cette carrière de technicien, d'organisateur et de professeur a conduit M. BESSON à être désigné comme Directeur de l'École Supérieure d'Electricité, assumant ainsi la redoutable tâche de succéder à M. de VALBREUZE. Nous nous réjouissons de ce choix, au moment où la Division Radioélectricité et Electronique de cette Ecole prend une importance de plus en plus grande.

Si j'ajoute à cette présentation incomplète que M. BESSON est un homme de grande culture — je crois même qu'il est musicien distingué — capable de traiter de toutes les questions posées par notre organisation avec compétence, autorité et diplomatie, je suis certain que vous serez assurés de ce que notre Société sera en de bonnes mains.

Je remets la Présidence de la Société à Monsieur Pierre BESSON.

## ALLOCUTION DE M. P. BESSON

Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées  
Président pour 1950

MESDAMES, MESSIEURS, Mes Chers COLLÈGUES,

Votre bienveillance, lors des élections de l'année dernière, me vait de présider pendant un an à nos travaux, et je vous exprime tous mes remerciements pour cette désignation, qui me remplit de confusion. Comment, d'ailleurs, n'évoquerais-je pas aussitôt la grande figure de celui qui, en fait, a inspiré votre choix, de notre regretté Président d'Honneur, René MESNRY. C'est lui, en effet, qui, en m'appelant jadis à lui succéder au poste de Secrétaire Général de notre Société, se trouve m'avoir désigné aujourd'hui à vos suffrages, et me vait d'accéder aux fonctions de Président. Comment ne pas rappeler, aussi, quelle activité il a dépensée pour sa chère « Société des Amis de la T. S. F. », et quel guide unanimement écouté et suivi il a été, depuis l'époque lointaine qui nous voyait réunis en cette salle, proche de St-Germain-des-Prés, où nous avions aussi parfois la bonne fortune de saluer avec respect celui qui fut à l'origine de notre groupement, le Général FERRIÉ.

Et, puisque je suis conduit à citer de grands disparus, qu'il me soit également permis de rappeler le souvenir de Raymond JOUAUST, notre ancien Président, dont nous honorerons très prochainement la mémoire, en une séance au cours de laquelle sera résumé l'ensemble de son œuvre.

Un usage bien établi veut qu'en débutant, un nouveau Président déclare qu'il suivra l'exemple de son prédécesseur. Mais, ne serait-ce pas là, cette année, une intention par trop ambitieuse ? Sous la haute direction de notre Président sortant, M. PONTE, la Société des Radioélectriciens vient en effet de connaître une période d'activité extrême. La variété des communications techniques présentées a fait apprécier à tous la compétence étendue de celui qui ordonnait nos séances, son esprit d'initiative, son éclectisme, sa parfaite courtoisie... Comme un feu d'artifice bien organisé se termine par un bouquet, ainsi, sa Présidence vient de s'achever, en apothéose, par ce Congrès d'Electronique et de Radioélectricité, dont l'initiative lui revient. Après l'Exposition du 25<sup>e</sup> anniversaire de la création de notre association, après le Congrès de Télévision, cette manifestation récente marquera une nouvelle date dans la vie de la Société des Radioélectriciens. Pour atteindre le résultat souhaité, que de qualités n'a-t-il pas dû déployer — sens de l'organisation, autorité, diplomatie souvent, ténacité toujours ! Et je n'aurais garde d'oublier, auprès de lui, l'équipe constituée, tant par des membres de votre Bureau et de votre Conseil que par des ingénieurs n'en faisant pas partie, et qui, rassemblée sous la direction de notre ancien Président, M. PICAULT, s'est dépensée sans compter, pendant des jours et des jours, parfois aussi pendant des nuits. Que tous soient à nouveau remerciés, ainsi que les grandes Administrations, les organismes professionnels, les Industriels et les conférenciers qui ont contribué au succès final !

De divers côtés, le vœu a été exprimé que de telles manifestations deviennent périodiques — leur forme pouvant d'ailleurs

comporter diverses variantes. C'est là l'un des premiers problèmes qu'aura à examiner votre Conseil, devant lequel certaines suggestions seront formulées.

Au cours de l'année qui commence, nous poursuivrons, bien entendu, nos activités traditionnelles :

Séances mensuelles, ou bimensuelles, qui se partageront équitablement le domaine des radiocommunications et celui de l'électronique, une séance devant, comme en 1949, être consacrée à l'activité de ces amateurs, dont je m'honore d'avoir fait partie, et dont nous admirons tous le jeune enthousiasme ;

Séances plus fréquentes de nos Sections d'Études, aux Présidents et aux Secrétaires desquelles nous ne dirons jamais assez tout ce que la Société doit à leur activité ;

Publication de *L'Onde Électrique*, grâce au concours de notre très actif Secrétaire, M. LIBOIS, qui réalise couramment ce qui fut autrefois mon rêve de Secrétaire Général : faire paraître chaque numéro au cours du mois dont la couverture porte la mention.

Les séries de conférences concernant un sujet déterminé — par exemple, la radionavigation, ou, récemment, les applications de l'électronique dans le domaine des recherches atomiques et nucléaires — ont recueilli un succès particulier. Deux telles séries seront organisées en 1950, l'une sur l'évolution du matériel de radiocommunication et de radar des armées de terre, de mer et de l'air, l'autre sur diverses applications de l'électronique. Nous aurons, d'autre part, à célébrer, en mai prochain, le centenaire de la naissance d'HEAVISIDE, et nous espérons, à cette occasion, recevoir certaines personnalités amies, et organiser une exposition d'autographes et de documents originaux.

Nous reprendrons également la tradition des visites techniques — laboratoires, usines, stations d'émission et de réception, etc... — qui étaient l'occasion de contacts plus fréquents, plus prolongés, et toujours cordiaux, entre participants.

Une innovation, conçue sous la Présidence de M. PONTE, verra le jour d'ici peu : il s'agit de notre première Section Régionale, qui fonctionnera à Grenoble, vraisemblablement à partir du mois de mars, sous la Présidence de M. BENOIT, notre ancien et dévoué Trésorier. Nos collègues parisiens qu'un déplacement pourrait conduire dans l'Isère, ne manqueront certainement pas de prendre contact avec cette section, et d'assister à ses séances ! D'autres Sections Régionales sont envisagées, et nous espérons qu'elles feront, en province, une utile propagande pour notre Société, et lui attireront de nouveaux adhérents.

Il est, enfin, un projet qui m'est cher, et que votre Conseil a bien voulu déjà approuver : Il s'agit d'un voyage d'étude, qui pourrait avoir lieu en juin, au Port du Havre, pour visiter diverses stations radioélectriques, le grand radar de surveillance du port, ainsi que les installations d'émission et de réception, le radar et les dispositifs de radionavigation du paquebot « Ile-de-France ».

Certes, je ne me dissimule pas les efforts qui seront nécessaires pour réaliser l'ensemble de ce programme. Je suis toutefois rassuré par le concours que nous apporteront nos trois Vice-Présidents ; je le suis aussi par l'activité, le dévouement, l'expérience et la méthode dont fait preuve notre Secrétaire Général, M. RIGAL, cheville ouvrière de notre Société, et qui, auprès des Présidents qui passent, en assure la pérennité. Qu'avec lui, notre diligent Trésorier, M. CABESSA, nos trois Secrétaires et le personnel du Secrétariat reçoivent tous le témoignage de la reconnaissance qui leur est due.

Mes Chers Collègues, je m'excuse de ce trop long exposé. Mais il m'a semblé que le meilleur moyen de répondre à votre confiance était de vous soumettre sans tarder les grandes lignes de ce que sera notre activité au cours des mois à venir. Cela dit, je vous propose d'aborder immédiatement la réalisation de ce programme en écoutant la Conférence que va nous présenter M. GILOTAUX, Chef des Services Techniques de la Société Pathé-Marconi, sur « Les tendances nouvelles en matière d'enregistrement sur disques ».

#### RAPPORT MORAL PRÉSENTÉ

PAR MONSIEUR R. RIGAL

Secrétaire Général

L'activité de la Société des Radioélectriciens s'est poursuivie normalement en 1949, par l'organisation de conférences, par les travaux de section, par la publication de *L'Onde Électrique*.

Les conférences, au nombre de 14, ont eu lieu, en général ici même, dans l'amphithéâtre de physique de la Sorbonne. Elles ont porté sur les sujets les plus divers, pris dans les domaines toujours plus vastes de l'Électronique, des Télécommunications, de l'Énergie atomique ; et elles ont toutes attiré des auditoires nombreux, en général de plusieurs centaines de personnes.

*L'Onde Électrique*, comme vous avez pu vous en rendre compte, a paru régulièrement aux dates fixées. Pour ce résultat et pour les efforts qu'il suppose, des remerciements doivent être adressés aux Editions Chiron et à Monsieur LIBOIS, efficace secrétaire de notre comité de rédaction. Peut être, pour faciliter la tâche de ceux qui assurent la charge de la publication régulière de *L'Onde Électrique* devons-nous simplement souhaiter ici que les industriels français travaillant dans le domaine qui est le nôtre, nous adressent désormais, plus spontanément que dans le passé, des articles faisant connaître leurs études et leurs réalisations originales.

Mais à côté des tâches courantes d'autres tâches ont été remplies en 1949 par le bureau de notre Société.

Au début de l'année, a dû être faite ce que j'appellerai la liquidation du Congrès de Télévision, organisé à Paris en novembre 1948. En particulier, un volume spécial, groupant les 34 communications présentées à ce congrès a été édité. Des exemplaires de cet important recueil de 250 pages sont encore disponibles.

De la même façon, une partie importante de l'activité du bureau et de celle du Secrétariat a été absorbée à la fin de l'année, et malgré la constitution d'un comité spécial d'organisation exceptionnellement actif, par la préparation du Congrès de Radioélectricité et d'Électronique et de l'Exposition qui viennent d'avoir lieu à Paris. Et je m'excuse auprès de ceux de nos membres qui, s'adressant au Secrétariat, pendant cette période de surcharge intense, n'ont reçu qu'une réponse hâtive ou incomplète à une question posée... ou n'ont pas reçu de réponse du tout.

Je voudrais aussi attirer l'attention de l'Assemblée sur la décision qu'a prise votre Conseil de créer à Grenoble un groupe local de la Société des Radioélectriciens. Le règlement établi a été publié dans le numéro de *L'Onde Électrique* de janvier 1950.

Je dois maintenant vous rappeler que vous vous trouvez aujourd'hui dans l'obligation d'élire :

- 1 Président pour 1951 ;
- 1 Vice-Président ;
- 8 Membres du Conseil ;
- 1 Trésorier ;
- 3 Commissaires aux comptes ;
- 1 Secrétaire.

Le bulletin de vote correspondant vous a été adressé, en même temps qu'a été soumis à votre approbation un projet de modification de l'article 2 des statuts. Vous avez vu que cette modification doit entraîner une augmentation du taux des cotisations ; cette augmentation a simplement pour but de permettre à votre bureau de faire face à des charges sans cesse croissantes. Il est cependant bien entendu que les frais occasionnés par des manifestations exceptionnelles, congrès ou expositions, doivent être couverts, dans chaque cas particulier, par des ressources particulières.

En terminant ce rapport il me reste malheureusement à rappeler qu'en 1949 la Société des Radioélectriciens a perdu deux de ses membres les plus éminents.

Monsieur Raymond JOUAUST, Président de la Société en 1936, qui, quelques jours avant sa mort assistait à une séance de notre bureau, est décédé le 29 novembre 1949. Un hommage sera rendu à sa mémoire, et ses importants travaux scientifiques seront rappelés, dans une séance qui sera organisée par la Société des Radioélectriciens le 18 février, à l'amphithéâtre du Centre Marcellin BETHLOT.

Monsieur René MESNY, auquel nous avons rendu hommage le 15 octobre est décédé le 8 juin 1949. Secrétaire Général de la Société de 1922 à 1934, Président en 1935, Président d'honneur depuis 1947, on peut dire, sans injustice pour personne, que M. Mesny est l'homme qui a le plus fait pour notre Société. Il a apporté dans cette tâche, comme dans toutes les autres qui constituaient son activité de savant et de professeur, ses méthodes d'efficacité, de probité et de discrétion. Au moment où, portée par l'encouragement sans cesse accru pour les choses de la Radioélectricité et de l'Électronique, la Société des Radioélectriciens est amenée à s'extérioriser de plus en plus dans des manifestations brillantes, il est bon que nous ayons une pensée reconnaissante pour ce pionnier, que son souci d'effacement tenait éloigné des projecteurs et des estrades.

#### CONFÉRENCES DE 1949

- Le 22 janvier 1949. — M. AUMONT et M. REMILLON. — *Méthodes modernes d'essais des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences, en particulier pour la Télévision.*
- Le 12 Février 1949. — M. NASLIN et M. A. PEUTEMAN. — *Les Compteurs Electroniques à Impulsions.*
- Le 26 Mars 1949. — MM. LEHMANN, AUBRY et LE BOITEUX. — *Étude et Réalisation d'une Télécommande Electronique d'Artillerie.*
- Le 30 Avril 1949. — M. Y. ROCARD. — *Les Amplificateurs Magnétiques.*
- Le 21 Mai 1949. — M. P. LAPOSTOLLE. — *Étude théorique et expérimentale de la détection par cristaux au silicium.*
- Le 18 Juin 1949. — M. le Docteur L. DE SÉGUIN. — *Les Propriétés Biologiques des Micro-Ondes.*
- Le 6 Juillet 1949. — M. Pierre REVIRÉUX. — *Les Amateurs Émetteurs en France et dans le Monde.*
- Le 15 Octobre 1949. — M. AGENET. — *Radiogoniométrie à bord des navires.*
- Le 19 Novembre 1949. — M. SURDIN. — *1° Introduction : L'Électronique au Commissariat à l'Énergie Atomique.*
- Le 19 Novembre 1949. — M. J. LABEYRIE. — *2° Les instruments détecteurs de radiations. Compteurs Geiger-Muller, chambres d'ionisation, compteurs à scintillations.*
- Le 19 Novembre 1949. — M. R. CHAMINADE. — *3° Appareils de prospection des minerais radioactifs.*
- Le 26 Novembre 1949. — M. DANZIN. — *Les propriétés des diélectriques céramiques : les titanates à haut pouvoir inducteur spécifique.*
- Le 10 Décembre 1949. — M. G. VALLADES. — *1° Les Amplificateurs proportionnels et les sélecteurs d'amplitude.*
- Le 10 Décembre 1949. — M. J. WEILL. — *2° Equipements pour la protection du personnel contre les radiations nocives.*
- Le 10 Décembre 1949. — M. R. RAJEVSKI. — *3° Servomécanismes de réglage de « ZOE ».*

## COMPTE-RENDU DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

PRÉSENTÉ PAR

MM. DEJEAN, GIBOIN ET MATRAS

MESSIEURS,

Conformément aux décisions de l'Assemblée Générale du 22 janvier 1949, nous avons examiné les écritures comptables relatives à la vie de votre Société pendant l'année 1949. Le congrès d'Électronique et de Radioélectricité, qui a eu lieu la semaine dernière et doit faire l'objet de comptes séparés n'a pas été examiné par nous, car la plupart des dépenses et recettes correspondantes ont été faites en dehors de la période sur laquelle devait porter notre investigation.

Il y a lieu de remarquer que la publication du volume spécial relatif au Congrès de Télévision a constitué une charge supplémentaire pour l'année, de l'ordre de Frs : 200.000. Il est permis d'espérer qu'un certain nombre des exemplaires de ce volume qui restent disponibles au Secrétariat de la Société, pourront encore être vendus, ce qui diminuera cette charge et pourra ramener au voisinage de l'équilibre la balance des recettes et des dépenses.

Le bilan précis et soigneux qui nous a été présenté nous a paru parfaitement satisfaisant, et il donne une image exacte de la situation financière de votre Société. Il en illustre la saine gestion.

Nous vous proposons, en conséquence, d'approuver les comptes tels qu'ils vous sont présentés. Nous remercions le Secrétaire Général, M. RIGAL, et le Trésorier, M. CABESSA, des facilités qu'ils nous ont offertes pour l'exercice de notre mandat et tenons à les féliciter des résultats obtenus.

## RAPPORT DU TRÉSORIER

PRÉSENTÉ PAR M. CABESSA

Bilan pour la période du 1<sup>er</sup> Janvier 1949 au 31 Décembre 1949En caisse au 1<sup>er</sup> Janvier 1949

Banque .....	374.378
C. C. Postal .....	190.272
Espèces .....	27.739
	<hr/>
	592.389
Pour mémoire (timbres en réserve) .....	3.446

## Recettes

## Dépenses

1. Cotisations ....	1.780.244	1 <sup>o</sup> Secrétariat ...	835.009
2. Subventions		2 <sup>o</sup> Réunions mensuelles .....	166.039
Direction Forces armées 1948 ..	50.000	3 <sup>o</sup> Achat de machines .....	123.204
" 1949 ..	75.000	4 <sup>o</sup> Onde Électrique .....	598.639
C. N. R. S. ....	15.000	5 <sup>o</sup> Emprunt 5 %	63.597
Fédération des Stés de Physique .....	10.000		
3. Volume spécial du Congrès de Télévision .....	655.932	6 <sup>o</sup> Agios et divers	4.091

4. Remboursements de service .....	15.110	7 <sup>o</sup> Volume spécial du Congrès de télévision ....	841.942
5. Changements d'adresse .....	7.373		
6. Intérêts .....	1.031		
	<hr/>		
Recettes .....	2.589.690		2.632.521

Déficit 1949 : 42.831 Francs

Reçu au 1<sup>er</sup> janvier 1950 pour le Congrès d'Électronique et de Radioélectricité ..... 1.247.815 Frs.

En caisse au 31 décembre 1949

Reportis à nouveau .....	+	592.389	+ 1.797.373
Excédent de recettes .....	-	42.831	
Provision Congrès 1950 .....	+	1.247.815	

se décomposant en :

Banque .....	1.601.291
C. C. Postal .....	181.775
Espèces .....	14.307

## RÉSULTATS DES ÉLECTIONS

Nombre de votants : ..... 226  
(Bulletins nuls : 0).

Président (1951). — M. LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et de la Télévision Françaises.

Vice-Président. — M. DECAUX, Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radioélectricité.

Trésorier. — M. CABESSA, Ingénieur au Laboratoire Central de Télécommunications.

Secrétaire. — M. BOULIN, Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques.

Membres du Conseil. — MM. BENOIT, Directeur du Laboratoire H. F. de l'Institut Polytechnique de Grenoble.

CAU, Directeur de l'École de Radioélectricité de Bordeaux.  
LAPFNEUR, Ingénieur de Recherches.

LOEB, Ingénieur en Chef des P. T. T., chef de la division Télécommande du CNET.

SUEUR, Ingénieur en Chef des P. T. T., Service des Recherches et du Contrôle Techniques.

POINCELOT, Ingénieur en Chef au CNET.

Lt-Colonel VARRET, Section d'Études et de Fabrications des Télécommunications de l'Armement.

VASSY, Professeur à la Faculté des Sciences.

Commissaires aux comptes :

M. GOUDET.

Colonel REVIRIEUX.

M. VOGÉ.

La modification de l'article 2 des statuts a été approuvée par l'Assemblée Générale.

Après la communication de M. GILOTAUX, Chef des Services Techniques de la Société Pathé-Marconi, sur « Les tendances nouvelles en matière d'enregistrement sur disques », la séance est levée à 19 heures.

# MESURE DES FAIBLES PUISSANCES EN ONDES CENTIMÉTRIQUES<sup>(1)</sup>

PAR

le Lieutenant de Vaisseau BROC

Docteur de l'Université de Paris

Ingénieur au département Télévision de la Compagnie des Compteurs

L'effet bolométrique, très commode pour les mesures de puissance, pose, en général, un problème d'équivalence entre la variation de résistance provoquée par le courant continu et celle provoquée par l'absorption de l'énergie rayonnante à mesurer. Il est montré par une étude théorique dont les résultats sont confirmés par des expériences, que l'emploi de bolomètres à fils de platine très fins, apporte, dans certaines conditions, une solution à ce problème dans la gamme de longueurs d'ondes comprise entre 1 millimètre et 20 centimètres environ.

On décrit la réalisation d'un wattmètre très simple qui, pour la mesure de puissances modulées à très basses fréquences, est plus sensible que les wattmètres à thermistors.

1. — Cette étude a eu pour origine le besoin de réaliser un wattmètre capable de mesurer en ondes centimétriques, des puissances de l'ordre du microwatt. Un tel appareil est indispensable pour effectuer l'étude et les réglages des générateurs de mesure, comme les klystrons, qui sont employés couramment dans les laboratoires ; il peut trouver aussi son emploi dans les mesures de rayonnement, d'atténuation et de taux d'ondes stationnaires.

Rappelons simplement, qu'il n'est plus possible en ondes centimétriques, de mesurer séparément les deux grandeurs classiques : la tension et l'intensité, dont le produit est égal à la puissance. On est conduit alors à considérer directement le flux de puissance à travers une surface définie et à mesurer cette grandeur elle-même. Le plus commode est alors d'en réaliser l'absorption totale, ce qui entraîne, en général, sa transformation en chaleur. C'est ce que l'on appelle, en ondes centimétriques, réaliser une « charge sans réflexion », mais l'on pourrait aussi bien dire, en employant le langage de la thermodynamique, que l'on réalise ainsi un « corps noir ». Si la transformation en chaleur de la puissance absorbée par le « corps noir », provoque, suivant des lois connues, certains effets mesurables, on dispose alors d'un appareil de mesure de la puissance, qu'on appelle un wattmètre. L'effet bolométrique est le plus utilisé : variation de résistance provoquée par l'échauffement du corps, positive pour les métaux, c'est le bolomètre proprement dit, négative pour les semi-conducteurs, c'est le thermistor.

Les thermistors ont été beaucoup utilisés dans les laboratoires Américains pendant et après la guerre : ils font l'objet d'une abondante production de série. Leur caractéristique essentielle est d'avoir une réponse très rapide aux variations de puissance,

ce qui a fait leur succès dans les systèmes à impulsions brèves, comme les Radars ; mais cette caractéristique s'accompagne d'une extrême sensibilité aux variations de la température ambiante, ce qui complique beaucoup la réalisation pratique du wattmètre. La sensibilité d'un thermistor courant est de 0,25 ohm par microwatt de puissance dissipée, et de 20 ohms par degré de la température ambiante. Une mesure au microwatt près exige une stabilisation du wattmètre à  $\frac{1}{100}$  de degré.

Dans beaucoup de mesures courantes, le générateur que l'on utilise est modulé à basse fréquence ou même n'est pas modulé du tout, d'où en résultent des exigences bien moins sévères sur le temps de réponse de l'appareil de mesure de la puissance. La puissance utilisable, d'autre part, est bien souvent limitée à moins d'un milliwatt (à cause de la nécessité d'introduire un atténuateur séparateur). Il devient alors nécessaire d'étendre vers les faibles puissances la sensibilité du wattmètre pour se donner une gamme d'au moins 30 db dans les mesures d'atténuation. L'industrie Française, enfin, ne fournissant pas encore de thermistors, il nous est apparu, que, dans les conditions d'emploi ci-dessus, les bolomètres ne se montreraient pas inférieurs aux thermistors mais pourraient même présenter sur eux certains avantages.

Restait alors à déterminer les conditions dans lesquelles une mesure effectuée avec un bolomètre pouvait fournir la valeur absolue de la puissance. C'est précisément l'objet de notre étude.

Dans un bolomètre, l'effet global que l'on mesure est la variation de la résistance totale du fil, qui est, elle-même, l'intégrale, prise d'une extrémité à l'autre du fil, des effets bolométriques produits dans chaque élément de fil, par l'élévation de température de cet élément. Cette température est, dans l'élément de fil, le résultat de l'équilibre ther-

(1) Cet article est le résumé de la thèse de doctorat d'Université soutenue par l'auteur, en Sorbonne, le 31 mai 1949.

mique qui s'établit, (au bout d'une période transitoire que nous considérons comme négligeable) entre le flux de chaleur développé dans l'élément par les sources de puissance extérieures, et le flux de chaleur sortant de l'élément par effet de refroidissement. Une équation différentielle reliant la température à l'abscisse comptée le long du fil, pourra être écrite si l'on connaît la valeur numérique de tous les éléments caractérisant ces deux flux de chaleur.

Il est visible qu'en courant continu, ni la puissance dissipée dans l'élément de fil, ni la façon dont il se refroidit, ne dépendent de l'abscisse comptée le long du fil, mais seulement de la température  $\theta$ . L'équation différentielle en  $\theta$  sera donc à coefficients constants. Comme, d'autre part, en courant continu, la puissance dissipée dans le fil peut être connue par d'autres mesures, il sera possible, par confrontation de la solution théorique de l'équation différentielle en  $\theta$ , avec la solution fournie par l'expérimentation, de déterminer la valeur numérique de l'un des éléments du refroidissement, considéré comme paramètre. Pratiquement, pour chaque bolomètre, la donnée que fournit l'expérience consiste en une courbe, appelée « caractéristique », qui donne la valeur de la résistance totale du fil en fonction de la puissance dissipée et c'est de là que nous partirons.

En ondes centimétriques, la puissance dissipée sous forme de chaleur dans un élément de fil dépend de la valeur du courant efficace qui, sous l'effet du champ magnétique de l'onde centimétrique, circule dans l'élément de fil. La distribution de ce courant sera, dans le cas général, fonction de l'abscisse comptée le long du fil et l'équation de l'équilibre thermique en ondes centimétriques, aura, par conséquent, des coefficients variables. Les grandeurs caractéristiques du refroidissement de l'élément de fil demeureront, néanmoins, fonctions seulement de la température de l'élément, et leur valeur déterminée expérimentalement, comme nous l'avons dit plus haut, en courant continu, demeure valable en ondes centimétriques. L'étude faite en courant continu nous fournit donc une partie des données numériques nécessaires à la mise en équation du problème de l'équilibre thermique en ondes centimétriques.

## 2. — Les bolomètres utilisés. leur fabrication.

Les bolomètres utilisés dans le cours de cette étude sont tous des bolomètres à fil de platine, de 1 micron ou 3 microns, montés en ampoules sous vide. Ils ont été réalisés en différentes longueurs, pour des raisons qui apparaîtront plus loin dans l'étude de leur comportement en ondes centimétriques. La matière première est le fil de Wollaston lequel comporte une âme en platine dont les dimensions normales sont 1, 3, 5 ou 10 microns, entourée d'une enveloppe d'argent de 25 microns environ de diamètre. On montre facilement qu'en se limitant à des diamètres de 3 microns au maximum, l'effet pelliculaire en ondes centimétriques peut être négligé.

Dans la monture que nous avons utilisée (fig. 1) le fil est soudé sur des pièces terminales en Kovar

qui sont elles-mêmes soudées, par des scellements verre-métal, au tube de verre qui ferme l'ensemble. La soudure du fil se fait, bien entendu, par son enveloppe en argent ; on utilise donc une longueur de fil de Wollaston légèrement plus longue que celle

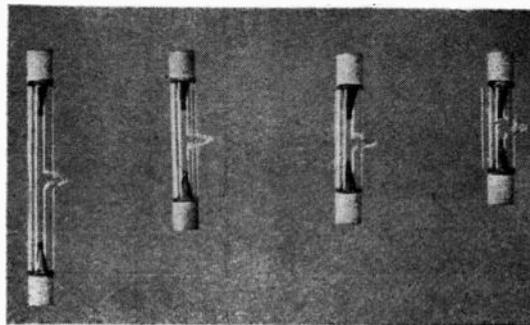


Fig. 1. — Schéma de principe de la réalisation du wattmètre hyperfréquences pour la gamme 0,5 à 50  $\mu$  watts.

que l'on veut donner au fil bolométrique proprement dit : 10 mm par exemple pour faire un fil de 7 mm. Le fil est ensuite décapé à l'acide sur la longueur de 7 mm au moyen d'un manipulateur et d'un petit bac.

La fabrication de ces bolomètres a été réalisée pour la première fois par Monsieur Kühner, au C. N. E. T. (section hyperfréquences). Elle est maintenant exécutée, de façon industrielle, par la Société Electron-Industrie, par les soins de M. Aubrée.

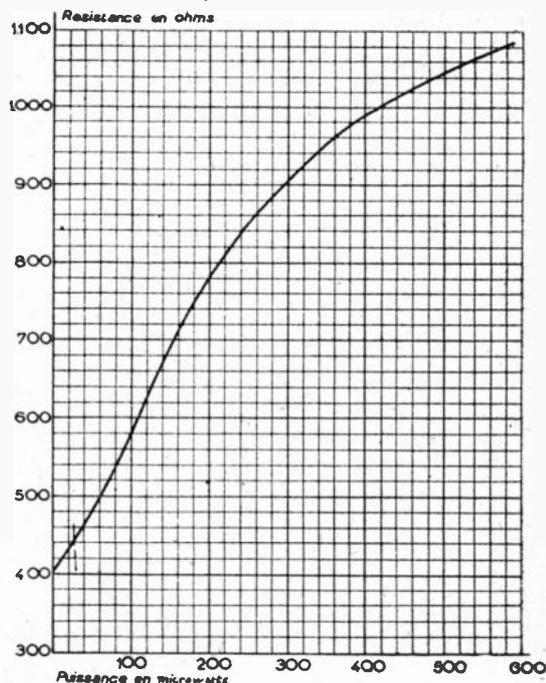


Fig. — Bolomètre de 1  $\mu$  et 3 mm. de long.

Cette fabrication est très délicate, et demande une habileté d'autant plus grande que le fil est plus fin et plus long. Les bolomètres type B V 2 (7 mm et 1  $\mu$ ) sont déjà difficiles à réaliser, mais le bolomètre de 30 mm et 1  $\mu$  construit pour cette étude a demandé bien des jours d'efforts et sa fragilité était trop grande.

Il faut tenir compte de ces difficultés ainsi que de la fragilité des bolomètres et, dans tous les cas où on le pourra, dans la pratique, utiliser plutôt des bolomètres de 2 ou de 3  $\mu$  plutôt que des bolomètres de 1  $\mu$ .

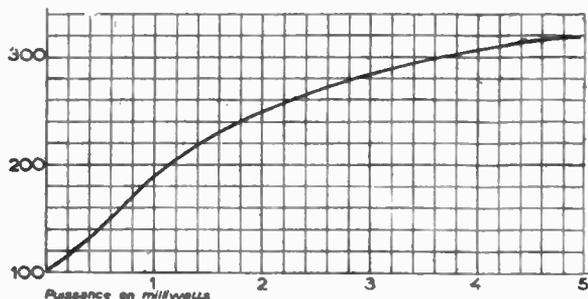


Fig. 2 bis. — Bolomètre de 3  $\mu$  et de 7 mm. de 0 à 5 mw.

On trouvera sur les figures 2, 2 bis et 2 ter des caractéristiques de ces bolomètres en courant continu. Ces caractéristiques présentent toujours, quelle que soient la longueur et le diamètre du fil, d'abord une branche très légèrement concave vers le haut, puis une portion bien rectiligne, puis une branche dont la pente diminue d'abord franchement puis de plus en plus lentement tout en demeurant positive.

On peut aussi tracer les caractéristiques en portant en ordonnées la variation relative de résistance

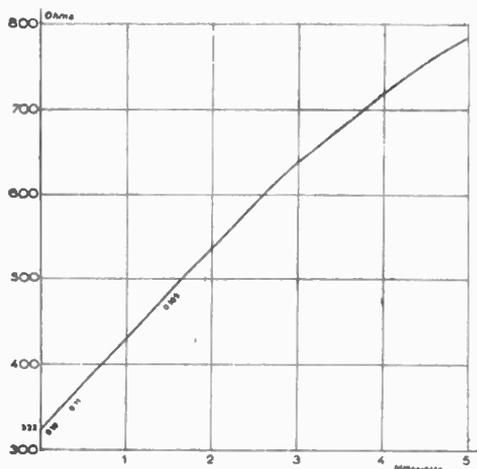


Fig. 2 ter. — Bolomètre de 30 mm. 3  $\mu$ . Caractéristique en courant continu. (La pente est indiquée le long de la courbe).

et en abscisses le carré du courant circulant dans le fil, ou une quantité proportionnelle, par exemple la quantité  $R_0 i^2$ .  $R_0$  étant la résistance à froid par unité de longueur. Dans cette représentation l'allure de la courbe demeure analogue, la concavité de la branche initiale étant seulement plus prononcée.

De toutes manières on remarque que la branche rectiligne intermédiaire est d'autant plus étendue que le fil est plus long et plus épais.

#### Équilibre thermique du fil en courant continu.

C'est un problème classique de transmission de la chaleur ; si l'on ne tient compte que de la con-

duction thermique dans le fil, on a l'équation simplifiée :

$$KS \frac{d^2 \theta}{dx^2} + R_0 i^2 dx = 0 \quad (1)$$

$K$  conductibilité thermique du platine : 0,7 watts/cm<sup>2</sup>/degré ;

$S$  section du fil ;

$R_0$  résistance à froid par unité de longueur ;

$\theta$  excès de température de l'élément de fil par rapport à la température ambiante.

La solution de cette équation est :

$$\theta = \frac{R_0 i^2}{2KS} (l^2 - x^2) \quad (2)$$

$l$  étant la demi longueur du fil ;

$x$  étant l'abscisse comptée à partir du milieu du fil ;

et l'effet bolométrique étant de la forme :

$$R = R_0 (1 + \alpha \theta) \quad (3)$$

$\alpha = 0,0037$  ohms par degré ;

on trouve finalement pour l'effet global :

$$R' = 2l R_0 + R_0 \alpha \int_{-l}^{+l} \theta dx \quad (4)$$

ou en posant :

$$R'_0 = 2l R_0$$

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha R_0 i^2 l^2}{3KS} = \frac{\alpha W L}{12KS} \quad (L \text{ étant la longueur totale du fil}) \quad (5)$$

Cette solution, qui correspondait à une caractéristique linéaire, ne rend pas compte de la concavité initiale et ne correspond pas du tout à l'ordre de grandeur de la perte relevée expérimentalement.

En représentant le rayonnement thermique par un terme de la forme  $\gamma \theta$ , avec :

$\gamma = 4 \pi d \sigma \varepsilon T_0^3 = 10^{-8}$  watts/cm<sup>2</sup> pour un fil de 1  $\mu$ .

$d$  : diamètre de fil ;

$\sigma$  : constante de Stéphan-Boltzmann 5,73  $10^{-12}$  watts/cm<sup>2</sup> ;

$\varepsilon$  : 0,05 pouvoir émissif total du platine ;

$T_0$  : température ambiante ;

on trouve une équation de la forme :

$$KS \frac{d^2 \theta}{dx^2} - \gamma \theta + R_0 i^2 = 0 \quad (6)$$

dont la solution :

$$\theta = \frac{R_0 i^2}{\gamma} \left( 1 - \frac{\text{ch } kx}{\text{ch } kl} \right) \text{ avec } k^2 = \frac{\gamma}{KS} \quad (7)$$

est une chaînette très voisine de la parabole solution de l'équation (1).

L'effet bolométrique total serait alors représenté par :

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha R_0 i^2}{\gamma} \left( 1 - \frac{\text{th } kl}{kl} \right) \quad (8)$$

qui serait encore linéaire est qui correspondrait à une pente très peu inférieure à celle de l'équation (5) et de l'ordre de dix fois plus grande que celle de la caractéristique expérimentale relevée (voir tableau I).

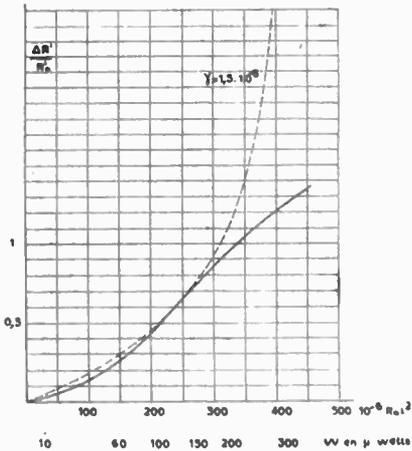


Fig. 3. — Bolomètre de 3 mm. 1 μ

La cause supplémentaire de refroidissement du fil doit être recherchée dans un échange thermique entre le fil et les molécules de gaz existant encore dans le vide imparfait qui règne dans l'ampoule. La fermeture d'une ampoule très petite, comme est celle de ces bolomètres, rend en effet à peu près inévitable une légère détérioration du vide qui avait été réalisé avant coupure de la tubulure.

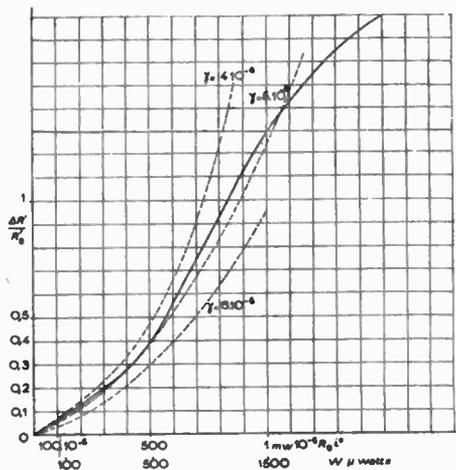


Fig. 4. — Bolomètre de 7 mm. et 3 μ

Nous allons supposer que cet échange peut être inclus dans le coefficient  $\gamma$ , c'est à dire que nous le supposons lui aussi, proportionnel à la différence de température  $\theta$ . Nous tiendrons compte aussi, dans l'équation complète, de l'effet bolométrique lui-même, c'est-à-dire que nous écrirons l'apport de chaleur dans l'élément de volume sous sa forme exacte  $Ri^2 = R_0 (1 + \alpha \theta) i^2$  (où la seule hypothèse qui subsiste encore est celle de la linéarité de l'effet bolométrique).

Dans ces conditions l'équation complète de l'équilibre thermique peut s'écrire :

$$KS \frac{d^2 \theta}{dx^2} - \gamma \theta + R_0 (1 + \alpha \theta) i^2 = 0 \quad (9)$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$KS \frac{d^2 \theta}{dx^2} - (\gamma - \alpha R_0 i^2) \theta + R_0 i^2 = 0 \quad (10)$$

dont la solution est :

$$\theta = \frac{R_0 i^2}{\gamma - \alpha R_0 i^2} \left( 1 - \frac{\text{ch } \mu x}{\text{ch } \mu l} \right) \quad (11)$$

avec :

$$\mu^2 = \frac{\gamma - \alpha R_0 i^2}{KS}$$

Il est bien entendu que nous admettons que l'on a :

$$\gamma > \alpha R_0 i^2$$

le contraire signifierait en effet que l'élément de fil reçoit, du fait de l'effet bolométrique un excès de chaleur supérieur aux pertes autres que la conduction.

De même que précédemment, l'intégration étendue à tout le fil, donne :

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha R_0 i^2}{\gamma - \alpha R_0 i^2} \left( 1 - \frac{\text{th } \mu l}{\mu l} \right) \quad (12)$$

Les courbes 3, 4 et 5 représentant, d'une part en traits pleins, les caractéristiques expérimentales, d'autre part en traits interrompus les courbes représentatives de la fonction (12). La coïncidence entre les deux courbes est très bonne pour les valeurs

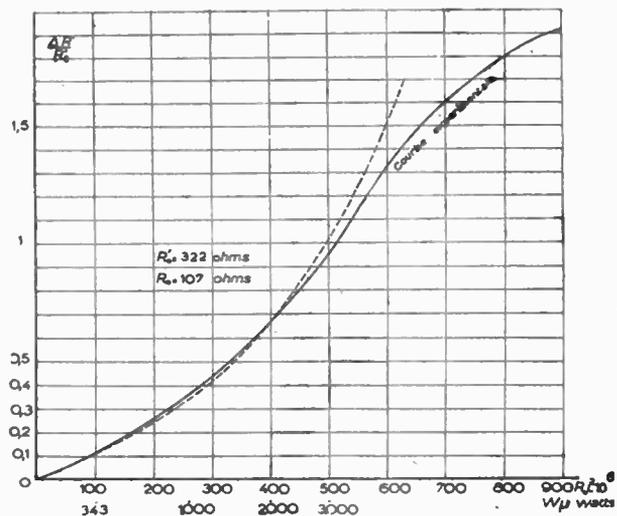


Fig. 5. — Bolomètre de 30 mm. 3 μ

de  $\gamma$  et jusqu'aux puissances limites rassemblées, pour tous les bolomètres étudiés, dans les valeurs du tableau I. Ces puissances limites, au delà desquelles la coïncidence cesse d'être aussi bonne, correspondent toutes à une température de l'ordre de 120° au dessus de la température ambiante.

Tableau I

Bolomètres	Pente théorique	Pente max. mesurée	$\gamma$	Wm	$\theta_m$
3 mm 1 $\mu$	8 ohms/ $\mu$ w.	3	$1,5 \cdot 10^{-6}$	150 $\mu$ W	125°
7 mm 1 $\mu$	36 —	7	$1,1 \cdot 10^{-6}$	100 $\mu$ W	117°
30 mm 1 $\mu$	170 —	1	$5 \cdot 10^{-6}$	600 $\mu$ W	125°
7 mm 3 $\mu$	0,4 —	0,1	$5 \cdot 10^{-6}$	500 $\mu$ W	130°
13 mm 3 $\mu$	1 —	0,1	$3 \cdot 10^{-6}$	500 $\mu$ W	150°
30 mm 3 $\mu$	2,2 —	0,1	$2,5 \cdot 10^{-6}$	2,5 mW	135°

Dans ce tableau la pente théorique est celle déduite de l'équation (5), la pente mesurée est celle de la partie rectiligne de la caractéristique, en ohms par micro watt. La valeur de  $\gamma$  est celle déduite de la comparaison des courbes théoriques et expérimentales.

### 3. — Influence du degré de vide.

Les résultats obtenus prouvent que, dans les six bolomètres que nous avons étudiés, le refroidissement du fil était provoqué de façon très prépondérante, par l'échange thermique entre la surface du fil et les molécules de gaz encore présentes dans l'ampoule. Il est naturel de penser que cet échange diminuerait d'importance si le vide était plus poussé, et que, par conséquent, la caractéristique du bolomètre présenterait une pente de plus en plus grande au fur et à mesure que le vide s'améliorerait.

Nous avons vérifié expérimentalement ce fait sur des bolomètres de 7 mm 3  $\mu$  disposés, le long de la même tubulure, sur un bâti de pompage : une jauge à ionisation permettait de contrôler le degré de vide entre  $10^{-6}$  et  $10^{-3}$  mm Hg.

Comme on le voit sur la figure 6, on a constaté au cours de ces essais, et d'une façon particulièrement nette, que la courbe caractéristique (me-

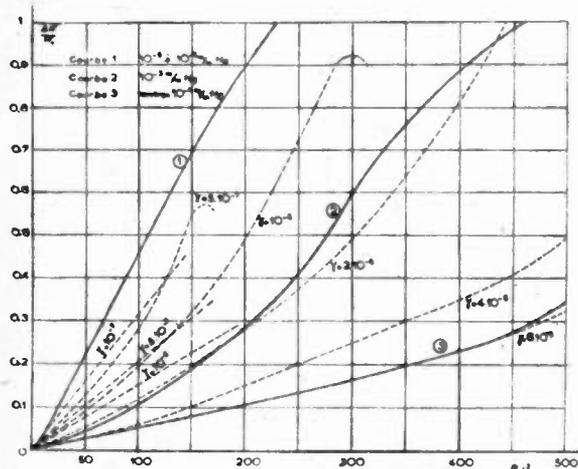


Fig. 6. — Caractéristiques d'un bolomètre de 7 mm. 3  $\mu$  de  $10^{-2}$  à  $10^{-6}$  mm. Hg.

surée au 1/10 d'ohm) ne varie pas du tout quand le vide varie entre  $10^{-6}$  mm Hg et  $10^{-4}$  mm Hg. Lorsque le vide remonte au-dessus de  $10^{-4}$  mm Hg on constate une diminution de sensibilité et l'on relève alors des courbes telles que la courbe II

qui correspond à  $10^{-3}$  mm Hg. Enfin lorsque l'on coupe la tubulure et que l'on scelle le queuebot de l'enveloppe, et que l'on mesure la caractéristique du bolomètre fermé, on obtient une caractéristique encore moins bonne, telle que la courbe III. Le vide doit être alors de l'ordre de  $10^{-1}$  à  $10^{-2}$  mm Hg avec le procédé de fabrication actuel.

Sur la figure 6, on a porté la variation relative de résistance en fonction de la quantité  $R_0 i^2$ . Nous avons pu, ainsi, juxtaposer sur le même graphique, la famille des courbes représentatives de la fonction (12) (en traits interrompus) avec le coefficient d'échange  $\gamma$  comme paramètre.

On voit que la courbe  $\gamma = 2 \cdot 10^{-6}$  correspond très sensiblement (jusqu'à  $R_0 i^2 = 200 \cdot 10^{-6}$ ) à la courbe caractéristique obtenue à  $10^{-3}$  mm Hg, alors que la courbe  $\gamma = 6 \cdot 10^{-6}$  correspond aussi, mais jusqu'à  $400 \cdot 10^{-6}$ , à celle obtenue pour le bolomètre fermé.

Au delà de  $10^{-3}$  mm Hg, la limite de validité de la fonction (16) diminue rapidement (puisque  $\gamma - \alpha R_0 i^2$  devient vite négatif) et c'est alors la fonction simplifiée (8) :

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha R_0 i^2}{\gamma} \left( 1 - \frac{\text{th } l \sqrt{\frac{\gamma}{KS}}}{l \sqrt{\frac{\gamma}{KS}}} \right)$$

qui rend compte des caractéristiques relevées, tout au moins jusque vers  $R_0 i^2 = 200 \cdot 10^{-6}$ . Quelques unes de ces droites sont représentées, sur la figure (6) en traits mixtes. =

Enfin, toujours jusqu'à  $R_0 i^2 = 200 \cdot 10^{-6}$ , la courbe relevée pour  $10^{-4}$  mm Hg, et au-dessous, correspond exactement à la droite.

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha W L}{12 K S'} \quad (9)$$

Les phénomènes que nous venons de mettre en évidence ne sont autres — bien entendu — que ceux qui servent de principe même à la jauge de Pirani. Or, on sait que celle-ci fonctionne dans des conditions de bonne sensibilité pour des degrés de vide intermédiaires entre le régime moléculaire pur et le régime visqueux, et ces conditions se rencontrent précisément entre  $10^{-2}$  et  $10^{-4}$  mm Hg. Dans cette région, de  $10^{-2}$  à  $10^{-4}$  mm Hg, le coefficient  $\gamma$ , qui est proportionnel à la conductibilité thermique du gaz enfermé dans l'enveloppe, varie de  $10^{-7}$  à  $10^{-5}$  environ, exprimé en watts par  $\text{cm}^2$  et par degré, pour un fil de platine de 3  $\mu$ .

Au point de vue de la construction des bolomètres, la vérification à laquelle nous nous sommes livrés, se révèle d'un grand intérêt puisqu'elle nous apprend de façon précise, la limite à partir de laquelle il devient sans intérêt d'essayer d'améliorer le vide réalisé dans l'ampoule. Cette limite est de  $10^{-4}$  mm Hg. Elle n'est pas facile à atteindre à cause des faibles dimensions de l'ampoule et des rentrées d'air inévitables au moment de la fermeture du queuebot.

On voit que la sensibilité maximum théorique peut être atteinte, à la condition de réaliser ce vide et de réaliser une construction qui maintienne ce vide.

#### 4. — Equilibre thermique du fil en haute fréquence.

Pour effectuer cette étude nous nous placerons dans les conditions de fonctionnement d'un wattmètre réel utilisant tel ou tel de nos bolomètres.

Ces conditions sont les suivantes :

Le bolomètre étant placé dans une branche d'un pont de Wheatstone, celui-ci se trouve en équilibre et l'on connaît par conséquent la résistance du bolomètre et la puissance continue qu'il absorbe. Sur la courbe caractéristique nous nous trouvons en un point  $P_0$  qui caractérise les conditions initiales. La distribution de température le long du fil est :

$$i_0 = \frac{R_0 i_0^2}{\gamma - \alpha R_0 i_0^2} \left( 1 - \frac{\text{ch } \mu x}{\text{ch } \mu l} \right) \quad (11)$$

solution de l'équation :

$$KS \frac{d^2 \theta}{dx^2} - (\gamma - \alpha R_0 i_0^2) + R_0 i_0^2 = 0 \quad (10)$$

$i_0$  étant le courant continu traversant le bolomètre,  $R_0$  sa résistance à froid.

Pour des raisons assez claires, dès maintenant, et qui seront précisées dans l'étude de la réalisation du wattmètre, il y a intérêt à choisir  $P_0$  sur la ca-

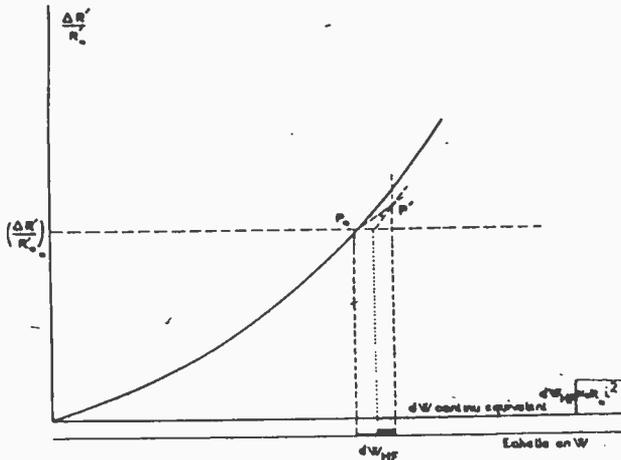


Fig. 7. — Principe de la mesure de puissance H.F. par le wattmètre.

caractéristique, à l'endroit où la pente est maximum, sans dépasser par conséquent, les limites de validité de la loi théorique :

$$\frac{\Delta R'}{R'_0} = \frac{\alpha R_0 i^2}{\gamma - \alpha R_0 i^2} \left( \frac{1 - \text{th } \mu l}{\mu l} \right) \quad (12)$$

Nous sommes donc au point  $P_0$  sur la figure 7.

Envoyons maintenant une certaine puissance H.F. et supposons que  $dW$  soit la puissance H.F. réellement absorbée par le fil. La distribution de température le long du fil va différer de la répartition initiale traduite par la courbe (12).

Si nous connaissons cette répartition nouvelle  $\theta^1(x)$  nous pouvons en déduire ; par intégration, au besoin par intégration graphique, la nouvelle valeur de  $\frac{\Delta R'}{R'_0}$  c'est-à-dire  $\left( \frac{\Delta R'}{R'_0} \right)_{\text{HF}}$ . La nou-

velle valeur de  $\left( \frac{\Delta R'}{R'_0} \right)$  et la valeur de la puissance totale absorbée par le fil  $W_0 + dW$  déterminent un nouveau point sur la figure 7, qui peut se trouver ou non sur la caractéristique du bolomètre. S'il ne s'y trouve pas, cela veut dire que la même puissance, absorbée en courant continu ou en haute fréquence, ne fait pas varier la résistance de la même quantité.

Soit  $P'$  le nouveau point, la mesure au wattmètre consiste à ramener le bolomètre à sa résistance initiale en diminuant le courant continu qui le traverse. En faisant cette manœuvre on va se déplacer sur une courbe parallèle à la caractéristique jusqu'à recouper la parallèle à l'axe des abscisses, passant par le  $\frac{\Delta R'}{R'_0}$  initial.

Si  $P'$  est au-dessous de la courbe caractéristique, une puissance continue  $-dW_0$  inférieure à  $dW$  suffira pour ramener le bolomètre à sa résistance initiale. Le wattmètre lira une puissance trop faible.

Si  $P'$  est au-dessus de la courbe caractéristique, une puissance continue  $-dW_0$  supérieure à  $dW$  sera nécessaire et le wattmètre lira une puissance trop grande.

L'erreur sera donc déterminée graphiquement, comme le principe en a été exposé ci-dessus, et illustré sur la figure 7. Pour des puissances H.F. petites devant  $w_0 = R_0 i_0^2$  la portion de caractéristique au-delà de  $P_0$  peut être assimilée à une droite et l'erreur relative commise par le wattmètre est seulement égale au rapport des aires situées, d'une part entre la courbe  $\theta_0(x)$  et  $\theta^1(x)$  et d'autre part entre la courbe  $\theta_0(x)$  et  $(\theta_0 + d\theta_0)(x)$ , cette dernière correspondant à la puissance continue  $w_0 + dw_0$  avec  $dw_0 = (dw)$  H.F.

Pour nous permettre d'écrire l'équation de l'équilibre thermique du fil en ondes centimétriques, dont la solution nous donnera la distribution  $\theta^1(x)$ , nous devons connaître la distribution du courant efficace le long du fil. Cette distribution dépend de la position du fil par rapport aux vecteurs champs de l'onde incidente et par rapport aux obstacles voisins. Notre bolomètre, dans le montage que nous avons réalisé, fait partie du conducteur intérieur d'un tronçon de ligne coaxiale, traversant un guide rectangulaire, de manière à réaliser une transition adaptée coaxial à guide d'onde, selon les principes préconisés par Slater. L'adaptation d'impédance est réalisée par un piston terminal dans le guide d'onde, qui fait varier la résistance apparente de rayonnement du fil, et par un piston disposé dans le coaxial pour annuler les réactances en série avec le fil. Nous admettons que la distribution de courant est sensiblement sinusoïdale le long du fil et, grâce au dimensionnement du tronçon de coaxial inférieur (figure 8) et à l'emplacement du court-circuit ca-

pacitif en mica, nous nous sommes efforcés de fixer au niveau de la paroi inférieure du guide la position d'un ventre de courant I.

Dans ces conditions, la puissance absorbée par le fil en HF est :

$$dw_{HF} = \int_{-l}^{+l} R_0 (1 + \alpha \theta) I \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) dx \quad (13)$$

$\theta$  étant la solution de l'équation d'équilibre thermique en ondes centimétriques qui s'écrit :

$$K S \frac{d^2 \theta}{dx^2} - \gamma \theta + R_0 (1 + \alpha \theta) \left[ i_0^2 + I^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) \right] = 0$$

ou :

$$(14) \quad K S \frac{d^2 \theta}{dx^2} - \left[ \gamma \theta - \alpha R_0 i_0^2 - \alpha R_0 I^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) \right] + R_0 \left[ i_0^2 + I^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) \right] = 0$$

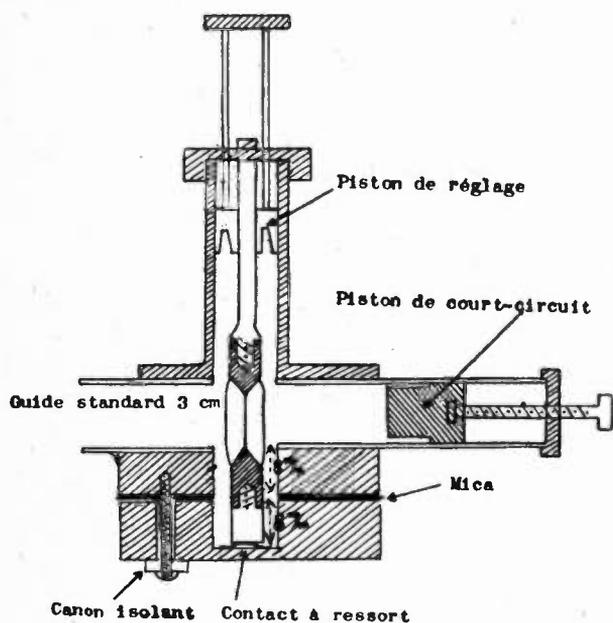


Fig. 8. — Montage du bolomètre de 7 mm en vraie grandeur

Si la puissance  $dw$  n'est pas trop élevée, l'intégrale (13) peut être calculée par approximations avec une précision de 1/100 facilement. Ce calcul donne  $(dw)_{HF}$  sous la forme d'une somme de trois termes :

$$dw_{HF} = dw_1 + dw_2 + dw_3 \quad (15)$$

avec :

$$dw_1 = \frac{1}{2} R_0 I_0^2 \left[ x + \frac{\lambda}{4\pi} \sin \frac{4\pi}{\lambda} (x - z) \right]_{-l}^{+l}$$

$$dw_2 = \alpha \frac{R_0 i_0^2}{\gamma - \alpha R_0 i_0^2} dw_1$$

$$dw_3 = - R_0 I^2 \frac{dw_2}{dw_1} \frac{1}{4 \mu \operatorname{ch} \mu l} \left[ \operatorname{sh} \mu x \right]_{-l}^{+l} 2 + \omega \frac{4\pi}{\lambda} (x - z) + \frac{4\pi}{\lambda \mu} \left[ \frac{\sin \frac{4\pi}{\lambda} (x - z)}{\operatorname{th} \mu x} \right]_{-l}^{+l}$$

La valeur de  $I$  correspondant à une certaine valeur de  $(dw)_{HF}$ , peut être ainsi connue, et l'équation (14) écrite sous forme numérique, pour un bolomètre donné, en utilisant pour  $\gamma$  la valeur déterminée par l'expérience en courant continu. Nous sommes sûrs que, dans ces conditions, l'écriture de l'équation (14) correspond bien à la réalité physique

La résolution directe de l'équation (14) par une méthode analytique serait longue et pénible. Nous avons préféré la résoudre par une méthode analogique qui présente l'avantage de donner une image assez suggestive des phénomènes réellement mis en jeu. Cette méthode analogique se prête mieux aussi à la résolution en série d'un grand nombre de cas particuliers.

Elle repose sur l'analogie suivante :

Décomposons le fil du bolomètre en un certain nombre d'éléments de longueur individuelle  $\epsilon$ , représentés sur la figure 9 par les éléments de cylindre  $M_1 M_0, M_0 M_{+1}, \dots$ , et représentons chaque élément de fil  $\epsilon$  par une conductance  $\sigma$ .

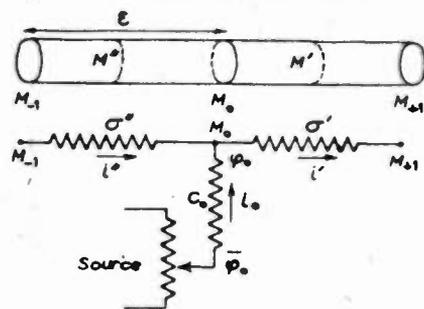


Fig. 9

Branchons à chaque point  $M_0$  une conductance  $C_0$  dont l'autre extrémité peut être portée à un potentiel  $\bar{\varphi}_0$ . Désignons par  $\varphi_0, \varphi_{-1}, \varphi_{+1}$ , le potentiel mesuré aux points  $M_0, M_{-1}, M_{+1}$ . On a :

$$i'' - i' = i_0$$

qui peut s'écrire :

$$\sigma'' (\varphi_{-1} - \varphi_0) - \sigma' (\varphi_0 - \varphi_{+1}) = (\varphi_0 - \bar{\varphi}_0) C_0 \quad (16)$$

et, en assimilant l'élément  $\epsilon$  à un élément infiniment petit du fil on peut écrire l'équation ci-dessus sous la forme :

$$-\sigma'' \epsilon \left( \frac{d\varphi}{dx} \right)_{M''} + \sigma' \epsilon \left( \frac{d\varphi}{dx} \right)_{M'} = C_0 (\varphi_0 - \bar{\varphi}_0) \quad (17)$$

$M''$  et  $M'$  étant respectivement le milieu des segments  $M_{-1} M_0$  et  $M_0 M_{+1}$ . L'équation ci-dessus peut encore s'écrire :

$$\varepsilon^2 \frac{d}{dx} \left( \sigma \frac{d\varphi}{dx} \right) M_0 = C_0 (\varphi - \bar{\varphi}_0)$$

ou, si les  $\sigma$  sont tous pareils :

$$\varepsilon^2 \sigma \frac{d^2 \varphi}{dx^2} = C (\varphi - \bar{\varphi}) \quad (18)$$

L'équation ci-dessus peut être identifiée à l'équation (14) que nous pouvons résoudre en posant :

$$(19) \quad \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon^2 \sigma = SK \\ C = \gamma - \alpha R_0 i_0^2 - \alpha R_0 l^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) \\ \bar{\varphi} = \frac{R_0 i_0^2 + R_0 l^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z)}{C} \end{array} \right.$$

l'ensemble des équations (19) nous sert de base pour établir notre montage analogique. Celui-ci est exactement conforme au schéma électrique de la figure 9 et comporte une série de 10 résistances, par exemple de 1 000 ohms, exactes à 1 ohm près, qui représentent les éléments du fil. Les conductances  $C$  sont des potentiomètres de 10 000 ohms, montés en rhéostats, et de très bonne qualité. On

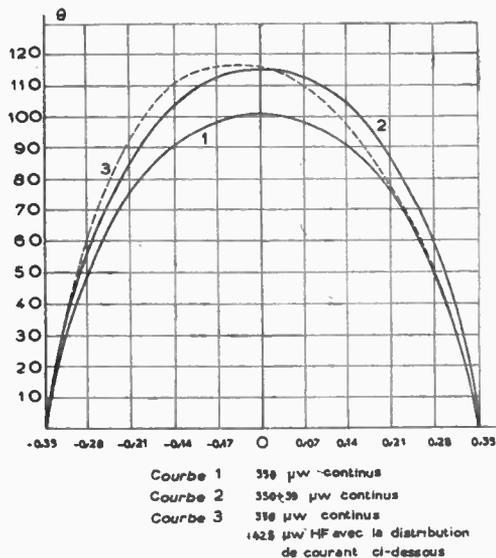


Fig. 10. — Bolomètre de 7 mm. 3  $\mu$ . Distribution de la température

a pris des potentiomètres logarithmiques que l'on utilise du côté le plus favorable selon la résistance à mettre en jeu. Pratiquement on a constaté qu'ils peuvent être réglés à mieux que 10 ohms près. L'extrémité supérieure des potentiomètres est réunie au curseur d'un autre potentiomètre qui sert à placer le  $\bar{\varphi}$ , par comparaison avec une résistance étalonée de précision, qui sert de référence des

potentiels. Tous ces potentiomètres servant à placer les  $\bar{\varphi}$  sont alimentés en parallèles par la source.

La marche à suivre est donc celle-ci :

Etant donné un bolomètre et le point initial choisi, on réalise un premier montage analogique

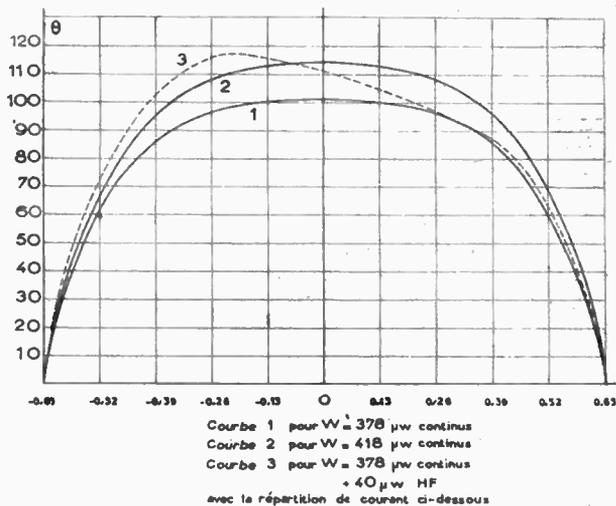


Fig. 11. — Bolomètre de 13 mm. 3  $\mu$ . Répartition de la température

destiné à fournir la distribution de température initiale  $\theta_0(x)$ .

$$\text{On a donc : } \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon^2 \sigma = KS \\ C_0 = \gamma - \alpha R_0 i_0^2 \\ \bar{\varphi}_0 = \frac{R_0 i_0^2}{C_0} \end{array} \right.$$

Tous les  $C_0$  et tous les  $\bar{\varphi}_0$  sont identiques (le courant est uniforme le long du fil). On mesure donc une certaine distribution  $\varphi(x)$  qui correspond à  $\theta_0(x)$ . Mais comme on a :

$$\theta_0(x) = \frac{R_0 i_0^2}{\gamma \alpha R_0 i_0^2} \left( 1 - \frac{\text{ch } \mu x}{\text{ch } \mu l} \right)$$

on peut vérifier l'exactitude du montage et sa précision de mesure en comparant la courbe mesurée  $\varphi(x)$  à la courbe théorique ci-dessus. La précision est de 1/10 degré sur la majeure partie du fil et 1° seulement sur les bord du fil où la température

varie très vite (précision relative de  $\frac{1}{1000}$  et de  $\frac{1}{100}$ ).

On réalise ensuite le nouveau montage correspondant à l'addition de la H. F. Pour cela chaque  $C_0$  et chaque  $\bar{\varphi}$  doit être augmenté, chacun différemment suivant la loi.

$$C = C_0 - \alpha R_0 i^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z)$$

$$\bar{\varphi} = \frac{I}{C} \left[ R_0 i_0^2 + R_0 i^2 \cos^2 \frac{2\pi}{\lambda} (x - z) \right]$$

on mesure alors une nouvelle répartition  $\varphi_1(x)$  qui, à la même échelle que précédemment, représente  $\theta_1(x)$ , la répartition de température que nous cherchons. On trace la courbe  $\theta_1(x)$  et l'aire sous tendue nous permet de calculer la nouvelle valeur  $\left(\frac{\Delta R'}{R_0}\right) HF$  et de placer le point  $P'$  correspondant à la nouvelle situation du bolomètre.

On réalise enfin la répartition correspondant à la même puissance  $dw$ , mais ajoutée en courant continu. Cette courbe correspond à un montage où tous les  $C$  et tous les  $\varphi$  sont égaux et donnés par :

$$C'_0 = \gamma - \alpha R_0 (i_0^2 + d i_0^2)$$

$$\varphi'_0 = \frac{I}{C'_0} R_0 (i_0^2 + d i_0^2)$$

avec :  $R' d i_0^2 = dw$

Les figures 10, 11, 12 et 13 représentent le résultat de ces mesures respectivement pour les bolomètres de 7 mm 3  $\mu$ . de 13 mm 3  $\mu$  dans trois cas de répartition du courant et de 30 mm 3  $\mu$  dans deux cas de répartition du courant. Les courbes en traits pleins correspondent à la distribution de

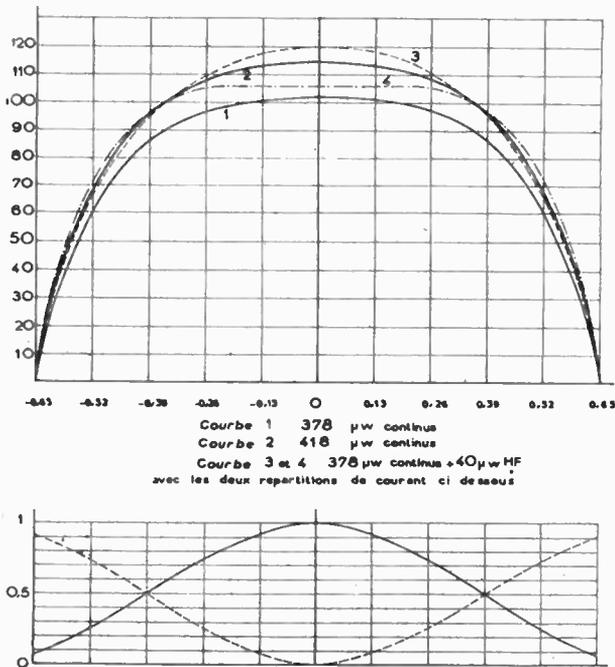


Fig. 12. — Bolomètre de 13 mm. 3  $\mu$ . Répartition de la température

en courant continu. les courbes en traits interrompus aux répartitions en ondes centimétriques. On voit que les erreurs commises peuvent être assez considérables. Le résultat obtenu pour le bolomètre de 3 mm 1  $\mu$  montre au con-

traire que la courbe de répartition de température en ondes centimétriques coïncide, à quelques dixièmes de degrés, avec celle obtenue en courant continu, et cela pour des puissances mesurées pouvant atteindre 40 à 50 microwatts, le bolomètre étant alimenté par une puissance continue de 100 microwatts dans un état d'équilibre.

Si l'on se reporte à l'étude de Bleaney (1), dont les résultats ont, depuis, été fréquemment utilisés

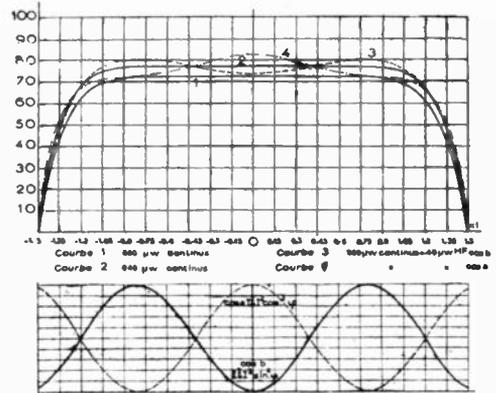


Fig. 13. — Bolomètre de 30 mm. 3  $\mu$ . Répartition de la température le long du fil.

dans les laboratoires, on pourra constater que nos résultats en diffèrent notablement.

Cela est dû au fait que les répartitions de température supposées par l'étude de Bleaney étaient le résultat de l'hypothèse que le rayonnement et les autres pertes le long du fil étaient négligeables de-

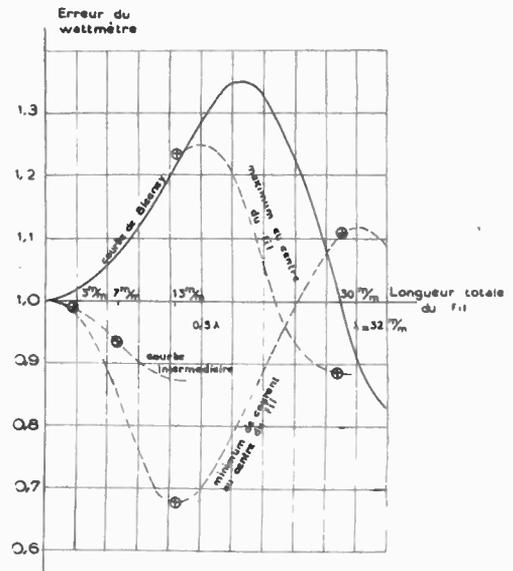


Fig. 14. — Synthèse des résultats

vant le refroidissement dû aux bouts. Ces répartitions de température avaient, en conséquence, une forme parabolique, alors que les nôtres, dès que le fil est long, sont des chaînettes très aplaties.

Nous avons tenté de rassembler sur la figure 14 l'ensemble de nos résultats, et nous avons fait figurer sur cette figure, la courbe donnée par Bleaney pour le cas d'un maximum de courant au centre

du fil. Nos courbes ne sont pas exactement symétriques par rapport à l'axe des abscisses et c'est vers  $0,75$  ou  $0,8 \lambda$  qu'il faut placer la première racine et non pas au point  $0,94 \lambda$ . L'utilisation de fils relativement longs semble peu sûre à moins que l'on puisse être très sûr de la position géométrique des maximum de courant, ce qui n'est pas très facile. De toutes manières le wattmètre réalisé avec un fil de  $0,8 \lambda$ , par exemple, sera susceptible de donner des mesures absolues dans une bande de fréquences très étroite, alors que le bolomètre de  $0,1 \lambda$  n'est pas sujet à cet inconvénient. Ainsi que nous y reviendrons dans la conclusion c'est donc pour un bolomètre court que nous optons, d'une façon générale et dans la mesure, bien entendu, où la longueur d'onde est suffisamment grande pour en permettre la réalisation.

6. — Réalisation pratique du wattmètre.

Nous allons décrire cette réalisation pour le cas particulier du bolomètre de  $3 \text{ mm } 1 \mu$  dont la résistance à froid est de  $400 \text{ ohms}$  et devient égale à  $600 \text{ ohms}$  pour une puissance continue absorbée de  $100 \text{ microwatts}$ , qui correspond au point de fonctionnement le plus intéressant.

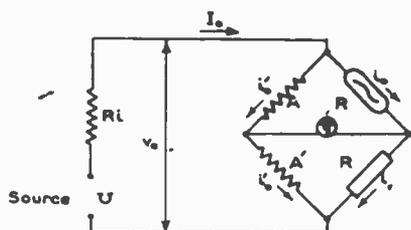


Fig. 15

¶ Ce bolomètre est inséré dans un pont de Wheatstone que nous supposons d'abord en équilibre, avec les courants et tensions de la figure 15, (et en supposant  $A = A'$ , la résistance  $R$  pouvant être différente de  $A$ ).

Lorsque l'effet bolométrique  $\Delta R$  se produit, tous les courants et toutes les tensions changent de valeur et il apparaît un courant de déséquilibre  $i_g$  (fig. 16).

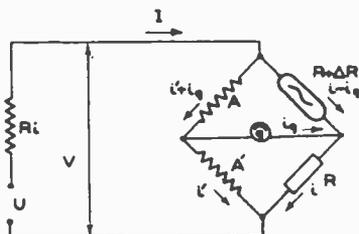


Fig. 16

Les conditions que doit remplir le pont, pour être sensible et juste sont :

- 1° que  $i_g$  soit maximum pour un  $\Delta R$  donné :
- 2° Que l'on ait :

$$(R_0 + \Delta R) (i - i_g)^2 = R_0 i_0^2$$

On peut s'abstenir de remplir la seconde condition (condition de justesse) mais alors le wattmètre

ne sera plus à lecture directe. Il faudra réaliser alors, soit une mesure du courant circulant dans la branche bolométrique (montage de la figure 17) soit compléter le pont par un circuit d'étalonnage permettant d'introduire une variation de puissance continue comme dans la branche bolométrique (montage

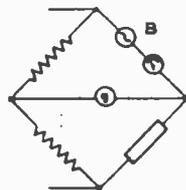


Fig. 17

préconisé par M. Loeb, ou montage utilisé précisément dans notre réalisation et décrit ci-après). Dans les deux cas, après avoir constaté l'apparition du courant de déséquilibre  $i_g$ , sur le galvanomètre, il faudra précisément annuler ce courant  $i_g$  de manière à revenir à l'état d'équilibre initial. C'est une méthode de double pesée.

Pour certaines applications cependant (mesures d'atténuation, mesures de diagrammes de rayonnement) il est désirable d'utiliser un montage à lecture directe, c'est à dire juste. Le calcul montre alors que la résistance du réseau vue des bornes du bolomètre a pour valeur :

$$(20) \quad \rho i = \frac{Ri(A+g)(2A+R) + R(A+g)(2A+R)}{Ri(3A+R+g) + R(4A+R+2g) + 2A(A+g)}$$

Pour remplir la condition de justesse, il faut, d'après le théorème de Thévenin que  $\rho i$  soit égal à la résistance  $R$  du bolomètre. On trouve une solution pour le cas d'une alimentation à courant constant ( $Ri$  très grand). Cette solution est :

$$(21) \quad R = \sqrt{3A^2 + 2Ag} - A$$

On ne trouve pas de solution pour le cas d'une alimentation à tension constante ; il faudrait, pour en trouver une, utiliser un pont où les résistances  $A$  et  $A'$  soient inégales.

D'autre part, dans un pont alimenté par une source à courant constant, on trouve, avec les notations de la figure 16 :

$$(22) \quad i_g = \frac{I A \Delta R}{(A+R)(A+R+2g) + \Delta R(A+R+g)}$$

qui montre que l'indication reste linéaire tant que  $\Delta R$  reste faible.

Avec notre bolomètre de  $3 \text{ mm } 1 \mu$ , à la résistance de  $600 \text{ ohms}$ , correspondant à  $100 \mu \text{ watts}$  et à  $i_0 = 400 \mu \text{ A}$ , on trouverait, avec un galvanomètre de  $1\,200 \text{ ohms}$  de résistance interne (A. O. I. P.).

$$A = 200 \text{ ohms (solution de l'équation (21))}$$

$$I = 1,6 \text{ mA}$$

et, par exemple :

$$U = 9 \text{ volts}$$

$$Ri = 5\,000 \text{ ohms.}$$

Dans ces conditions on trouverait avec l'expression (22) :

$$iq = 1,5 \Delta R 10^{-7}$$

le galvanomètre ayant une sensibilité de  $3 \cdot 10^{-9}$  A/mm et comme pour  $\frac{1}{100}$  microwatt on a  $\Delta R = 0,02$  ohm, on trouve que :

$$iq = 3 \cdot 10^{-9} \text{ pour } \frac{1}{100} \text{ microwatt.}$$

C'est d'ailleurs ce que nous avons vérifié en envoyant un courant d'étalonnage correspondant à cette puissance.

On a pu vérifier, d'autre part, par quelques expériences pratiques en faisant varier la valeur de A, que l'on se trouvait très sensiblement au voisinage de la sensibilité maximum.

C'est avec ce pont, ainsi réalisé que l'on a effectivement mesuré une puissance de  $\frac{1}{100}$  microwatt

dans de bonnes conditions avec un générateur étalonné sur 3 cm<sup>2</sup>. Grâce à cette mesure on a pu d'ailleurs pousser jusqu'à ce niveau très faible l'étalonnage de l'atténuateur de ce générateur, qui utilise un guide au-dessous de la fréquence de coupure (voir figure 19).

Dans la réalisation pratique, pour les mesures de  $\frac{1}{100}$  de microwatt jusqu'à  $\frac{75}{100}$  le wattmètre est à lecture directe sur le galvanomètre A. O. I. P. du modèle de 1 200 ohms de résistance interne. Les résistances A sont alors de 200 ohms chacune.

Pour mesurer les puissances de 0,5 microwatts jusqu'à 50 microwatts le pont est légèrement modifié, par manœuvre d'un simple commutateur et le schéma qui est en service dans ces conditions

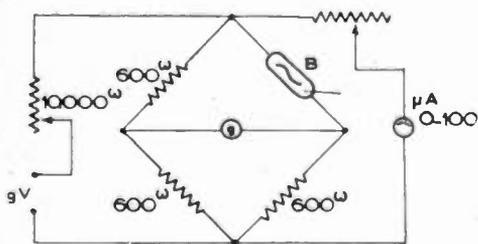


Fig. 18

est une adaptation de la méthode de M. Loeb au cas d'une alimentation à courant constant. Le wattmètre est alors à double pesée, le galvanomètre étant soit l'A. O. I. P. soit un millivoltmètre inclus dans le tableau.

La mesure se fait sur un microampèremètre de 0.100 uA (avec le zéro à gauche), un courant de 1 uA correspondant à une puissance de 1/2 uW. Le schéma du wattmètre dans cette seconde gamme est donné à la fig. 18. Les résistances A sont alors de 600 ohms.

On voit que la réalisation est, en définitive, plus simple encore qu'avec une alimentation à tension constante.

7. — Influence de la température ambiante.

L'utilisation du wattmètre de la figure 18, avec un bolomètre de 1 u, a montré que, même pour des mesures à la limite de sensibilité, on pouvait opérer sans dispositif spécial de stabilisation en fonction des variations de la température ambiante. Il suffit d'utiliser une remise au zéro indépendante du dispositif de lecture, et que l'on manœuvre avant d'effectuer une série de mesures.

Des expériences plus précises ont été faites dans une étuve pour étudier comment varie la caractéristique en fonction de la température ambiante.

Pour le bolomètre de 3 mm 1 u on a trouvé que la variation de résistance était de l'ordre de 2 ohms par degré. Elle est donc, en valeur absolue dix fois plus faible que la variation de résistance éprouvée par un thermistor, qui, dans les mêmes conditions, serait de 20 ohms par degré, alors que la sensibilité du thermistor est seulement de 0,25 ohms par microwatt.

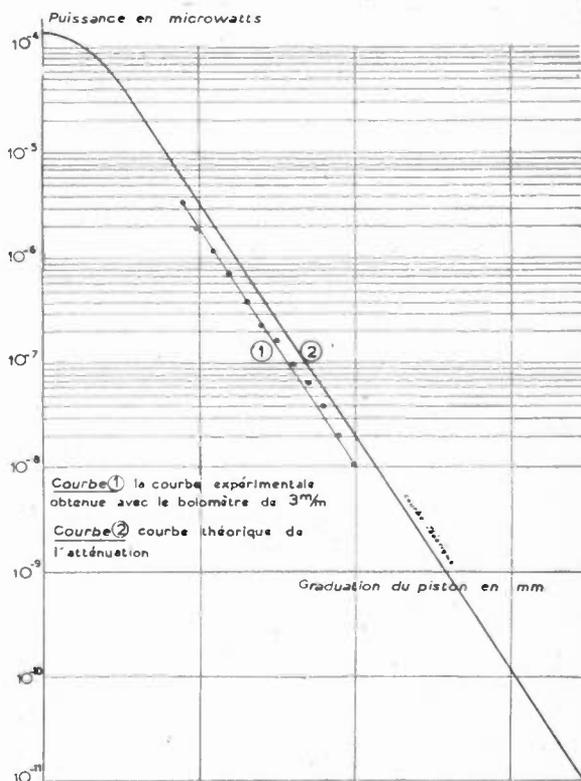


Fig. 19. — Etalonnage d'un atténuateur à guide au dessous de la coupure pour  $\lambda = 3,2$  cm. Courbe 1 : courbe expérimentale obtenue avec le bolomètre de 3 mm. Courbe 2 : courbe théorique de l'atténuation.

8. — Expériences de comparaison des bolomètres.

Ces expériences ont été réalisées en utilisant d'une part le bolomètre de 1 u, 3 mm et d'autre part les trois bolomètres de 3 u (ayant respectivement 7, 13 et 30 mm).

Le principe de la vérification est exactement celui de la balance : il consiste à envoyer simultanément

ment sur les deux bolomètres à comparer, la même puissance  $HF$ . Notre balance est ici le  $T$  magique, assemblage de guides dont la propriété essentielle, lorsqu'il est réglé, est précisément de partager en deux la puissance provenant de l'une de ses branches  $E$  ou  $H$  (voir figure 20 et photographie 21). Chaque bolomètre, adapté dans l'une des branches du  $T$ , et incorporé dans un wattmètre établi conformément aux méthodes étudiées plus haut, permet donc de mesurer la puissance qu'il reçoit. La comparaison des deux mesures doit nous faire retrouver les coefficients d'erreur théorique calculés. Pour parer aux imperfections mécaniques, inévitables, du  $T$ , on a recours à une méthode de double pesée, qui consiste, bien entendu, à intervertir les wattmètres.

L'adaptation d'impédance des bolomètres a exigé pour être vérifiée soigneusement, la mise au point d'un pont d'impédance utilisant, lui aussi, les propriétés du  $T$  magique. Un tel pont d'impédances est bien connu dans les laboratoires à ondes centimétriques. Il était nécessaire ici pour permettre

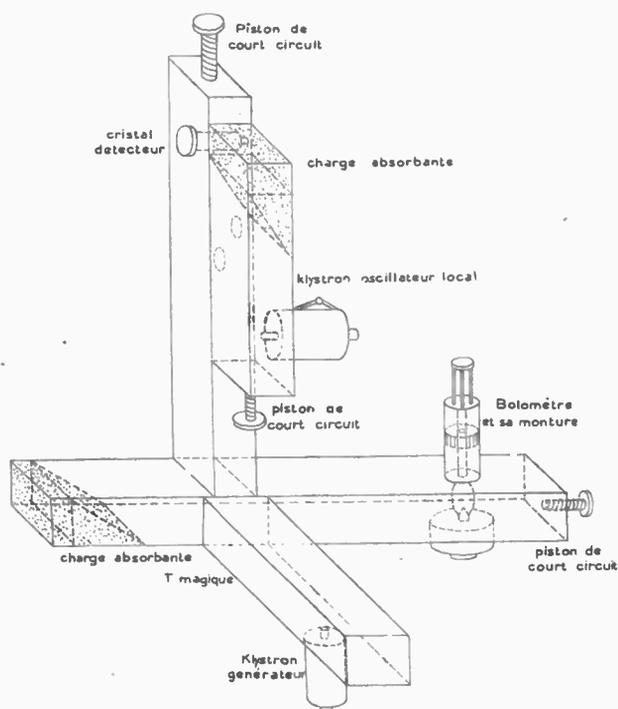


Fig. 20 — Vue schématique du montage d'adaptation et de comparaison des bolomètres.

de réaliser l'adaptation à un niveau de puissance très faible (10 microwatts) correspondant au niveau de la mesure à effectuer par la suite.

Le pont d'impédance réalisé, qui est représenté schématiquement à la figure 20, comportait, dans la branche  $H$ , un véritable récepteur superhétérodyne avec oscillateur local et cristal détecteur. Une charge sans réflexion dont le taux d'ondes stationnaires est inférieur à 1,1 est placée dans l'une des branches latérales du  $T$ . Le bolomètre monté dans l'autre des branches latérales du  $T$  recevait la moitié de la puissance  $HF$  envoyée dans la branche  $E$  (v. fig. 20).

Cette puissance était voisine de celle qui devait être mesurée avec précision dans l'expérience pro-

prement dite. La tension de sortie du récepteur avait été étalonnée, au préalable, en taux d'ondes stationnaires.

Il faut noter que nous avons dû réaliser un oscillateur local et un mélangeur particulièrement soignés dans le but que l'énergie réfléchie par le cristal et revenant sur le bolomètre soit négligeable devant l'énergie lui parvenant directement de la branche  $E$ . Cette dernière énergie étant de l'ordre de 10 microwatts seulement, les conditions à réaliser étaient assez sévères. Le couplage directif devait avoir une directivité supérieure à 40 db et le cristal devait être adapté à mieux que 1,1 de taux d'ondes stationnaires. Ces conditions ont pu être réalisées, pour la longueur d'onde de 3 cm 2 seulement, bien entendu, et à condition de ne plus toucher au cristal. Moyennant quoi, l'énergie provenant de l'oscillateur local et parvenant au bolomètre, était inférieure à 1/10 de microwatt. Nous avons pu d'ailleurs la mesurer avec le wattmètre sensible au 1/100 de microwatt. Elle variait d'une expérience à l'autre, entre 4/100 et 7/100 de microwatt.

Tous les bolomètres étant ainsi adaptés à un taux d'ondes stationnaires inférieur à 1,2, le montage réalisé comportait le même  $T$  magique, chacune des branches latérales étant terminée par l'un des deux bolomètres à comparer. La comparaison se faisait par double pesée; les deux puissances qui auraient dû être égales, différaient en réalité par un facteur de 1,14. Ce montage est représenté sur la photographie 21.

Les comparaisons suivantes ont été effectuées :

1° D'abord le bolomètre de 3 mm  $1 \mu$  par rapport à chacun des deux bolomètres de 3  $\mu$ , 7 mm et 13 mm.

2° Puis les comparaisons : bolomètre de 7 mm 3  $\mu$  avec bolomètre de 13 mm 3  $\mu$ , ce dernier étant placé de manière à réaliser la distribution de courant comportant un maximum au centre du fil (courbe III de la fig. 29).

3° Enfin la comparaison : bolomètre de 7 mm 3  $\mu$  avec bolomètre de 30 mm 3  $\mu$ , ce dernier étant alors placé dans le guide de 30 mm de hauteur, ce qui correspondrait en principe à la distribution de la courbe  $a$  de la figure 30.

Toutes ces comparaisons ont donné les résultats suivants :

1°	3 mm $1 \mu$	7 mm 3 $\mu$	13 mm 3 $\mu$
	10 microwatts	9,1 microwatt	9 microwatts
2°		7 mm 3 $\mu$	13 mm 3 $\mu$
		10 microwatts	13 microw. 5
3°		7 mm 3 $\mu$	30 mm 3 $\mu$
		10 microwatts	9 microwatts

Ces résultats sont des moyennes sur au moins trois observations avec double pesée. Les écarts étaient de l'ordre de 0,4 microwatts au maximum

pour les deux premières séries, de 0,9 au plus pour la troisième (vraisemblablement à cause des plus grandes difficultés d'adaptation).

Ils sont conformes, à mieux que  $\frac{1}{10}$ , aux résultats théoriques établis à la seconde partie et résumés dans les tableaux de la figure 31.

### Conclusions

Grâce à l'emploi d'atténuateurs, ou mieux, de couplages directifs, on peut, presque toujours, se ramener à la mesure de puissances de l'ordre du microwatt. Les bolomètres que nous avons utilisés

Remarquons enfin, que les résultats obtenus pourraient se révéler utiles, bientôt, pour construire des wattmètres absolus en ondes millimétriques : étant difficile alors d'utiliser des bolomètres courts devant la longueur d'onde, il deviendra nécessaire de se placer avec beaucoup d'exactitude, sur l'une des premières racines de la courbe de la figure 14.

Je prie toutes les personnes qui m'ont aidé dans le cours de ce travail de bien vouloir trouver ici l'expression de ma vive gratitude, et plus particulièrement :

Monsieur R. Barthélémy, membre de l'Institut, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour ses conseils.

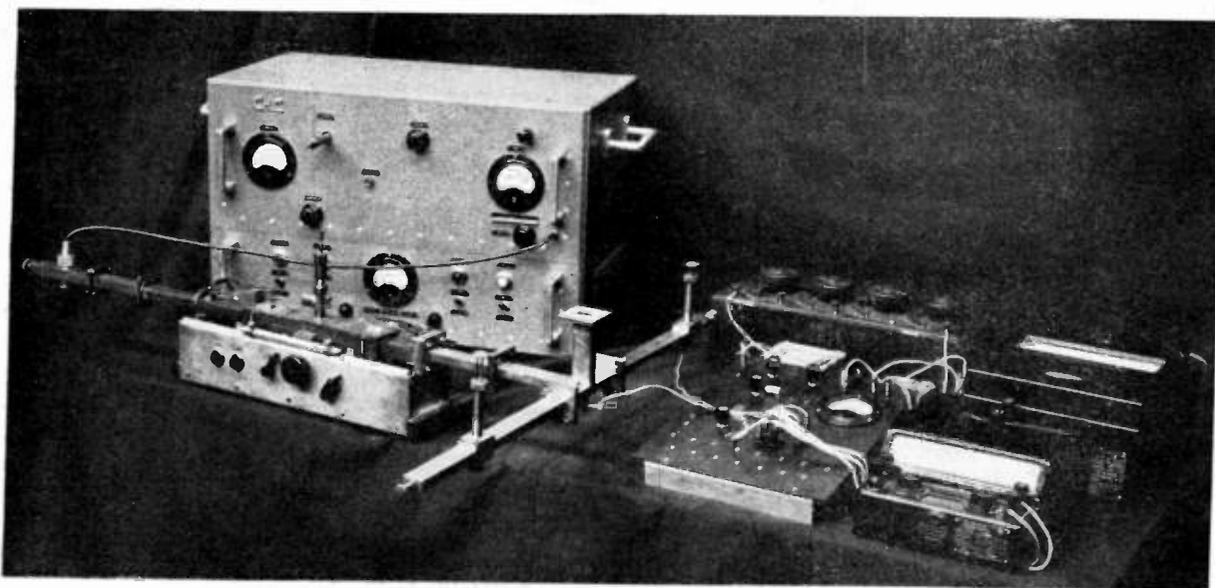


Fig. 21

trouvent là leur application, en permettant de réaliser, de façon très simple, un wattmètre qui est à lecture directe dans une gamme de 20 db, et à double pesée dans une gamme de 20 db décalée par rapport à la première. Les mesures peuvent se faire dans une gamme totale de 35 db ( $10^{-8}$  à  $5 \cdot 10^{-5}$  avec les bolomètres de  $1 \mu$  :  $10^{-7}$  à  $5 \cdot 10^{-4}$  avec les bolomètres de  $3 \mu$ ). La mesure de la puissance absolue est possible en prenant un fil de  $\frac{\lambda}{10}$  de long, en ondes centimétriques.

Il est possible de retrouver, par le calcul, la justification théorique des branches de caractéristiques correspondant aux températures plus élevées que les limites données au tableau I. Cette étude, que nous avons faite pour la branche rectiligne, en utilisant certains résultats obtenus par ailleurs (2), et qui a été effectuée par d'autres (3) pour la troisième branche, montre que des erreurs plus importantes encore peuvent intervenir si l'on utilise les fils bolométriques aux températures élevées, surtout au delà du second coude de la caractéristique.

Monsieur Malavard qui m'a fait bénéficier de sa longue expérience des questions d'analogie électrique.

La direction de la Compagnie des Compteurs, pour les facilités qui m'ont été offertes dans les laboratoires du département Télévision.

La direction des Établissements Néotron et Electron-Industrie chez qui les bolomètres ont été exécutés grâce à l'habileté technique de Monsieur Aubrée.

### BIBLIOGRAPHIE

1. -- B. BLEANEY. — Radio frequency power measurements by bolometer lamps at centimeter wavelength. *Journal of I. E. E.* Part III A Radiolocation pp. 1378-1382.
2. — E. PESKIN et E. WEBER. — D. C. thermal characteristics of microwave bolometers. *Review of Scientific Instruments*, Mars 1948.
3. — G. GAINSBOROUGH. — Some errors in microwaves milliwattmeters. *Journal of I. E. E.* part III. Juillet 1948, pp. 229-238.

# SUR LA THÉORIE DES AMPLIFICATEURS SEMI-DISTRIBUÉS

PAR

J.-L. STEINBERG

*Attaché de Recherches au C. N. R. S.*

*Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure*

On met en évidence les propriétés particulièrement intéressantes des amplificateurs distribués dans la gamme des largeurs de bande où les amplificateurs classiques donnent de bons résultats avec un nombre de tubes moindre. En particulier, on montre que le facteur de bruit des amplificateurs distribués est, dans ces conditions, meilleur de beaucoup que celui des meilleurs amplificateurs classiques. On montre qu'un amplificateur semi-distribué composé d'un étage d'entrée distribué suivi d'étages classiques permettrait d'augmenter considérablement la sensibilité des radiomètres U.H.F.

Dans un article récent (1), nous avons envisagé les méthodes propres à augmenter la largeur de bande des amplificateurs en perdant le moins possible sur leur facteur de bruit. La conclusion en était qu'il est possible par utilisation de la contre réaction par résistance et l'emploi de triodes montées en « cascade » de réaliser des amplificateurs moyenne fréquence de 50 mégahertz de largeur de bande et de facteur de bruit inférieur à 4. L'application en vue était la réalisation de moyennes fréquences pour un radiomètre U. H. F. La sensibilité de cet appareil deviendrait ainsi égale à 2/10 de degré sur la température de l'antenne supposée voisine de 300 degrés Kelvin.

Le présent article a pour but d'envisager une augmentation supplémentaire de largeur de bande sans augmentation corrélative du facteur de bruit. Il a semblé naturel de s'adresser à la technique nouvelle des amplificateurs distribués (2). De façon plus précise, notre intention est de comparer les amplificateurs distribués et les amplificateurs en cascade classiques dans la gamme des largeurs de bande où les amplificateurs distribués conduisent à employer un nombre de tubes supérieur à celui nécessaire par un amplificateur classique. Nous pouvons espérer améliorer le facteur de bruit d'un amplificateur à très large bande en augmentant le nombre des tubes utilisés dans l'étage d'entrée. L'exemple du circuit « cascade » montre que cela est possible dans certains cas. Nous renvoyons le lecteur à l'article fondamental (2) dû à Ginzton, Hewlett, Jasberg et Noe qui concerne la théorie des amplificateurs distribués. Il est clair, à la lecture de cet article, qu'au dessus d'une certaine largeur de bande, les amplificateurs distribués sont seuls à permettre une amplification supérieure à l'unité.

## L'amplificateur distribué.

Il semble inutile de tenter de résumer l'article précédemment cité. Il nous suffira de reproduire

les deux schémas ci-contre figures (1 et 2). Le premier montre le principe de l'amplificateur distribué. Le second montre la comparaison de l'ampli. dis-

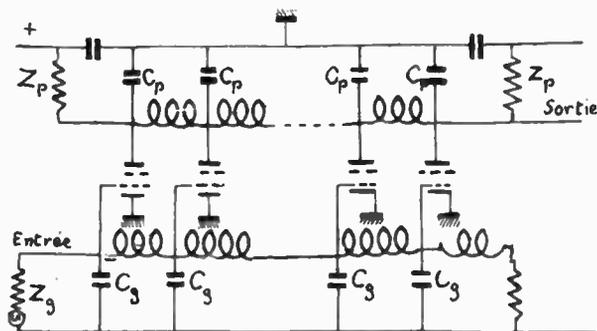


Fig. 1

tribué et de l'ampli. classique à égalité de gain en fonction de la largeur de bande en ce qui concerne le nombre de tubes nécessaire. La quantité portée

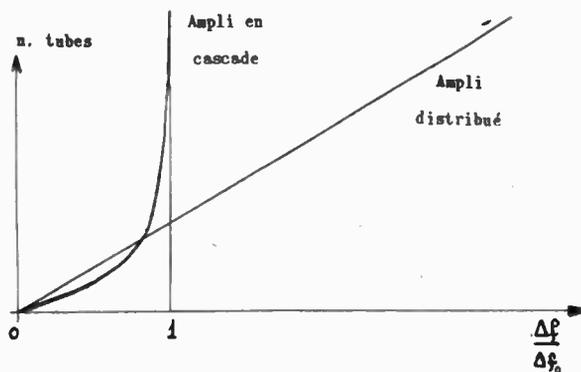


Fig. 2. — Nombre de tubes nécessaires pour un gain donné en fonction de  $\Delta f$ .

en abscisse de ce graphique a été introduite par Wheeler (4) pour caractériser la largeur de bande maxima réalisable avec un tube donné. Wheeler

a montré que, si l'on considère un quadripôle de liaison entre étages arbitrairement compliqué, on peut réaliser un étage de gain unité et de largeur de bande maxima :

$$\Delta f_0 = \frac{g_m}{\pi \sqrt{C_g C_p}} \quad \text{(Indice de Wheeler)}$$

Dans cette formule,  $g_m$  est la pente du tube.  $C_g$  et  $C_p$  ses capacités d'entrée et de sortie. Il est clair qu'il est impossible, en pratique, de dépasser un certain degré de complication du quadripôle de liaison. En fait on ne peut obtenir de largeurs de bandes supérieures à  $\Delta f_0/2$ . Dans le cas d'un tube 6 AK 5, l'indice de Wheeler est égal à 320 mégacycles/seconde. La figure 2 montre clairement que pour  $\Delta f/\Delta f_0 < 1/2$  les amplificateurs classiques sont nettement avantageux en ce qui concerne le nombre de tubes nécessaires. Il reste à voir s'il en est de même en ce qui concerne le facteur de bruit.

#### Facteur de bruit des amplificateurs distribués.

Le bruit produit dans un étage distribué se décompose naturellement en quatre composantes :

Bruit thermique :

Bruit de l'impédance d'entrée :

$$N_1 = k T \Delta f \frac{Z_g}{Z_p} A_0^2 n^2$$

Bruit de la terminaison de la ligne de grille :

$$N_2 = k T \Delta f \frac{Z_g}{Z_p} A_0^2 n^2 \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2$$

Dans ces formules :

$k$  est la constante de Boltzmann.

$T$  la température absolue des résistances.

$\Delta f$  la largeur de bande où l'on mesure le bruit.

$f$  la fréquence.

$A_0$  l'amplification en tension de chaque section (1 tube)

$$A_0 = g_m \frac{Z_p}{2}$$

$Z_g$  L'impédance caractéristique de la ligne de grille.

$Z_p$  Celle de la ligne de plaque.

$\varphi$  la rotation de phase par section.

$n$  le nombre de sections d'un tube par étage.

Bruit « shot ». On montre que cette composante a pour valeur :

$$N_s = k T \Delta f n A_0^2 R_{eq} Z_p$$

où  $R_{eq}$  est la résistance équivalente de bruit du tube utilisé.

Bruit « haute fréquence » (temps de transit).

Cette composante a pour valeur :

$$N_A = \frac{N_T R_A A_0^2 Z_g^2}{Z_p (Z_g + 2R_A)} P$$

où  $N_T$  est la puissance de bruit disponible dans la résistance d'entrée  $R_A$  due au temps de transit.  $P$  est une quantité qui dépend de  $\varphi$  et de  $n$ .

Le facteur de bruit d'un amplificateur distribué devient alors :

$$F = 1 + \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2 + \frac{1}{n} \frac{R_{eq}}{Z_g} + n \frac{\alpha Z_g}{4 R_A}$$

Dans cette formule on a supposé  $Z_p = Z_g$  et  $R_A$  très supérieur à  $Z_g$ .  $\alpha$  est un facteur numérique voisin de 5 qui permet de tenir compte de la température apparente de  $R_A$ .

Il est nécessaire de choisir des tubes à temps de transit court pour qu'aux fréquences les plus élevées à transmettre, l'atténuation due aux résistances d'entrée reste faible. Le facteur de bruit se réduit à :

$$F = 1 + \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2 + \frac{1}{n} \frac{R_{eq}}{Z_g}$$

Ce facteur de bruit est celui qui correspond à une largeur de bande  $\delta f$  faible par rapport à la largeur de bande d'ensemble  $\Delta f$ . Ce facteur de bruit « élémentaire » varie en effet grandement d'une extrémité à l'autre de la bande passante. On sait, en effet, que  $\varphi$  est égal à 0 ou à  $\pi$  en dehors et aux extrémités de la bande passante. Dans le cas d'un ampli « vidéo » distribué, le facteur de bruit élémentaire dû à la résistance terminant la ligne de grille sera voisin de 1 aux basses fréquences et au voisinage de la fréquence de cut-off.

Pour passer au facteur de bruit intégré, on utilise la formule suivante due à Schremp et citée par Macnée et collaborateurs (5) :

$$F = \int_0^\infty F(f) W_1^2(f) df ; W_1^2(f) = \frac{Z_{12}(f)}{\int_0^\infty Z_{12}(f) df}$$

formule où  $Z_{12}(f)$  est l'impédance de transfert de l'amplificateur. Etant donné que l'on peut terminer les lignes de grille et de plaque par des sections de terminaison, on peut admettre, en première approximation que  $Z_{12}(f)$  est une constante dans une bande légèrement inférieure à  $\Delta f$ , constante nulle en dehors de  $\Delta f$ . On obtient alors :

$$W_1^2(f) = \frac{1}{\Delta f} e^{-\alpha f} ; F = \frac{1}{\Delta f} \int_0^\infty F(f) df$$

#### Utilisation d'un étage distribué comme étage d'entrée M. F.

L'intérêt évident de l'amplificateur distribué provient du fait que le gain par étage est proportionnel au nombre de sections de un tube composant l'étage. D'autre part, le facteur de bruit de l'étage calculé précédemment, est loin d'augmenter comme le nombre de tubes. Il est même d'autant meilleur que le

nombre de tubes est plus grand si l'on néglige les effets de temps de transit en se bornant à passer des fréquences inférieures à 100 mégacycles par seconde.

Ces conclusions seront démontrées plus loin. Précisons d'abord à la lumière de ce que nous savons déjà sur le bruit des étages distribués, les caractéristiques de l'étage à calculer pour jouer le rôle d'étage d'entrée moyenne fréquence d'un radiomètre U. H. F.

On utilise habituellement dans ces récepteurs des amplificateurs passe-bande. Pourtant, dans le cas de l'utilisation d'une tête H. F. symétrique, on peut utiliser une fréquence moyenne relativement basse, de l'ordre de 6 Mc/sec. (5). Cette disposition permet d'obtenir un facteur de bruit meilleur, aux dépens, toutefois, de la largeur de bande (1).

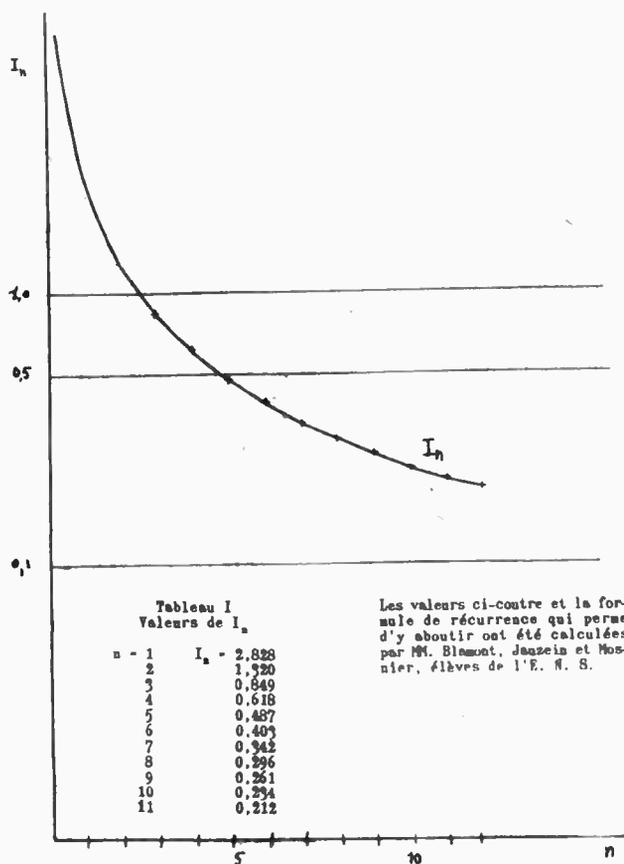


Fig. 3

$$I_n = \int_0^\pi \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2 \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 - \cos \varphi}} d\varphi$$

Dans le cas d'un amplificateur distribué, il n'en est plus de même. On peut calculer, sans difficultés, un étage distribué passe bande, constitué, par exemple, de lignes du type donné par la figure 3 Si  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont les pulsations correspondantes aux frontières de la bande passante, il s'introduit dans le calcul la quantité :

$$\Omega = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

Le facteur de bruit élémentaire correspondant au bruit thermique de la terminaison résistante de la ligne de grille devient égal à 1 aux pulsations  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  et  $\Omega$ . Le spectre de bruit affecte alors l'allure donnée par la figure 4 dans le cas de 3 tubes par étage. Le calcul a été fait pour des tubes 6 AK 5, la largeur de bande étant de 40 Mc/sec. entre 10

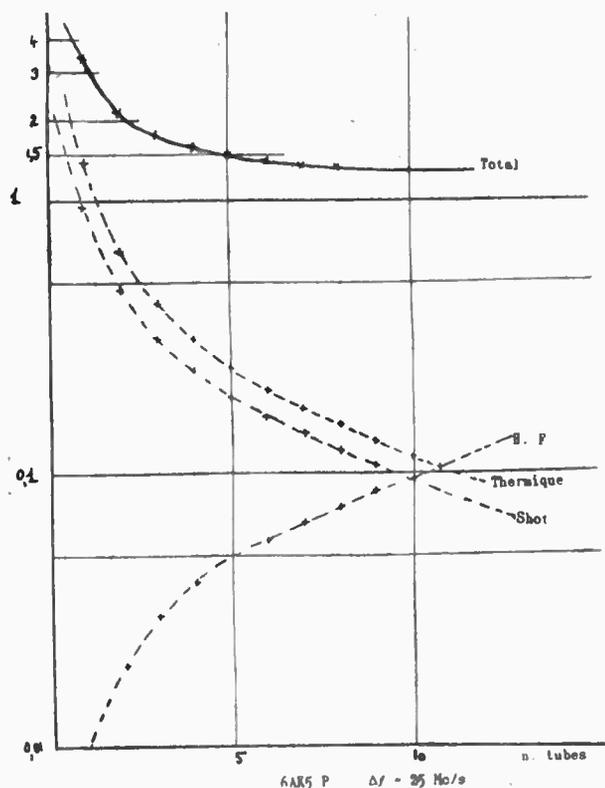


Fig. 4

Facteur de bruit d'un étage distribué en fonction du nombre n de tubes

et 50 Mc/sec. On trouve alors  $\Omega = 2 \pi 22,3$  Mc/sec. Le gain de puissance est de 100, suffisant pour que le facteur de bruit des étages suivants soit négligeable, quelle que soit leur médiocrité.

En admettant que la bande passante de l'amplificateur dans son ensemble élimine les pointes de bruit en  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , il faudra compliquer sérieusement sa conception pour éliminer la pointe en  $\Omega$ . Si l'on augmente le nombre n de tubes de l'étage, les pointes en  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  et  $\Omega$  deviennent moins larges. Il paraît possible d'obtenir un compromis intéressant (en télévision notamment) en utilisant deux amplificateurs moyenne fréquence derrière un tel étage d'entrée, l'un passant une bande comprise entre  $\omega_1$  et  $\Omega$ , l'autre entre  $\Omega$  et  $\omega_2$ .

Mais il semble évident que l'on peut, dans les conditions où nous sommes, employer un étage d'entrée passe-bas calqué sur ceux décrits dans l'article cité. Cette disposition apporte d'abord, chose loin d'être négligeable, une grande simplification de construction et de réglage des circuits formant les lignes de grille et de plaque. D'autre

part, la modulation de l'oscillateur local qui a pu subsister à l'entrée de la moyenne fréquence après détection symétrique doit être éliminée. De même, le supplément de bruit produit par les cristaux détecteurs aux fréquences les plus basses (6).

Ces considérations conduisent à concevoir un amplificateur moyenne fréquence « semi-distribué » formé de :

A) 1 étage de  $n$  tubes, distribué, passe bas, de fréquence de coupure  $f_c$ .

B) Un amplificateur moyenne fréquence classique, en cascade, passe-bande, la bande passante de cet amplificateur s'étendant de 5 Mc/sec. à  $f_c - 3$  Mc/sec. environ.

Ce type d'amplificateur sera réalisable chaque fois que la bande passante recherchée sera inférieure à celle que permet le montage classique des tubes en cascade d'étages convenablement couplés. Il est bien entendu que, hors de ce domaine, l'amplificateur devra être totalement distribué.

**Caractéristiques d'un amplificateur semi-distribué.**

Dans le cas d'un amplificateur semi-distribué, seul l'étage d'entrée est formé de  $n$  tubes montés en étage distribué. Les limitations du gain par étage valables pour les amplis distribués ne sont plus valables pour un étage unique. On sait, en effet, (2) que dans le cas d'un amplificateur distribué constitué de  $m$  étages de  $n$  tubes, le nombre de tubes utilisés est minimum si chaque étage a cet gain en tension égal à  $v = 2,718...$  Dans le cas où le nombre d'étages est  $m = 1$ , cette limitation ne joue plus et l'on peut donner à cet étage un gain aussi élevé que l'on veut. On peut ainsi obtenir des gains de puissance tels que le bruit de l'amplificateur classique devienne négligeable. On calcule aisément les gains en tension et en puissance d'un étage de  $n$  tubes. L'impédance caractéristique de la ligne de grille est donnée par :

$$Z_g = \frac{2}{C_g \omega_c}$$

où  $C_g$  est la capacité d'entrée d'un des tubes utilisés et  $\omega_c$  la pulsation de coupure de la ligne.

De même, pour la ligne de plaque :  $Z_p = \frac{2}{C_p \omega_c}$

Le gain de tension est donné par :

$$A = n \frac{g_m}{2} \sqrt{Z_p Z_g} = \frac{n \Delta f_0}{2 \Delta f} \text{ où } Z_g \text{ est la résistance d'entrée de l'ampli classique.}$$

$\Delta f_0$  étant la largeur de bande de Wheeler.

$\Delta f$ , la largeur de bande à réaliser.

Le gain de puissance est :

$$G_p = A^2 \frac{Z_g'}{Z_p} = A^2 \frac{C_p}{C_g} = \frac{n^2}{4} \left( \frac{\Delta f_0}{\Delta f} \right)^2 \frac{C_p}{C_g}$$

Dans le cas d'une 6 AK 5 montée en pentode, on peut admettre, en tenant compte des capacités de câblage :  $C_g = 6$  et  $C_p = 4$ .  $\mu f$

On obtient :

$$G_p = \frac{n^2}{4} \left( \frac{\Delta f_0}{\Delta f} \right)^2 0,66$$

Dans le cas de  $\Delta f = 25$  Mc/sec. largeur de bande pour laquelle les performances d'un étage d'entrée normal sont déjà faibles (1), on obtient :

$$G_p = \frac{n^2}{4} 164 \cdot 0,66 = 27 n^2$$

$n$	1	2	3
$G_p$	27	108	240

Si  $\Delta f$  est de 50 Mc/sec :

$n$	1	2	3	4
$G_p$	6,7	27	60	107

Calculons l'impédance caractéristique des lignes dans ces deux cas :

$$\Delta f = 25 \text{ Mc/sec. } Z_g = 2 \text{ 100 ohms}$$

$$\Delta f = 50 \text{ Mc/sec. } Z_g = 1 \text{ 000}$$

Rappelons qu'en utilisant un cascade 6 AK 5 — 6 J 4 on obtient :

$$\Delta f = 25 \text{ Mc/sec. } Z_g = 510 \text{ ohms avec } G_p = 16$$

$$\Delta f = 50 \text{ Mc/sec. } Z_g = 300 \text{ ohms } G_p = 6$$

On connaît d'autre part (2) la répartition du bruit dans la bande passante d'un amplificateur distribué. Si l'on recherche (pour les raisons précédemment indiquées) une bonne élimination des maxima de bruit élémentaire existant aux frontières de la bande passante de l'étage distribué, on sera conduit à augmenter le nombre d'étages.

D'après ce que nous avons dit plus haut, sous réserve que le gain de l'étage reste substantiellement constant dans toute la bande passante, on a :

$$F = \frac{1}{\Delta f} \int_0^\infty F(f) df$$

La seule composante du bruit qui soit spéciale aux amplis distribués est celle qui provient de la terminaison résistive de la ligne de grille. On a :

$$F_2(f) = \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2$$

On peut calculer la composante du facteur de bruit intégré qui correspond à cette source de bruit :

$$F_2 = \int_0^{f_c} \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2 df \text{ où } \cos \varphi = 1 - \frac{f^2}{f_c^2}$$

$$\Delta f' = f_c$$

Le calcul conduit à calculer l'intégrale :

$$I_n = \int_0^{\pi} \left( \frac{\sin n \varphi}{n \sin \varphi} \right)^2 \frac{\sin \varphi d\varphi}{\sqrt{1 - \cos \varphi}}$$

Cette intégrale peut se calculer par une formule de récurrence sur  $n$  ce qui permet de connaître la variation de la composante  $F_2$  en fonction de  $n$ . La courbe de la figure 3 montre cette variation. On a porté directement sur cette figure le facteur  $F_2$  qui caractérise l'excès de bruit introduit par la résistance de terminaison. On voit que cette quantité décroît rapidement à mesure que le nombre de tubes augmente.

La composante du facteur de bruit qui correspond au «shot effect» des tubes s'exprime par la relation :

$$F_s(f) = \frac{1}{n} \frac{R_{eq}}{Z_{in}}$$

On constate que cette quantité diminue avec  $1/n$  quand  $n$  augmente. Il est donc théoriquement possible de diminuer cette composante autant que l'on veut en augmentant  $n$ . Le tableau suivant montre la grandeur de cette quantité en fonction du nombre de tubes pour les largeurs de bande considérées plus haut, de 25 et 50 Mc/sec.

Tableau (I)

$n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta f$ 50 Mc	1.9	0.95	0.63	0.47	0.38	0.32	0.27	0.24	0.21	0.19
$\Delta f$ 25 Mc	0.9	0.45	0.3	0.22	0.1	0.15	0.13	0.11	0.10	0.09

Le terme du facteur de bruit qui correspond au bruit dû à l'impédance d'entrée des tubes se calcule aisément. Cette impédance d'entrée est due aux courants induits dans la grille de commande par les électrons émis par la cathode lorsque les temps de transit de ces porteurs deviennent non négligea-

Tableau (II).

Largeur de bande  $\Delta f = 25$  Mc. /sec.

$n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Thermique	1.41	0.66	0.42	0.31	0.24	0.20	0.17	0.15	0.13	0.115	0.105
Shot effect	0.95	0.47	0.31	0.24	0.19	0.16	0.14	0.12	0.105	0.095	0.087
T. de transit	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.055	0.065	0.075	0.085	0.095	0.105
Tot.	3.37	2.15	1.76	1.59	1.48	1.41	1.37	1.34	1.32	1.305	1.30

Largeur de bande  $\Delta f = 50$  Mc./sec.

$n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Therm.	1.41	0.66	0.425	0.31	0.244	0.20	0.17	0.15	0.13	0.115	0.105
Shot	1.9	0.95	0.63	0.47	0.38	0.32	0.27	0.24	0.21	0.19	0.175
H. F.	0.02	0.04	0.06	0.08	0.095	0.11	0.13	0.15	0.17	0.19	0.21
Total	4.33	2.65	2.11	1.86	1.72	1.63	1.57	1.54	1.51	1.50	1.49

bles par rapport à la période des oscillations à amplifier. On sait que cette impédance shunt varie avec la fréquence, étant inversement proportionnelle au

carré de cette fréquence. La composante du facteur de bruit élémentaire due à cette source de bruit est donnée par la relation :

$$F_A(f) = n \frac{Z_g}{R_A} \frac{\alpha}{4}$$

En introduisant la fonction de la fréquence qu'est  $R_A$  :

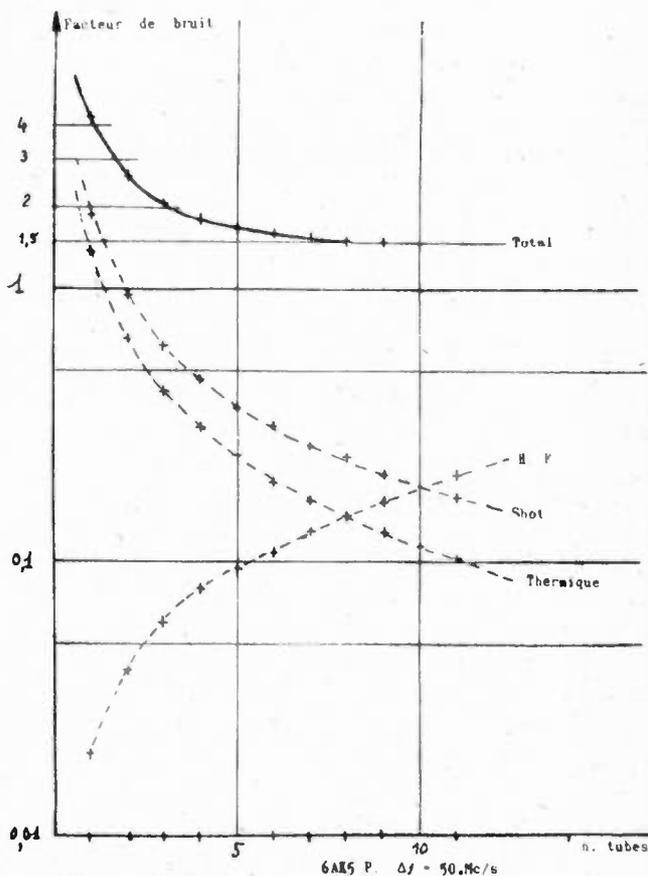
$$\frac{1}{R_A} = kf^2 \quad F_A(f) = kn Z_g f^2 \frac{\alpha}{4}$$

Dans ces conditions, il est facile de calculer la composante du facteur de bruit intégré qui correspond

Tableau (III).

$\Delta f$	5	10	20	30	40	50	75	100
Therm.	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2
Shot	0.03	0.063	0.126	0.19	0.25	0.31	0.47	0.63
H. F.	0.01	0.024	0.048	0.072	0.096	0.120	0.18	0.24
Total	1.26	1.29	1.37	1.46	1.54	1.63	1.85	2.07

Variation du facteur de bruit en fonction de la largeur de bande cherchée pour un nombre de tubes de  $n = 6$ .



à ces effets haute-fréquence. On sait d'autre part, que cette impédance d'entrée d'origine électronique produit une puissance de bruit supérieure à celle que produirait une résistance réelle placée à la température ordinaire. On exprime ce fait en admettant que cette impédance fictive est portée à une tem-

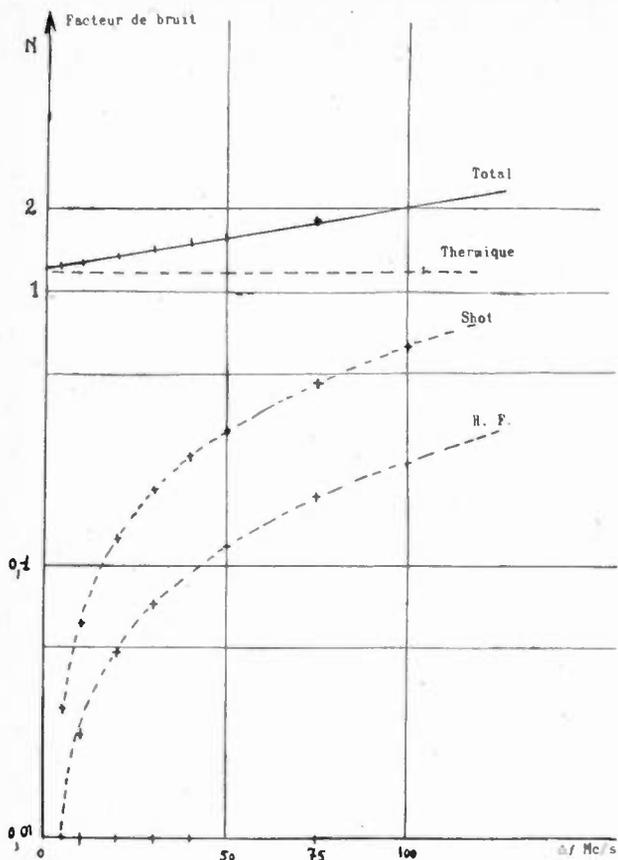


Fig. 6 — Nombre de tubes  $n = 6$

pérature fictive de l'ordre de 5 fois supérieure à la température ambiante. Le coefficient  $\alpha$  est introduit dans la formule précédente pour tenir compte de ce fait.

Le calcul de cette composante intégrée dans toute la bande passante a été fait pour un tube 6 AK 5, monté en pentode, en fonction du nombre de tube par étage, pour deux largeurs de bande (25 et 50 Mc ainsi qu'en fonction de la largeur de bande pour un nombre de tubes donné et choisi égal à 6 pour des raisons qui seront données ci-dessous. Tableaux II.

Si, après avoir calculé les composantes du facteur de bruit, on trace les courbes représentatives des variations de ces composantes et de leur somme on trouve le résultat important suivant.

Pour une largeur de bande donnée, le facteur de bruit d'un étage distribué formé de  $n$  tubes identiques commence par décroître avec  $n$  et atteint une limite pour un nombre de tubes de l'ordre de 6.

Si l'on augmente le nombre  $n$  de tubes employés dans l'étage au delà de 6, on cesse de gagner en facteur de bruit. Par contre on augmente le gain de l'étage, mais pour les largeurs de bande envisagées ici, cela conduit à utiliser un nombre de tube inutilement grand puisque les amplificateurs classiques nécessitent moins de tubes pour un gain donné.

Le tableau II résume les résultats obtenus, résultats qui sont portés sur les courbes des figures (4) et (5).

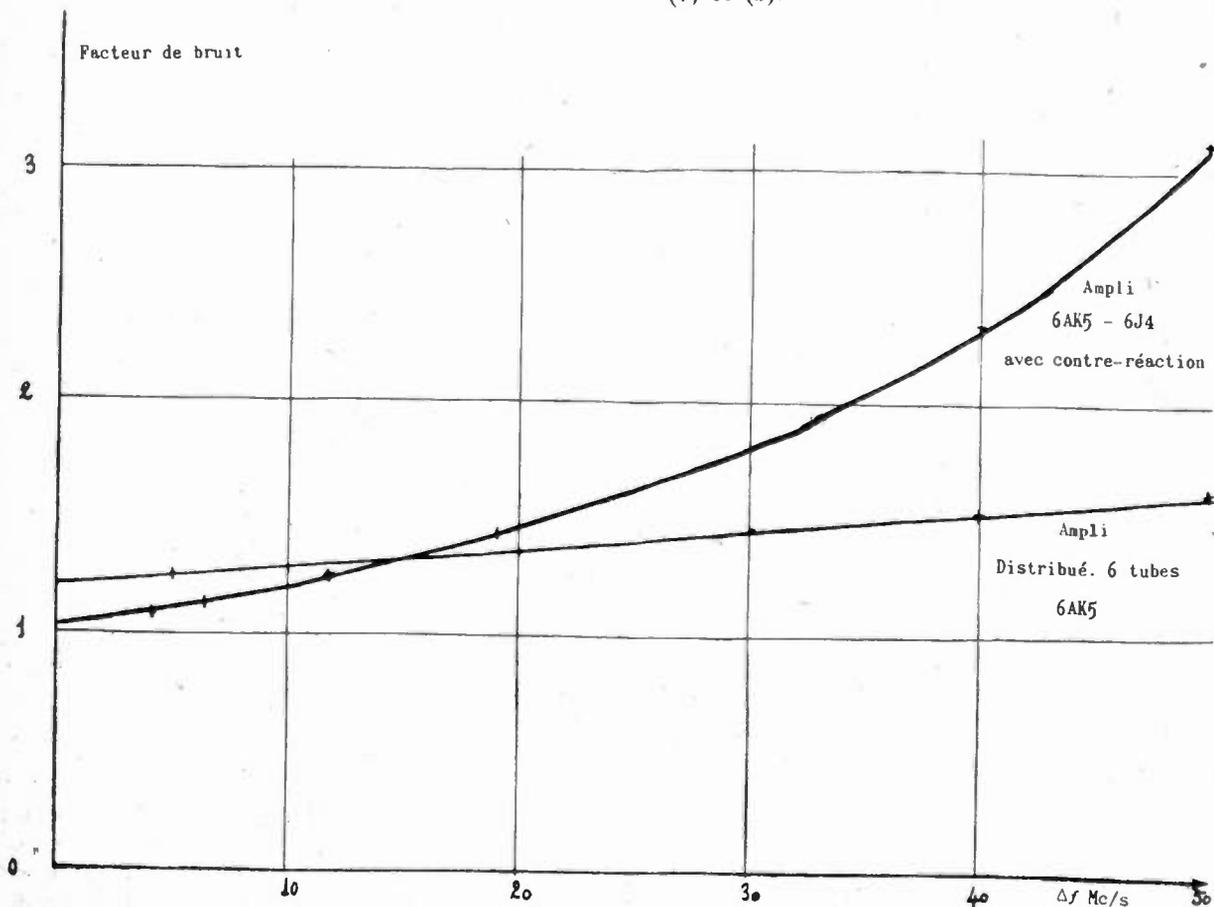


Fig. 7

## ANALYSES

1. — La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.
2. — Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A).

3. — Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue, le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'indication des pages.
4. — Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page 1A.

## T.0. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

## 021. — Radioélectricité.

Tome I. Principes de base, par Louis BOE et Marcel LECHENNE. 1 Volume 14 cm × 20,5 cm 118 pages. Prix : 350 Fr. Editeur : Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur. Paris (2<sup>e</sup>).

## 021. — L'Emission électronique.

par J. BOUCHARD. 1 Volume 14 cm × 20,5 cm. 158 pages. Prix 410 Fr. Editeur : Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur Paris (2<sup>e</sup>).

## T. 041. — Limites théoriques à la vitesse de transmission de l'Information.

W. G. TULLER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37, 5, 468/478.

L'auteur passe en revue un certain nombre de travaux récents sur la transmission de l'« information » sous ses diverses formes. La théorie classique liant la vitesse maximum à la largeur de bande est fautive « dans un univers sans bruit » (1). À sa place, l'auteur établit une nouvelle formule : si la largeur de bande est B, le rapport onde porteuse/bruit C/N, la vitesse de transmission maximum est :

$$2. B. \log \left( 1 + \frac{C}{N} \right)$$

L'application de cette formule est faite à divers types de transmissions ; pour un rapport signal-bruit S/N donné à la sortie du récepteur, le rapport C/N à l'entrée peut varier linéairement ou logarithmiquement avec B, suivant que l'information est naturelle ou codée. La télégraphie Morse habituelle, la modulation de fréquence, la téléphonie codée, sont examinées ; la méthode s'applique aussi aux télémesures, télécommandes (servomécanismes), et à ce type particulier d'information qu'est l'exploration de l'espace par un projecteur de Radar.

P. D.

## T. I. — MESURES.

## T.131. — Méthode oscillographique pour présenter la courbe d'une impédance dans le plan du coefficient de réflexion.

A. L. SAMUEL, *P. I. R. E.*, novembre 1947, 35, 11, 1279/1283.

Sur une ligne ou un guide alimentés en H. F., circulent une onde directe et une onde réfléchie, ayant respectivement pour valeurs en un point :  $V \cdot \cos \omega t$  et  $V' \cdot \cos (\omega t + \theta)$ . Si l'on prélève et détecte quadratiquement la tension totale, on a donc un terme en :  $(V^2 + V'^2 + 2V \cdot V' \cdot \cos \theta)$ . Recommencant en un point distant d'un quart d'onde, on a  $V \cdot \cos (\omega t + \pi/2)$  et  $V' \cdot \cos (\omega t + \theta - \frac{\pi}{2})$  d'où après détection  $(V^2 + V'^2 - 2V \cdot V' \cdot \cos \theta)$ . Par soustraction de ces deux termes, on isole  $(4V \cdot V' \cdot \cos \theta)$ , on l'amplifie et on l'applique à une paire de plaques

(1) Il vaudrait sans doute mieux dire qu'elle est incomplète, en supposant implicitement un certain niveau de bruit C/N dont elle ne discute pas l'importance.

d'un oscilloscope. On recommence l'opération en une autre paire de points, décalés de  $\lambda/8$  par rapport aux premiers, d'où un terme en  $4V \cdot V' \cdot \sin \theta$  que l'on applique à l'autre paire de plaques. D'où, pour V donné, une position du spot qui représente V' en grandeur et en phase.

Si maintenant la fréquence varie un peu, le spot décrit une certaine ligne (cercle, boucle...) qui permet d'étudier directement l'adaptation, la surtension, etc.

L'auteur discute la précision (5 % dans une bande de 5 % de la fréquence) et l'amélioration de la méthode ; en particulier, il est avantageux d'affaiblir l'onde réfléchie V' en effectuant les prises par l'intermédiaire de couplages « directionnels » (T-hybrides, etc.).

Schémas et photographies d'appareils et de résultats.

P. D.

## T.4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

## T. 401. — Les Récepteurs de Radiodiffusion.

par Y. ANGEL, Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. 1 Volume 16,5 × 25, 244 pages, 204 figures. Prix : 1.300 f. Editions Eyrolles, 61 Boulevard Saint-Germain, Paris V<sup>e</sup>.

Extrait de la table des matières :

Généralités sur la réception des ondes électro-magnétique. Principaux types de récepteurs. Détection. Amplification. Super-hétérodyne. Synchrodyne. Étude des récepteurs modernes. Amplificateurs. Dispositifs particuliers.

M.

## T. 439. — Note relative aux semi-conducteurs. (Editorial note regarding semi-conductors).

*Bell System Tech. J.*, juillet 1949, t. 28, n° 3, pp. 335-343, 3.600 mots, 4 fig.

Rappel de notions connues sur les semi-conducteurs. Ce sont des cristaux de carbone, de silicium, de germanium. Dans un cristal parfait et pur les atomes occupent des positions fixes, disposées en rangées régulières ; on rend le cristal conducteur en introduisant des électrons en excès, on en retirant des électrons, c'est-à-dire en introduisant des « trous ». Dans le silicium et dans le germanium il arrive qu'il y ait des électrons en excès (cristal type n ou semi-conducteur par excès) ou qu'il manque des électrons (cristal type p ou semi-conducteur par défaut). Une manière d'obtenir des semi-conducteurs par excès ou par défaut est d'ajouter une autre substance dite « impureté ». Le bore, employé comme impureté ajoute des trous, et permet de constituer des semi-conducteurs par défaut, l'arsenic ajoute des électrons et permet de réaliser des semi-conducteurs par excès.

Dans un semi-conducteur les électrons en excès, (ou les trous dans un cristal type p) « dérivent » sous l'action d'un champ électrique.

Un courant électrique est constitué par des électrons ou par des trous ; le mouvement des électrons se fait en sens inverse du courant, celui des trous dans le sens du courant.

Les semi-conducteurs sont employés comme redresseurs ou comme amplificateurs ; dans les amplificateurs, les électrodes sont formées par deux contacts polarisés de manière convenable, dits l'un « emitter » et l'autre « collector ».

E. P.

# RADIOFOTOS

FABRICATION  
GRAMMONT



TUBES

"MINIATURE"  
Type *International*

LICENCE R.C.A.

SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

S<sup>TE</sup> DES LAMPES FOTOS

11, Rue Raspail-MALAKOFF (Seine)  
Tél: ALÉ. 50-00 • Usines à LYON

PUBL. RAFPY

COMPAGNIE  
INDUSTRIELLE  
DES TÉLÉPHONES

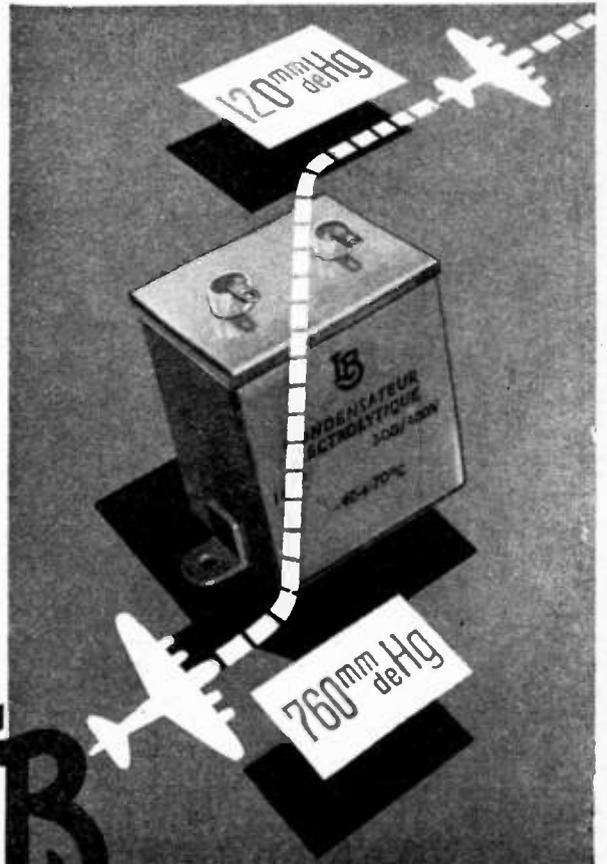
Direction générale — Usine  
et service commercial  
2, RUE DES ENTREPRENEURS  
PARIS (XV<sup>e</sup>)  
VAU. 38-71



- ÉQUIPEMENTS TÉLÉPHONIQUES & TÉLÉGRAPHIQUES
- CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES PUBLICS & PRIVÉS
- APPAREILS DE MESURE
- SONORISATION

PUBL. RAFPY

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES POUR L'AVIATION



LUDWIG BAUGATZ  
SARREBRÜCK - BREBACH / SARRE

30913

**T. 439. — Injection de trous dans le germanium. Etude quantitative. Transistor filament. (Hole Injection in Germanium — Quantitative Studies and Filamentary Transistors).**

W. SHOCKLEY, G. L. PEARSON, J. R. HAYNES, *Bell System Tech. J.*, juillet 1949, t. 28, n° 3, p. 344-366, 11.000 mots, 10 fig.

On étudie d'abord l'injection de trous dans le germanium type n. (semi-conducteur par excès). La mesure est faite au moyen d'un oscillographe cathodique. On emploie une tige de germanium longue et mince ; suivant l'axe de cette tige on maintient un champ électrique produit par une pile ; ce champ provoque le mouvement des trous, introduits par une électrode dite, l'emitter et reçus par une autre électrode dite collector. Les points de contact entre ces électrodes et la surface latérale de la tige sont voisins. Quand on ferme le circuit de l'emitter on constate qu'il arrive au collector d'abord l'onde ordinaire de conduction puis une autre onde produite par l'arrivée des trous. La mobilité des trous, que l'on mesure par ce procédé, concorde avec celle que l'on a obtenue par d'autres méthodes de mesure, notamment par l'effet Hall. La conductibilité des semi-conducteurs est très différente de celle des conducteurs. Elle dépend du signe des porteurs de courant (électrons ou trous) que contient le semi-conducteur ; dans un semi-conducteur ne contenant qu'un seul type de porteurs de courant, pour augmenter la concentration des porteurs, il est nécessaire d'introduire des porteurs de courant de type opposé, mais non pas de même type que ceux qui s'y trouvent déjà.

On étudie et on traduit par des courbes l'influence de la densité des trous au point de contact et le temps de transit des trous dans le germanium et on en déduit les lois de la conductibilité des semi-conducteurs. Le transistor filament (filamentary transistor) est formé d'une tige de germanium longue et mince, aux extrémités de laquelle sont placés deux disques de germanium, dont le plan est perpendiculaire à l'axe de la tige, ce qui lui donne la forme d'une haltère minuscule.

Le champ électrique, sous lequel dérivent les électrons est obtenu en reliant les deux pôles d'une pile aux deux disques (auxquels sont soudées les électrodes). Le transmitter est un contact sur la surface latérale de la tige ; le collector est la seconde électrode de la pile. On donne un schéma de l'appareil et du circuit électrique, ainsi que le schéma du réseau équivalent au transistor.

E. P.

**T. 439. — Le Transistor considéré comme un quadripôle (some circuits aspects of the Transistor).**

R. M. EYDER et R. J. KIRCHER, *Bell System Techn. J.*, juillet 1949, t. 28, n° 3, pp. 367-400, 17.000 mots, 30 fig.

Le Transistor type A est formé d'une pastille de germanium sur une face de laquelle se trouvent deux contacts voisins de fils de bronze « cat-whiskers » (moustaches de chat) formant l'emitter et le collector, et sur l'autre face un contact métallique étendu (plaque soudée à la pastille de germanium) formant la base en même temps que la 3<sup>e</sup> électrode et ayant une résistance faible. Le tout est contenu dans un tube long de 1 pouce (1 cm 25),

dont le diamètre est de  $\frac{3}{16}$  de pouce (0 cm, 475).

On étudie les problèmes suivants : 1<sup>o</sup>) problèmes linéaires (oscillations de faible amplitude) ; 2<sup>o</sup>) problèmes différant peu des problèmes linéaires (amplification classe A) ; 3<sup>o</sup>) problèmes non linéaires (amplification classe B et classe C) ; 4<sup>o</sup>) superposition d'un petit signal dans des conditions non linéaires.

La conductibilité est produite par les trous qui circulent de l'emitter au collector dans la couche superficielle du germanium.

Les transistors présentent deux différences importantes par rapport aux tubes électroniques : ils n'ont qu'une faible impédance et ils oscillent quand il sont en court circuit. Les mesures doivent donc être faites au moyen d'appareils de forte impédance. Les schémas équivalents sont constitués par des réseaux d'impédances ; on donne quelques schémas équivalents.

Dans un des transistors donnés le point de fonctionnement correspond à :  $I_E = 0,6$  m a,  $V_E = 0,7$  volt,  $I_C = 2$  m. a,  $V_C = -40$  V, la puissance de sortie est de 17 milliwatts, le gain

de 17 db ; le facteur de bruit est à 1.000 p/s de 60 db, à 1 Megac/s de 30 db.

L'amplification diminue avec la fréquence, mais après un palier assez long qui atteint 1 megacycle/sec dans certains transistors.

Il est possible de faire des montages de transistors en cascade ; les propriétés sont différentes selon que l'on met à la terre la base, l'emitter ou le collector.

La puissance de sortie et la distorsion sont étudiées au moyen des caractéristiques statiques. On indique quatre causes principales de distorsions analogues à celles que l'on trouve dans les tubes électroniques. Il est possible d'obtenir un rendement de 25 à 30 % en classe A, avec un taux faible d'harmonique ; divers moyens sont indiqués pour améliorer la puissance de sortie

On indique divers types de transistors, et notamment des transistors de puissance.

E. P.

**T.5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS.**

**CDU. 538. 551. — Réponse transitoire des filtres.**

M. S. CORRINGTON, *R. C. A.* sept. 1949, X, 3, 397/429.

L'auteur calcule le régime transitoire, et met en évidence la durée de montée et le « dépassement », pour un « saut de tension » ou une « impulsion unité » appliqués, dans trois types de filtres :

- un filtre « idéalisé » de  $k$  cellules, ayant, dans sa bande atténuée, une « pente » constante de 6  $k$  décibels par octave ;
- un filtre passe-bas réel, constitué d'étages successifs à résistances  $R$  shuntées par des capacités parasites  $C$  avec inductance  $L$  correctrice en série ;
- un filtre passe-haut avec  $R$  et  $C$  en série et  $L$  en shunt.

Les résultats, présentés par des courbes, montrent la parenté entre ces cas et permettent de passer du régime permanent au régime transitoire. En particulier, pour obtenir la durée de montée et le dépassement les plus faibles possibles, le filtre « idéalisé » n'est pas le meilleur ; on peut avoir avantage à utiliser des systèmes dont la caractéristique en régime permanent présente, soit une « bosse », soit un « arrondi ».

P. D.

**T. 542.7. — Nouvelles orientations de la télévision en couleurs.**

*Electronics*, décembre 1949, 66/71.

Cet article « fait le point » de la Télévision en couleurs aux Etats-Unis. Contrairement aux prévisions faites il y a quelques années, les inconvénients d'un élargissement de la bande transmise ont paru excessifs, et les trois systèmes proposés actuellement utilisent la même bande — 6 Mc/s — et une bonne partie des éléments standards de la télévision en blanc-noir. L'envoi, dans cette bande, de trois images successives au lieu d'une, amène évidemment une perte de qualité ; mais d'ingénieux artifices réduisent cet inconvénient à être acceptable par rapport aux avantages de la trichromie.

Dans le système CBS, trois images (rouge, verte, bleue) sont envoyées successivement, chacune 48 fois par seconde ; donc au total, 144 images, avec une fréquence de lignes de 29 160, cela correspond, paraît-il, à une image de 330/350 lignes. La commutation de couleurs se fait facilement par moyens mécaniques avec disques colorés tournants ; leurs couleurs sont excellentes, mais le « flicker » est perceptible aux forts éclaircissements.

Dans le système CTI, la permutation de couleurs se fait ligne par ligne : il y a trois objectifs et trois orthicons à l'émission, trois tubes projecteurs à écrans colorés à la réception, et une ligne sur trois est prise successivement sur chacun, avec entrelaçage des couleurs d'une image à l'autre. Plus difficile à mettre au point, ce système n'a pas encore été présenté au public.

Enfin, le procédé RCA exécute la permutation point par point, à la fréquence 3,8 Mc ; grâce au déphasage des trois couleurs, à un entrelaçé des points, et à un filtrage des harmoniques, on transmet ainsi les trois images distinctes avec la même finesse que si l'on utilisait 1,9 Mc ; les détails plus fins sont transmis en bloc, et en noir, dans la bande 4/6 Mc. Ce procédé est probablement le meilleur, mais aussi le plus compliqué.

P. D.

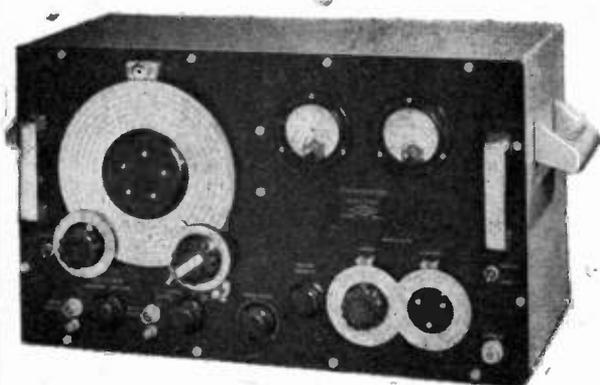


Installations de Studios  
DE  
**RADIO DIFFUSION**  
**TÉLÉPHONIE**  
à longue distance  
Répéteurs  
Courants porteurs  
**APPAREILS  
DE MESURES**

## SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

DÉPARTEMENT CABLES ÉLECTRIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS  
69, RUE DE MONCEAU, PARIS-8<sup>e</sup> - TÉL. : LABORDE 60-50

Giorgi



★ **GÉNÉRATEUR ONDES COURTES**

de 5 à 410 mégacycles

Atténuateur à piston de 0,01 à 100.000 microvolts

Générateur intérieur pour modulation d'amplitude 400 et 1000 C. S. à 30 %

Modulation d'impulsion par générateur extérieur

★ **AUTRES FABRICATIONS**

Mégohmmètre type R. M. 101 de 0,1 à 1.000.000 de mégohms

Générateur d'impulsion P. 101

**GEFFROY & CIE CONSTRUCTEURS**  
9, Rue des CLOYS, PARIS. MON. 44.65. (3 LIGNES)

**RADIO AIR**  
FOURNISSEUR DES DÉPARTEMENTS  
MINISTÉRIELS

**FICHES**  
BOUTONS  
CONDENSATEURS  
MATÉRIEL  
PROFESSIONNEL

**APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES**  
S. A. CAPITAL 5.000.000 Frs  
2, Avenue de la MARNE-ASNIÈRES (Seine) Tél: GRÉ. 12-06  
Usines à NEUILLY-5/-Seine et BRIONNE (Eure)

**T. 542.7. — Télévision en couleurs R.C.A. par points entrelacés.**

*Electronics*, novembre 1949, p. 122, 172/189.

Le nouveau système de télévision annoncé par RCA réalise un tour de force : dans la même bande (6 Mc/s) et avec les mêmes normes (524 lignes, 60 demi-images par seconde), que pour la télévision en noir, faire passer une triple image donnant les couleurs.

Ce résultat est obtenu par divers artifices, et, à vrai dire, au prix d'une certaine perte de netteté dans le détail et surtout les limites verticales des zones colorées. Le principe est le suivant :

La bande transmise est divisée en deux parties :

— celle de 4 à 6 Mc/s est utilisée pour la transmission des détails fins, en blanc-noir sans couleurs ;

— celle inférieure à 4 Mc sert à transmettre l'intensité des couleurs, en trichromie, par variation d'amplitude et de phase d'une suite de points arrondis à la fréquence de 3,8 Mc/s. On commence par fabriquer des impulsions brèves espacées de 0,263 microseconde, qui servent à exciter successivement trois orthicons d'une caméra triple avec filtres colorés, de manière que les images bleue, verte et rouge sont transmises comme dans un multiplex à impulsions ; mais, pour réduire la bande occupée, chacune de ces composantes est filtrée à 4 mégacycles, additionnée d'une composante continue proportionnelle, pour s'annuler toujours exactement aux instants où les deux autres sont maxima. La superposition, puis la séparation de ces composantes suivant leur phase, à la réception permet alors de retrouver l'amplitude individuelle, sans mélange appréciable aux fréquences inférieures à 1,9 Mc.

Les points des trois couleurs sont interlacés d'une exploration à l'autre, comme les lignes, pour reconstituer l'image colorée complète à la fréquence maximum.

Au total, l'image est ainsi formée d'un « pointillé » comme en photogravure, mais dont la finesse est suffisante pour ne pas être visible à la distance normale d'observation. Le récepteur comprend naturellement trois tubes colorés projetés simultanément.

P. D.

**T.552. — La radionavigation aérienne. Son utilisation actuelle et son avenir en temps de paix.**

par Robert LEPRETRE, ancien élève de l'École Polytechnique, diplômé de l'École Supérieure d'Electricité — Préface du R. P. LEJAY, membre de l'Institut. Editeur Charles Lavauzelle et Cie, 124, boulevard Saint-Germain, Paris.

L'ouvrage de 182 pages comporte une première et une deuxième partie. Dans la première l'auteur montre d'abord l'importance de la navigation aérienne, puis il étudie son développement dans le temps pour indiquer finalement quelle est la situation actuelle.

Dans la deuxième partie, Monsieur Lepretre considère successivement les différents problèmes posés par la Radionavigation : navigation aérienne à grande distance, navigation à courte et moyenne distance, navigation d'approche et contrôle de la circulation aérienne près des aéroports, atterrissage par mauvaise visibilité. A l'occasion de ces problèmes le principe de fonctionnement des appareils existants ou à l'étude sont donnés ; des comparaisons sont établies entre les différentes solutions utilisées dans chaque cas. Dans un dernier chapitre, l'auteur étudie les appareils auxiliaires de la navigation aérienne.

L'ouvrage est clair, bien documenté ; d'une lecture facile, il permet de saisir sous ses différents aspects le problème de la navigation et fait très heureusement le point actuel de la question.

R. R.

**T 555. — Appareillage de la Royal Air Force pour l'entraînement du personnel Radar.**

DUMMER, *P. Inst. El. Eng.* III, mars 1949, 106/116.

L'auteur passe en revue et décrit sommairement quelques-uns des soixante-dix appareils spéciaux, réalisés pendant la guerre par la R. A. F. pour entraîner au radio-guidage ou à la détection, ses opérateurs et navigateurs.

Partant de systèmes simples, simulant des échos de position et d'amplitude variables, on a progressivement construit

des systèmes complets très perfectionnés : apparition simultanée de plusieurs échos indépendants, dont la variation, commandée par des caméras, reproduit celle réellement observée au cours d'un raid ennemi ; reproduction du déplacement latéral et vertical de l'avion, pour permettre la goniométrie et le pointage ; reproduction, sur l'écran d'un oscilloscope panoramique, des aspects caractéristiques créés par les échos d'obstacles fixes, les vagues de la mer, les détails du paysage en radiovision du sol ; manœuvres d'interception, de guidage par GEE ou OBOE, etc.

Tout ceci a été simulé par des appareils fort ingénieux, avec le souci d'une instruction très réaliste, les opérateurs devant effectuer les mêmes manœuvres que dans la réalité, avec une impression analogue — (y compris le bruit du moteur ou des canons, et la disparition de l'ennemi abattu) — et leurs performances étant appréciées quantitativement pour doser leurs progrès.

Dans la discussion qui a suivi cette conférence, plusieurs représentants des forces armées britanniques ont souligné la valeur de cet entraînement pour économiser l'argent, le temps et les moyens dans la formation du personnel.

P. D.

**T. 59. — La résolution des problèmes de champ électromagnétique par des réseaux électriques analyseurs.**

K. SPANGENBERG, G. WALTERS, F. SCHOTT, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juillet, août 1949, 724/729, 866/872.

Si l'on considère un réseau électrique à mailles, formé d'inductances suivant  $Ox$  et  $Oy$ , et de capacités entre chaque jonction et la terre, on trouve que ses équations sont les mêmes que celles du champ électromagnétique dans un guide : il y a correspondance entre les courants, tensions, impédances du réseau, d'une part, — et d'autre part les composantes rectangulaires ou cylindriques du champ, et les constantes du milieu. Un tel réseau peut donc servir à étudier le champ dans un guide. Les auteurs discutent et décrivent deux réalisations à l'université de Stanford.

Le domaine de fréquences a été choisi de 20 à 300 Kc, ce qui conduit à des éléments commodes et de surtensions raisonnables : avec 25 à 50 mailles, formant une longueur électrique de l'ordre de la longueur d'onde, l'encombrement et le prix restent modérés.

Dans le second article, est indiquée la méthode d'emploi de l'appareil pour résoudre différents problèmes : détermination de la fréquence propre, de la surtension, de la distribution de champ des cavités ; de la fréquence de coupure des guides, de l'impédance et du rayonnement des aériens.

La précision est discutée.

En conclusion, l'appareil semble utile, instructif, et de réalisation facile.

P. D.

**T.6. — DÉTAILS ET CONSTRUCTION DES APPAREILS ET DU MATÉRIEL.**

**T. 61. — Les enroulements industriels des machines à courant continu et à courants alternatifs. 3<sup>e</sup> édition (1949).**

par Eugène MAREC. Ingénieur A et M, E. S. E. Prix 950 f Gauthier-Villars. Editeur.

N<sup>o</sup> de Volume : 139 (Bibliothèque de la Société).

Cette troisième édition revue, corrigée et augmentée comprend 296 pages et 256 figures ou schéma. Chacune des deux parties (Courant continu et courants alternatifs) se compose d'une partie théorique et d'une partie pratique sur la réalisation des enroulements dans l'industrie.

M.

**T. 631. — Emploi de la pente comme critère de performance des tubes électroniques.**

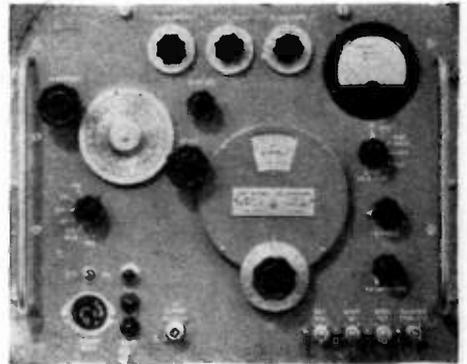
T. SLONCZENWSKI, *Bell S. T. J.*, avril 1949, 28.2, 315/328.

L'auteur montre combien il est commode d'exprimer les performances d'un tube par la courbe de sa pente en fonction de la tension grille, et les premiers coefficients de la série correspon-

Profiter du **PLAN MARSHALL**  
*Equiper vos laboratoires de recherches.*

**HEWLETT *hp* PACKARD**

Générateurs UHF jusqu'à 4.000 MC ♦ Voltmètres  
à lampes HF ♦ Distortiomètres ♦ Atténuateurs ♦  
Fréquencemètres électroniques ♦ Générateurs à  
signaux rectangulaires ♦ Slotted line, etc... etc...



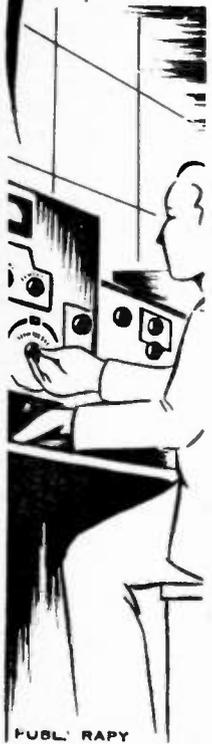
Générateur UHF 1800 - 4000 MC

Distributeur exclusif :

**RADIO - ÉQUIPEMENTS**

65, rue de Richelieu, **PARIS-2<sup>e</sup>**

TÉL. RIC. 49-88



PUBL. RAPHY

**PIONNIER DE LA  
TÉLÉVISION  
DEPUIS  
1929**

**LA RADIO-INDUSTRIE**  
*est toujours au premier rang*

**DE LA  
TECHNIQUE  
INTERNATIONALE**

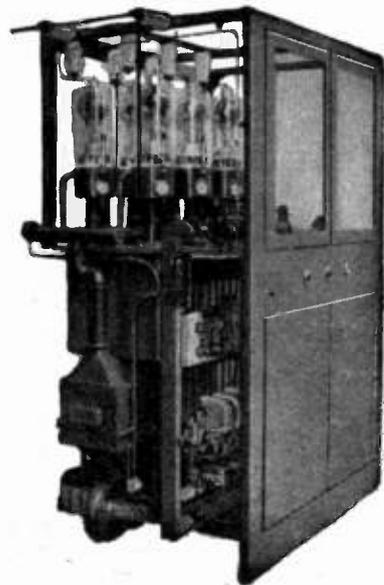
**25, R. du D<sup>e</sup>FINLAY - 55, R. des ORTEAUX  
PARIS**

PUBL. RAPHY

**S. F. M. E.**

**Société Française de Matériel Electrique**

62, Rue Denis-Papin, PANTIN (Seine) - Téléphone : WORD 47-62



**Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères**

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés.
- Transformateurs spéciaux.
- Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

**Nombreuses Références dans les Stations d'Emission**

**PANTIN**

dante. On peut ainsi apprécier d'un coup d'œil, non seulement le gain et l'aptitude à la puissance, mais aussi les propriétés en redresseur, doubleur de fréquence, modulateur... les risques de distorsion etc.

Quelques formules de base sont établies et groupées en tableau.

P. D.

**T.632. — Admittance mutuelle et conductance d'entrée d'une triode-phare 2.c.40.**

N. T. LAVOO, *P. I. R. E.*, nov. 7 5-11, p. 1248/1251.

A l'aide d'un montage spécial du tube entre deux cavités de mesure, l'auteur a déterminé la conductance d'entrée et la conductance (ou plutôt l'admittance, car elle est complexe) mutuelle d'une quarantaine de tubes expérimentaux genre 2.c.40. Les valeurs trouvées à 3.000 Mc/s sont comparées avec celles trouvées en basse fréquence. Les variations avec l'« angle de transit » théorique sont différentes de celles prévues par le calcul de Liewellyn, et l'auteur suggère quelques explications possibles des discordances : pertes diverses, minimum de potentiel entre cathode et grille, irrégularité de la grille, etc.

P. D.

**T. 634. — Le tube EQ 80 détecteur de modulation de fréquence.**

J. L. J. JONKER, A. J. M. Van OVERBEEK, *Revue Technique Philips*, juillet 1949, 1-12.

Il s'agit d'un tube à 7 grilles, dont trois grilles-écran et une grille d'arrêt. Les tensions sont choisies de telle manière qu'il passe un courant-plaque nul quand les deux grilles de commande sont négatives, et un courant plaque presque constant dès qu'elles deviennent positives. En reliant ces grilles à un discriminateur, on obtient donc un courant proportionnel au déphasage (c'est-à-dire à la déviation de fréquence) avec une bonne linéarité et un effet de limiteur très efficace. Présentation « Rimlock » avec culot « Noval » à 9 broches.

P. D.

**T.638. — Le cyclophon. tube électronique commutateur à multiples usages.**

GRIEG, GLAUBER, MOSKORITZ, *P. I. R. E.*, novembre 1947 35, 11, 1251/57.

Le cyclophon comporte un faisceau électronique tournant, traversant un écran métallique percé de fenêtres, pour tomber sur une série de 25 anodes distinctes en donnant lieu à émission secondaire (« dynodes »). Il fonctionne en commutateur ultra-

rapide — à haute impédance, naturellement — et peut être employé, par exemple.

— pour la téléphonie multiplex à impulsions (d'où son nom, dérivé du grec, indiquant une permutation circulaire de téléphonies) ;

— pour la production d'impulsions ;

— pour la multiplication de la fréquence, etc.

Description détaillée de deux tubes Federal X 153 C et G. Précautions d'emploi ; discussion de l'intermodulation.

P. D.

**T. 64. — Les appareils électriques connecteurs et déconnecteurs.**

par J. SAINT-GERMAIN (1949), Ingénieur A et M, E. S. E. Ingénieur en Chef à la Société Als-Thom. Prix 1 500 f.

Gauthier-Villars. Editeur.

N° de Volume : 140 (Bibliothèque de la Société).

Ce volume de 410 pages (220 figures) est divisé en cinq parties : Classification des appareils. Etude descriptive des appareils, Echauffement des circuits principaux. Isolement et qualités diélectriques. Technique de la coupure et de l'établissement des courants.

M.

**9 — Les Applications industrielles des interférences.**

Hervé BOUVERET, un volume broché de 68 pages avec 33 figures.

Editions Desforges, 29, quai des Grands-Augustins, Paris 6<sup>e</sup>

Cet ouvrage s'adresse aux ingénieurs et techniciens désireux d'approfondir les moyens modernes de mesure de précision.

Matières traitées

Généralités sur les interférences lumineuses.

Modes d'obtention des interférences.

Applications des interférences lumineuses : Mesure des dilatabilités et des déformations. Détermination des calibres industriels : forme des surfaces et dimensions. Appareils de contrôle.

Calculs interférentiels : Conduite et exemple de calcul pour l'exécution des mesures interférentielles.

Sources lumineuses utilisées.

Précision des mesures interférentielles.

*Ingénieurs..  
Bureaux d'études!*

D'APRÈS *vos* INDICATIONS NOUS  
RÉALISERONS LE

*CONDENSATEUR*  
*professionnel*  
**VARIABLE**

DONT VOUS AVEZ BESOIN  
PROTOTYPES — SÉRIES

**ELVECO**  
PARIS

S A R L  
70, RUE DE STRASBOURG  
VINCENNES (Seine)  
TÉLÉPHONE : DAU. 33-60

PUBL. PAPY

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

**LES CABLES DE LYON**  
170 AVENUE JEAN-JAURES  
LYON

**TÉLÉVISION**  
ÉMISSION      RÉCEPTION

**MESURES HF**

- VOLTÈMÈTRE  
ÉLECTRONIQUE  
**VE 15**  
Notice 7519
- THERMOCOUPLES  
DANS LE VIDE  
Notice 7501
- OSCILLOGRAPHE HF  
OCP 41  
Notice 7515
- 

**COMPTEURS  
MONTROUGE**

Les courbes de la figure (7) montrent la comparaison entre les facteurs de bruit d'un étage distribué de 6 tubes 6 AK 5 et d'un étage « cascade » de largeur de bande augmentée par contre réaction par résistance. On constate que l'avantage reste nettement à l'étage distribué dès que la largeur de bande demandée dépasse 12 Mégacycles/seconde.

En ce qui concerne les radiomètres U. H. F., un tel élargissement de bande passante, toutes choses égales d'ailleurs, permet de porter la sensibilité limite dans la mesure de la température apparente d'antenne à des valeurs extrêmement remarquables. Si nous utilisons les formules données par Dicke (5), avec les valeurs des caractéristiques des cristaux détecteurs données par Macnee et ses collaborateurs (loc. cit.), nous obtenons comme facteur de bruit d'un radiomètre U. H. F. sur 10 cm. de longueur d'onde la valeur :

$$N \approx 6,1 \quad \text{avec } L_c = 3,6 \quad \text{et } t_c = 1,1$$

$L_c$  perte de conversion et  $t_c$  coefficient de température du cristal employé.

Avec  $N = 25$ ,  $\delta f$  (largeur de bande B. F.) = 0,4 hertz, et  $\Delta f$  (largeur de bande H. F.) = 16 Mhertz, Dicke trouve :

$$\Delta T = 0,46^\circ$$

Si la largeur de bande de la moyenne fréquence passe de 8 à 50 Mhertz, et le facteur de bruit à 6,1, on trouve :

$$\Delta T = 0,46 \cdot 6,1/25 \cdot \sqrt{8/50} = 0,041^\circ$$

On voit donc qu'en l'absence de toute amélioration des cristaux mélangeurs, il est possible de réaliser des radiomètres U. H. F. dont les performances sont comparables à celles des pyromètres optiques.

Des mesures ont été effectuées au Laboratoire de Physique de l'École Normale Supérieure sur le facteur de bruit d'amplificateurs semi-distribués de 50 Mhertz de largeur de bande. Nous comptons exposer ultérieurement les résultats obtenus.

#### BIBLIOGRAPHIE

- (1) J.-L. STEINBERG : Conditions des sensibilité maxima des radiomètres U. H. F. : *Onde Electrique* : 29, 160-166 Avril 1949.
- (2) E. L. GINZTON, W. R. HEWLETT, J. H. JASBERG, J. R. NOE : Distributed amplification : *P. I. R. E.*, 36,956,1948.
- (3) H. A. WHEELER. Wide-band amplifiers for television. *P. I. R. E.* 27,429-438, Juillet 1939.
- (4) H. A. WALLMANN, A. B. MACNEE et C. P. GADSDEN : A low noise amplifier *P. I. R. E.* 36,700-708, Juin 1948.
- (5) R. H. DICKE : Measurement of thermal radiation at microwave frequencies : *Rev. of Scient. Instr.* 268-275, Juill. 1946

# PROCÉDÉS GRAPHIQUES POUR L'ÉTUDE DES MONTAGES A CHARGE CATHODIQUE

PAR

G. SALMET

*Ingénieur aux Laboratoires  
de la Société Industrielle des Procédés Loth*

## INTRODUCTION

Le montage à charge cathodique est utilisé dans de nombreux cas à cause des avantages tout-à-fait particuliers qu'il présente :

1° La résistance interne du tube vue du côté de la cathode est sensiblement égale à  $\frac{I}{S}$ , c'est à dire une quantité généralement faible.

2° La capacité d'entrée ( $CgK$ ) d'un tube monté à charge cathodique est divisée dans le rapport :

$$\frac{I + \frac{Z}{\rho}}{I + \frac{Z}{\rho} + SZ} \quad Z \text{ étant l'impédance de charge.}$$

Ces particularités font que le montage cathodique est souvent employé pour l'attaque de tubes de puissance travaillant avec courant de grille, ou encore comme étage transformateur d'impédance dans les amplificateurs apériodiques à large bande passante.

La méthode analytique est, la plupart du temps, incapable de fournir des données précises sur le fonctionnement d'un montage utilisant un tube à vide ; c'est pourquoi on a le plus souvent recours aux procédés graphiques utilisant le réseau de caractéristiques  $I_a / (V_a)$  avec  $V_{g1}$  comme paramètre.

Dans le cas particulier du montage cathodique, ce réseau ne permet pas de déduire directement les performances de l'étage. La plupart du temps, on traite le problème comme si la charge se trouvait dans l'anode, puis à l'aide de formules analytiques on déduit approximativement la variation de distorsion non linéaire, par exemple, lorsque l'on transpose la charge dans la cathode.

Cette méthode est peu pratique d'emploi et conduit souvent à des erreurs assez considérables dans l'appréciation des éléments ; disons à titre d'exemple que, en classe A, l'impédance de charge optimum d'une penthode chargée dans la cathode est notablement plus faible que si la charge se trouve dans

l'anode ; dans le dernier cas, le courant de déchet étant beaucoup plus grand, les tensions de déchet restant à peu près les mêmes ; de même un étage push pull à charge cathodique pourra être polarisé presque au cut-off sans distorsion appréciable, à l'inverse du montage à charge dans l'anode.

Le procédé que nous allons décrire maintenant réside dans l'emploi d'un réseau de caractéristiques directement utilisable pour le montage cathodique, au même titre que le réseau classique l'est pour le montage anodique.

## TRACÉ DU RÉSEAU DE CARACTÉRISTIQUES

Supposons un tube dans lequel le potentiel de cathode  $V_k$  est variable et, dans le cas d'une tétraode ou d'une penthode, la différence de potentiel entre écran et cathode est constante : le réseau ordinaire  $(I_a) / (V_a)$  reste valable à condition de remplacer la variable  $V_a$  par  $V_a - V_k$  et le paramètre  $V_g$  par  $V_g - V_k$ .

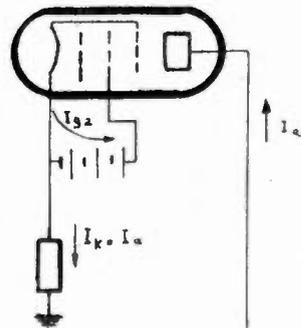


Fig. 1

Si le potentiel  $V_a$  est fixe, on peut par convention, le poser égal à 0 et l'on a ainsi le réseau  $(I_a) / (-V_k)$  avec  $V_g - V_k$  comme paramètre. De plus, pour une penthode, l'écran étant relié à la cathode par l'intermédiaire d'une source de polarisation, le courant circulant dans la charge est égal au courant d'anode (fig. 1) ; dans le cas où l'écran n'est relié à la cathode que pour l'alternatif, le courant  $I_k$  diffère du courant anodique d'une valeur constante égale au courant écran de repos.

Le réseau  $- I_k f (- V_k)$  avec  $V_g - V_k$  comme paramètre est difficilement utilisable car le paramètre contient la variable.

Pour éliminer cette dernière, fixons-nous une valeur  $V_{g1}$  de  $V_g$  et proposons-nous de tracer la courbe  $(- I_k) f (- V_k)$  pour cette valeur  $V_{g1}$ .

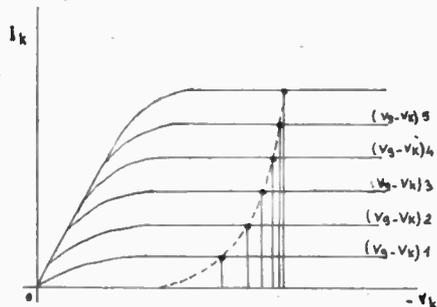


Fig. 2

Soit maintenant le potentiel de cathode  $V_k = V_{k1}$  ; le courant correspondant à ce potentiel sera l'ordonnée du point de rencontre de la droite  $V_k = V_{k1}$  et de la courbe  $- I_k f (- V_k)$  ayant pour paramètre  $V_g - V_k = V_{g1} - V_{k1}$  (fig. 2).

intéressant de faire figurer sur ce réseau la courbe idéale représentant le courant pour le maximum de tension admissible sur la grille par rapport à

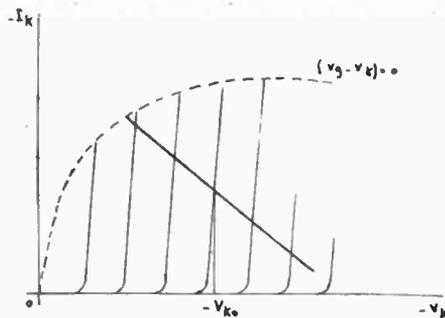


Fig. 4

la cathode, c'est-à-dire la courbe  $- I_k f (- V_k)$  pour  $V_g - V_k = V_{gK} \text{ max.}$  qui n'est autre que la courbe du réseau normal  $I_a f (V_a)$  avec  $V_{gK} \text{ max.}$  comme paramètre : le plus souvent, on pose  $V_{gK} \text{ max.} = 0$ .

La fig. 3 donne, à titre d'exemple, le réseau d'un tube PB 3/800 fonctionnant avec 600 V. de tension d'écran.

On remarquera l'allure très abrupte des caractéristiques et l'on pourra vérifier qu'à chaque ins-

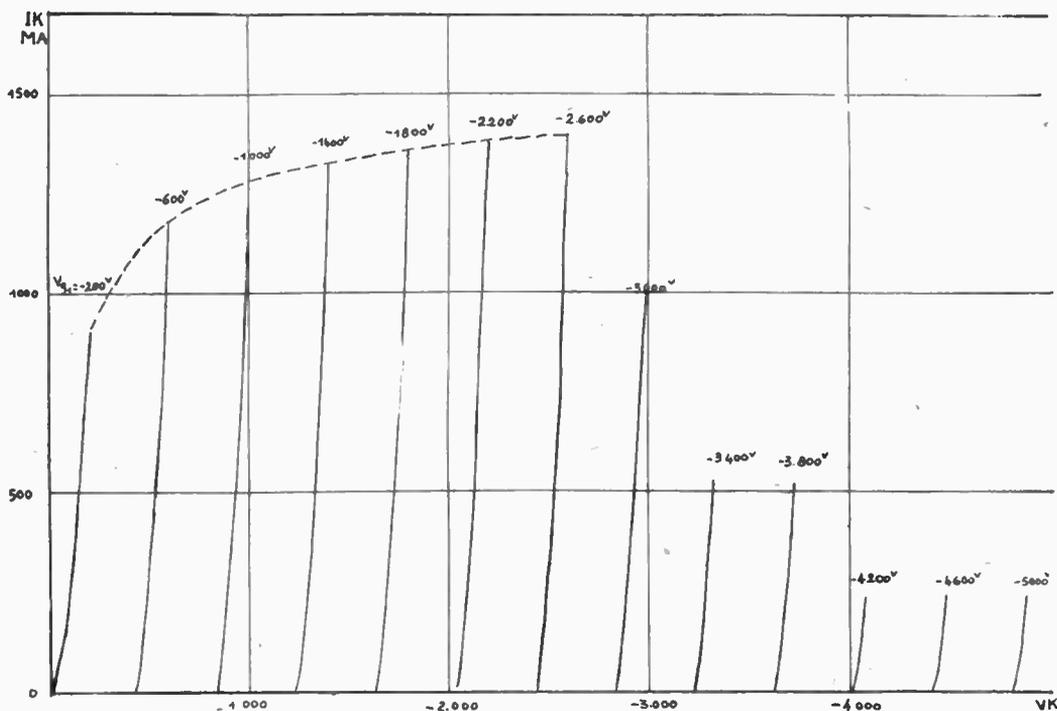


Fig. 3 P.B. — 3/800  
Fonctionnement cathodique

Si nous prenons une autre valeur  $V_{k2}$  de  $V_k$ , toujours avec  $V_g = V_{g1}$ , nous obtenons un second point correspondant à l'intersection de la droite  $V_k = V_{k2}$  et de la courbe ayant pour paramètre  $V_g - V_k = V_{g1} - V_{k2}$ . La jonction de tous les points ainsi obtenus donne la courbe  $- I_k f (- V_k)$  pour  $V_g = V_{g1}$  : on obtient ainsi, en donnant à  $V_g$  différentes valeurs, le réseau en entier. Il est

tant la résistance interne est sensiblement égale à  $\frac{I}{S}$ .

### UTILISATION DU RÉSEAU DE CARACTÉRISTIQUES - CAS D'UNE CHARGE LINÉAIRE

Pour tracer la droite de charge, on procède de la même façon que sur un réseau normal.

La fig. 4 montre la caractéristique de fonctionnement en classe A d'un tube penthode monté avec charge dans la cathode ; comme nous le faisons remarquer au début de cet article, l'impédance optimum de charge, quand celle-ci n'est pas fixée par la dissipation anodique maximum à admettre, est sensiblement plus faible dans le cas du montage cathodique que dans le montage à charge dans l'anode : le courant de déchet étant pratiquement inexistant dans le premier cas.

A titre d'exemple, une *E12*, dont la charge normale en classe A est de 7 000 ohms, doit être chargée avec environ 5 000 ohms seulement dans la cathode, pour la même tension d'alimentation.

#### Charge non linéaire :

Le montage cathodique est particulièrement intéressant pour l'excitation en basse fréquence d'un étage travaillant avec courant grille.

En effet, pour que la distorsion soit négligeable, il est nécessaire de disposer d'une source dont la résistance interne soit très faible. Avec le montage anodique, on est obligé :

1° D'employer un transformateur abaisseur :

2° Lorsque le courant grille est très important, de disposer en parallèle sur le secondaire d'une résistance dite « égalisatrice », la puissance absorbée par cette résistance étant couramment 3 à 4 fois la puissance dissipée dans le circuit grille du tube à exciter.

Au contraire, le montage « cathode follower » permet d'éviter ces artifices grâce à sa très faible résistance interne ; nous montrerons même que, dans ce cas, il faut si possible éviter l'emploi d'un transformateur abaisseur ou ne l'utiliser qu'avec beaucoup de circonspection. En outre, si l'excitateur fait partie d'une chaîne contre-réactionnée, la suppression du transformateur permet, dans la plupart

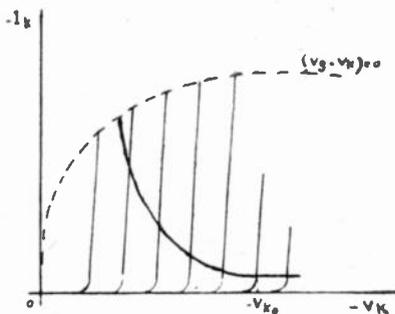


Fig. 5

des cas, d'augmenter le taux de contre-réaction du fait de l'absence de self de fuite.

Le tracé de la caractéristique de charge ne présente aucune difficulté ; il suffit de connaître le courant grille instantané de l'étage excité en fonction de sa tension de grille, et de porter ces valeurs sur le réseau de l'excitateur en faisant coïncider le

potentiel de polarisation avec la tension cathodique au repos.

La fig. 5 montre, à titre d'exemple, un étage à charge cathodique excitant un seul tube.

Nous attirons l'attention sur le fait que dans le cas où l'on n'emploie pas de transformateur, il n'y a pas intérêt à se fixer a priori la tension d'alimentation ; il est recommandé pratiquement de procéder de la façon suivante : la tension cathodique alter-

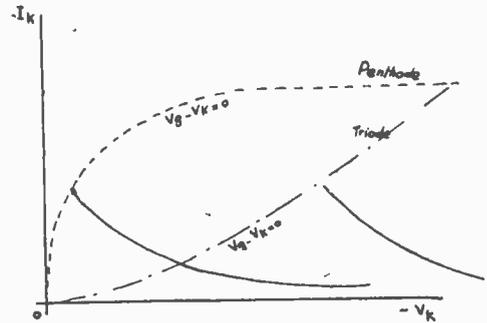


Fig. 6

native de crête étant donnée (tension crête de grille de l'étage final) ainsi que le courant maximum (courant crête de grille), la valeur maximum de courant devant de plus coïncider avec la tension minimum, on obtient le point A de la caractéristique de charge en traçant, parallèlement à l'axe des  $V_k$ , une droite ayant pour équation  $I_k = I_o + I_e$ ,  $I_o$  étant le courant de repos de l'étage à exciter

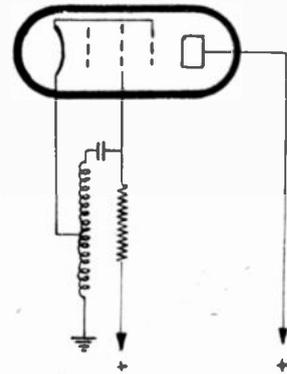


Fig. 7

et  $I_o$  le courant de repos. L'intersection de cette droite avec la courbe limitative du courant (tracée pour  $V_k - V_g = 0$ ) donne le point A. Pratiquement, on se place légèrement plus à droite afin de s'assurer une marge de sécurité ; l'extrémité de la caractéristique de charge doit coïncider avec ce point ; on a ainsi la tension de déchet minima, donc également le meilleur rendement. La tension d'alimentation est facilement trouvée en ajoutant à la tension crête que doit fournir l'étage, la tension de déchet.

A la lumière de ce qui vient d'être dit, on voit que l'on a intérêt à employer des penthodes, le courant d'anode dans ces derniers tubes augmentant

beaucoup plus rapidement pour de faibles tensions. La fig. 6 montre clairement cet avantage.

Il est évident que pour la triode, la tension de déchet est généralement prohibitive si le courant grille est important.

On peut encore accentuer l'avantage de la penthode en se basant sur les considérations suivantes :

Pour une tension entre anode et cathode donnée, le courant correspondant à  $V_g - V_k = 0$  est d'autant plus élevé que le potentiel d'écran est lui-même plus grand, mais il y a une valeur maxima de ce dernier que l'on ne peut dépasser sous peine d'être au-delà de la dissipation d'écran permise. On peut tourner la difficulté en choisissant un potentiel moyen d'écran assez faible et en l'augmentant dans les crêtes de courant, ce qui s'obtient pratiquement en alimentant l'écran en alternatif, à partir de la cathode, par un auto-transformateur élévateur. Quand le potentiel de la cathode est maximum par rapport à la masse, c'est-à-dire mi-

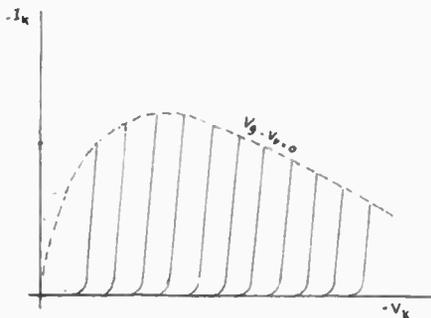


Fig. 8

nimum en valeur absolue par rapport à la plaque, la d. d. p. entre écran et cathode est elle-même maxima : le réseau, avec la courbe limitative du courant prend alors l'allure représentée fig. 8.

On peut constater par des applications pratiques ce résultat assez curieux, à savoir que le gain de l'étage peut être légèrement supérieur à 1 : cela provient de ce qu'en réalité il y a une réaction positive sur l'écran qui diminue en partie l'effet de contre-réaction par la cathode, ce dernier étant naturellement de beaucoup le plus important ce qui fait que le montage ne peut osciller.

Avec le système qui vient d'être décrit, il est possible d'améliorer sensiblement le rendement, grâce à la diminution de la tension de déchet, et d'employer des tubes de plus faible puissance, donc de prix de revient moins élevé, considérations qui ont beaucoup de poids lorsqu'il s'agit d'émetteurs de moyenne et grande puissance.

**Calcul de la puissance d'alimentation et de la puissance utile, rendement :**

Nous allons d'abord étudier le cas qui se présente le plus souvent en pratique, à savoir celui où l'étage

(1) Voir Reich : Theory and applications of electron tubes.

cathodique est monté en symétrique, l'étage final étant lui-même symétrique. Le diagramme de fonctionnement, en caractéristiques composées (1), est montré par la fig. 9.

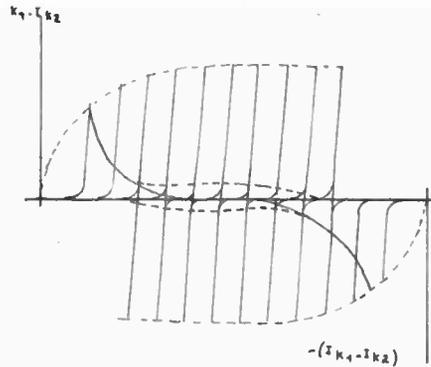


Fig. 9

Pour étudier la puissance fournie par la source, il y a lieu de considérer la charge vue par un seul tube qui est représentée ici par la courbe en pointillés, tandis que pour la puissance utile en alternatif fournie par l'étage, on doit utiliser la courbe en trait plein représentant 1/4 de la résistance plaque à plaque.

Pour simplifier le problème, on peut considérer que les caractéristiques de charge sont formées par une succession de droites conformément à la fig. 10.

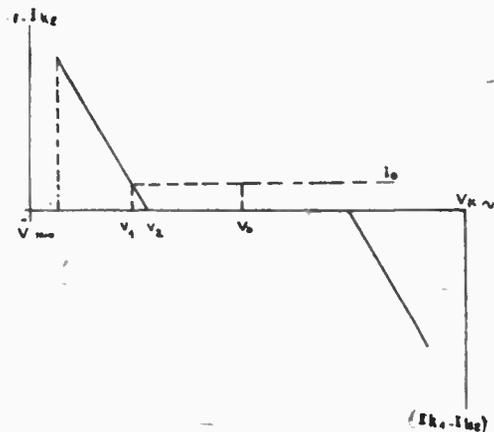


Fig. 10

La puissance fournie par la source à un seul tube est égale à :

$$W_s = V_0 I \text{ moy.} \tag{1}$$

soit, la tension étant sinusoïdale :

$$W_s = V_0 \left[ I_0 + \frac{1}{\pi} \frac{\Delta V \Delta I}{\delta V} \left( \int_0^{\theta_0} \cos \theta d\theta - \theta_0 \cos \theta_0 \right) \right] \tag{2}$$

$$= V_0 \left[ I_0 + \frac{1}{\pi} \frac{\Delta V \Delta I}{\delta V} \left( \sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0 \right) \right] \tag{3}$$

où l'on a posé :

$$(4) \begin{cases} \Delta V = V_0 - V \text{ min} & (a) \\ \delta V = V_1 - V \text{ min} & (b) \\ \Delta I = I \text{ max} - I_0 & (c) \\ \cos \theta_0 = \frac{V_0 - V_1}{\Delta V} & (d) \end{cases}$$

La formule (2) est déduite de la façon suivante :

Si l'on applique sur la grille une tension sinusoïdale, la distorsion étant faible, la tension de cathode est à peu de choses près sinusoïdale également : or le courant moyen est égal à  $I_0$  plus l'aire hachurée de la fig. 11 divisée par  $\pi$ .

On a, d'après la fig. 10 :

$$\cos \theta_0 = \frac{V_0 - V_1}{V_0 - V \text{ min}} = \frac{V_0 - V_1}{\Delta V}$$

De plus, l'amplitude génératrice des impulsions de courant  $I_c$  devra satisfaire à la relation (d'après la fig. 11) :

$$I_c (1 - \cos \theta_0) = I \text{ max} - I_0 = \Delta I$$

D'où :

$$I_c = \frac{\Delta I}{1 - \cos \theta_0} = \frac{\Delta I}{1 - \frac{V_0 - V_1}{\Delta V}} = \frac{\Delta I \Delta V}{\Delta V - V_0 + V_1}$$

$$= \frac{\Delta I \Delta V}{V_0 - V \text{ min} - V_0 + V_1} = \frac{\Delta I \Delta V}{\delta V}$$

Le courant moyen est bien alors égal à :

$$I_0 \text{ moy.} = I_0 + \frac{\Delta V \Delta I}{\delta V} \left( \int_0^{\theta_0} \cos \theta \, d\theta - \theta_0 \cos \theta_0 \right)$$

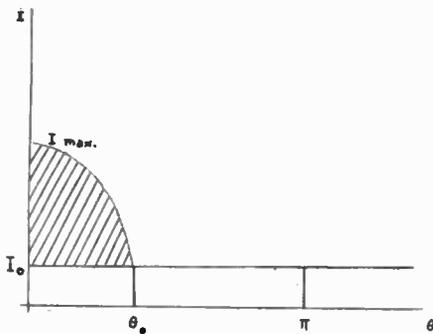


Fig. 11

Pour calculer maintenant la puissance utile, il suffit de se rappeler que, la tension de cathode étant regardée comme sinusoïdale, la puissance est égale à :

$$W_u = 1/2 V_c I_t \quad (5)$$

$V_c$  étant bien entendu la crête de tension alternative, c'est-à-dire  $\Delta V$  et  $I_t$ , la composante fondamentale du courant de cathode, cette composante est pour les deux tubes et d'après le développement en série de Fourier des impulsions sinusoïdales :

$$I_t = Z \frac{I_{\text{max}}}{\pi} \frac{\theta_1 - \sin \theta_1 \cos \theta_1}{1 - \cos \theta_1} \quad (6)$$

avec  $\cos \theta_1 = \frac{V_0 - V_2}{\Delta V}$

D'où la formule de puissance utile :

$$W_u = \Delta V I \text{ max} \frac{\theta_1 - \sin \theta_1 \cos \theta_1}{\pi (1 - \cos \theta_1)} \quad (7)$$

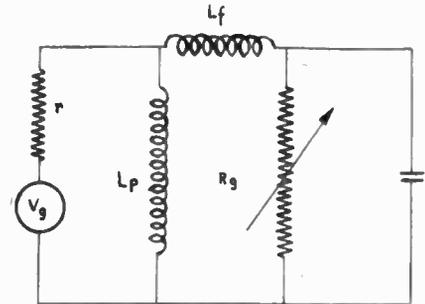


Fig. 12

Les formules (3) et (4) restent valables pour un seul tube à charge dans la cathode attaquant un tube également unique, mais comme il n'y a qu'une caractéristique de charge,  $\theta_1$  se confond avec  $\theta_0$  et  $I \text{ max}$  dans (7) doit être remplacé par  $\Delta I$ , si bien que l'on a :

$$W_u = \frac{1}{2\pi} \Delta V \Delta I \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{1 - \cos \theta_0} \quad (8)$$

Connaissant  $W_u$  et  $W_s$ , on déduit évidemment la puissance dissipée dans le tube :  $W_d = W_s - W_u$ .

et le rendement  $\eta = \frac{W_u}{W_s}$ .

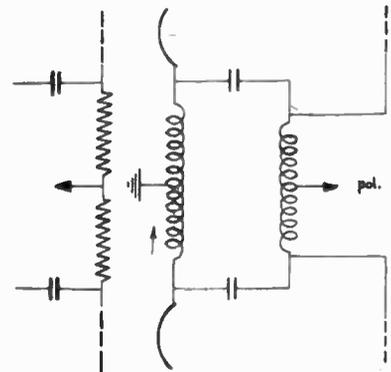


Fig. 13

**Recherche du montage optimum :**

*Remarque sur l'emploi des transformateurs dans la cathode :*

En principe, les transformateurs abaisseurs sont à éviter, outre pour les raisons déjà citées, à cause de l'augmentation de l'impédance apparente de la source aux fréquences élevées ; en effet, le circuit équivalent est celui représenté fig. 12.

Aux fréquences élevées, l'impédance du générateur est sensiblement égale à sa résistance interne

augmentée de  $jL/\omega$ ,  $Lj$  étant la self de fuite du transformateur ; or l'inductance du primaire étant généralement très élevée puisque l'impédance moyenne vue du primaire est elle-même généralement grande (de l'ordre de plusieurs milliers d'ohms), il en résulte que la self de fuite est également im-

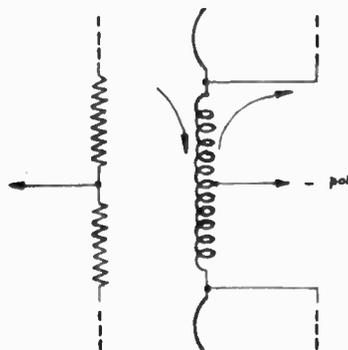


Fig. 14

portante et son impédance peut être, aux fréquences les plus grandes, égale à plusieurs fois la résistance interne qui ne dépasse guère quelques centaines d'ohms. De ce fait, la distorsion augmentera ; cela ne se produit pas pour le montage anodique à résistance égalisatrice, cette dernière shuntant directement  $R_0$ .

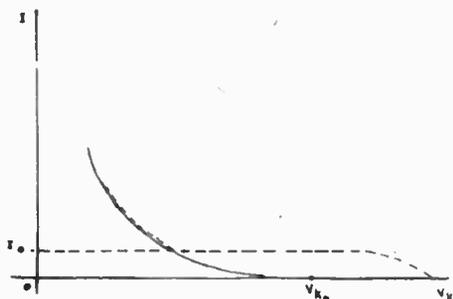


Fig. 15

Si le transformateur abaisseur est peu intéressant, en revanche on peut employer un transformateur de rapport 1 dans le but de pouvoir polariser l'étage final sans que cette polarisation agisse



Fig. 16

sur le cathodique ; cependant, il y a lieu de coupler capacitivement le secondaire au primaire à l'aide de condensateurs de grande valeur (fig. 13). On annule ainsi l'effet de l'inductance de fuite.

Bien qu'à première vue le montage à transformateur de rapport 1 puisse paraître avantageux à cause de la totale indépendance des polarisations des deux étages, le schéma représenté fig. 14 est plus avantageux pour les très grosses puissances ou le courant de grille peut atteindre plusieurs ampères en crête ; en effet, dans le premier cas, le courant circulant dans la source de polarisation de l'étage final est le courant de grille moyen des deux tubes, courant qui peut dépasser 1 ampère avec des crêtes de 4 ou 5 ampères pour un ampli de 100 KW ; dans le second cas, le courant de grille se retranche du courant de cathode dans l'enroulement, ce qui fait que le courant continu fourni par la source de polarisation de l'étage final, est très faible, d'où une amélioration du rendement et un allègement du redresseur.

On peut déterminer avec plus de précision la valeur et la forme de ce courant en s'aidant du réseau de la fig. 15.

La courbe en trait plein est la caractéristique du courant grille d'un tube de l'étage final, fonc-

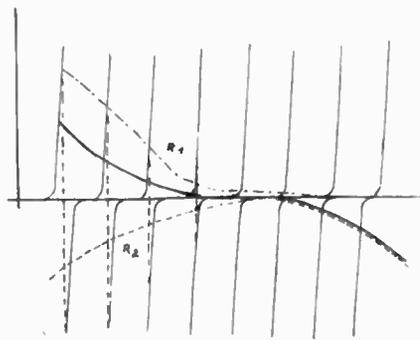


Fig. 17

tion du potentiel de cathode ; la courbe en pointillé représente la charge vue par un tube de l'étage cathodique, celle-ci étant donnée par le réseau de la fig. 9. Cette courbe représente donc le courant de cathode circulant dans un tube en fonction de la tension de cathode ; il en résulte que le courant circulant dans le demi-enroulement est égal, en valeur absolue, à  $I_k - I_g$  ; la valeur maximum en est  $I_0$  le courant de repos. On trouve alors comme valeur du courant circulant dans la source de tension négative, la somme instantanée des courants dans chaque enroulement ; il a alors l'allure représentée par la fig. 16, la tension appliquée étant de la forme :

$$V = V_k \cos \omega t + V_{k_0}$$

La valeur approximative du courant moyen est :

$$I_{\text{moy}} = 4 I_0 \frac{\theta_0}{\pi}$$

$\theta_0$  étant toujours défini d'après (4) (d).

**Choix du type de tube à employer :**

Nous avons vu qu'il y avait intérêt à utiliser des pentodes ; cependant, pour les amplis de petite puissance, où le rendement et la puissance de l'étage

excitateur n'entrent pratiquement pas en considération, on peut employer des triodes ou des penthodes montées en triodes, c'est-à-dire avec potentiel d'écran fixe. On évite ainsi la complication due à l'alimentation en tension alternative de l'écran.

Le montage décrit précédemment et utilisant un transformateur élévateur pour alimenter l'écran n'offre d'intérêt que pour les puissances à partir de 20 KW.

Nous noterons que la distorsion de l'étage cathodique, pour un étage final donné, ne dépendant pratiquement que de la pente des tubes employés, il est inutile de prévoir ceux-ci de puissance très large dans l'espoir de diminuer la distorsion.

**Note sur la symétrisation de la tension d'entrée :**

Nous allons montrer que, dans un montage cathodique, symétrique, et à cause de la faible résistance interne présentée par les tubes, il est nécessaire que les tensions d'attaque sur les grilles soient à chaque instant parfaitement symétriques, la dissymétrie pouvant se traduire par un accroissement de la puissance dissipée et la saturation d'un tube.

Pour en faire la démonstration, nous utiliserons le réseau de caractéristiques composées : celui-ci aura la particularité que la variation de  $V_g$  d'un tube n'aura pas la même valeur que celle de l'autre tube ; par exemple, à un potentiel de grille, du tube 1,  $V_{g0} + 15 V$  correspondra un potentiel de grille sur le tube 2  $V_{g0} + 20 V$ . Le réseau sera celui représenté par la fig. 17.

Nous voyons que la charge par tube représentée par les courbes  $R_1$  et  $R_2$  est fortement accrue.

Nous allons donner une autre démonstration de ce phénomène qui, bien qu'elle soit moins précise, à l'avantage d'être plus intuitive.

Supposons les deux tubes représentés par deux générateurs de F. e. m.  $V_{g1}$  et  $V_{g2}$ , respectivement et de résistance interne  $r$ , conformément à la fig.

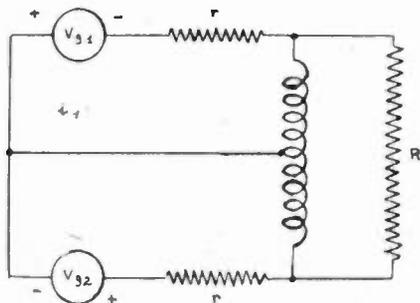


Fig. 18

18 ; ce circuit peut être remplacé, si l'enroulement de couplage peut être considéré comme un auto-transformateur parfait, par le schéma de la fig. 19 qui est équivalent pour les courants  $i_1$  et  $i_2$ .

Si l'on pose :

$$V_{g2} = V_{g1} + \Delta V$$

on trouve pour valeur du rapport des courants :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1 + \frac{\Delta V}{V_{g1}} \frac{R}{4r}}{1 - \frac{\Delta V}{V_{g1}} \frac{R}{4r}} = \frac{1 + \frac{\Delta V}{V_{g1}} \frac{R}{4r}}{1 - \frac{\Delta V}{V_{g1}} \frac{R}{4r}} \text{ si } R \gg 4r$$

Nous voyons que le déséquilibre des courants dépend non seulement du déséquilibre des f. e. m.,

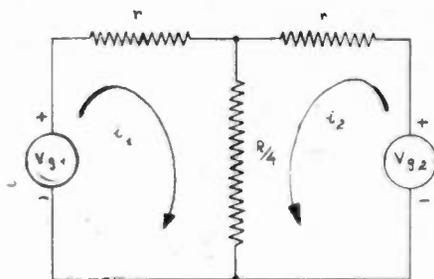


Fig. 19

ce qui est normal, mais aussi du rapport entre la charge et la résistance interne des sources ; c'est pour cela que ce phénomène, qui peut être géné-

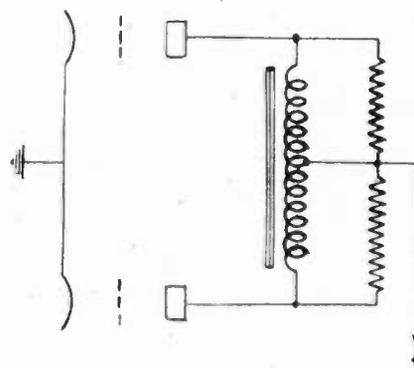


Fig. 20

ralement négligé pour les étages à charge anodique, ne peut plus l'être lorsque la charge est dans la cathode.

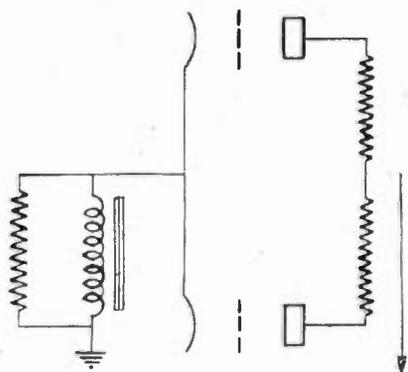


Fig. 21

Pour fixer les idées, prenons un exemple numérique avec des valeurs courantes. Soit  $r = 100$  ohms et  $R = 10\,000$  ohms, pour un déséquilibre total de la tension d'entrée de 4 %, il n'y a plus qu'un seul tube qui débite, le rapport  $\frac{I_1}{I_2}$  devenant infini.

Bien entendu, le raisonnement que nous venons de faire s'applique uniquement à des éléments supposés linéaires ; c'est pour cela que la méthode

**Méthodes d'équilibrage :**

L'équilibrage de l'étage préexcitateur peut se faire, soit inductivement dans l'anode (fig. 20),

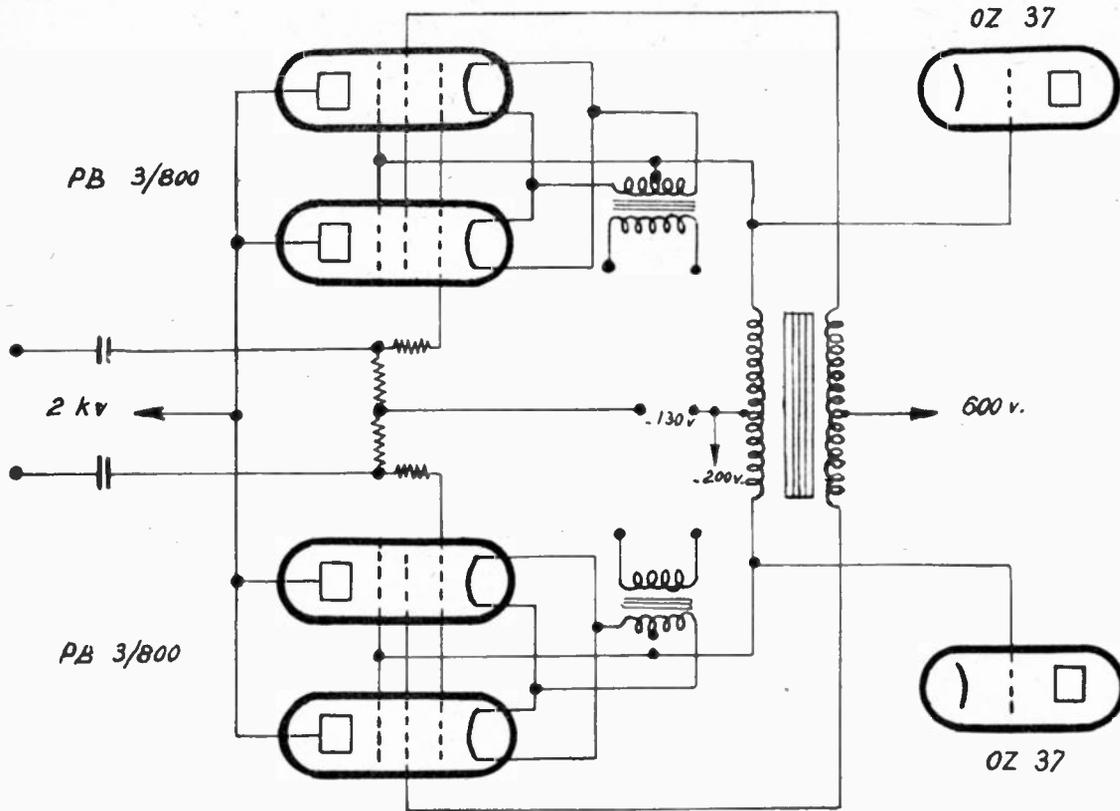


Fig. 22

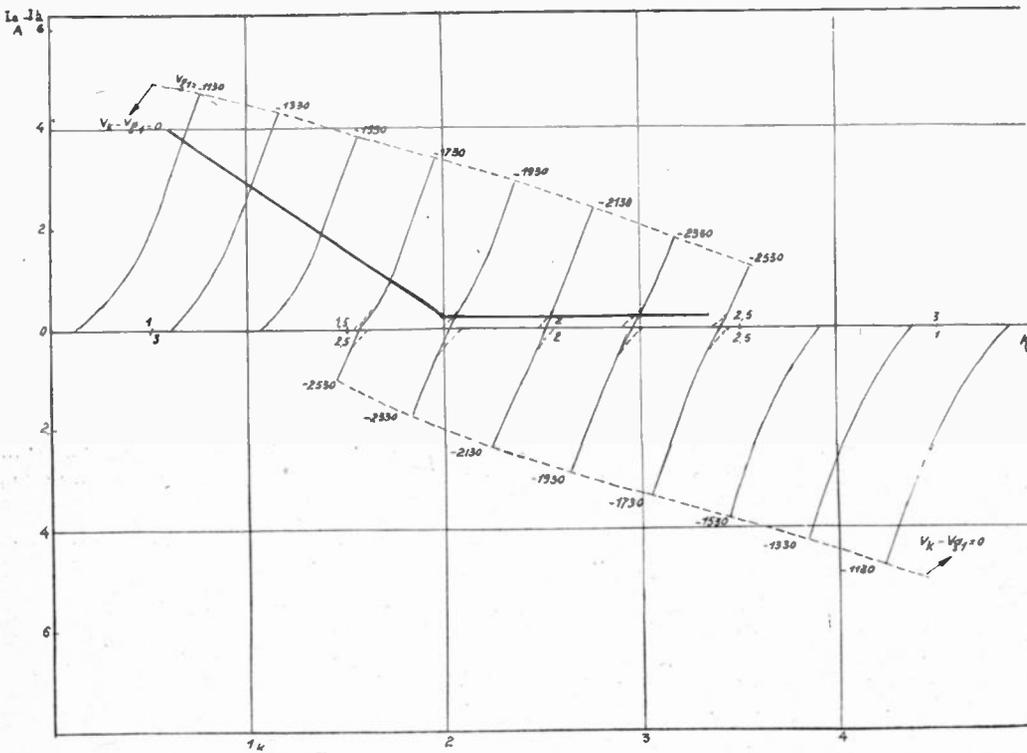


Fig. 23

4 × PB 3/800 Push-parallèle.

Fonctionnement cathode-follower

$V_0 = 2 \text{ Kv}$

$V_{g/2} = 600 \text{ v} + \frac{1}{2} \Delta V_k$

graphique que nous avons exposée en premier lieu doit être employée si l'on veut déterminer avec précision l'action d'un déséquilibre éventuel.

soit plus simplement dans la cathode (fig. 21) par inductance et résistance ou par résistance seule si la chute de tension importe peu.

**Exemple d'application :**

Nous allons donner, à titre d'exemple, la description d'un étage cathodique formé de 4 PB 3/800 excitant un étage de 95 Kw utilisant 2 tubes OZ 37 Philips travaillant à 10 Kv de tension anodique. Les caractéristiques de grille de l'OZ 37 sont les suivantes :

Polarisation ( $V_{g0}$ )	- 200 V
Tension alternative de grille ( $V_g$ )	950 V
Courant grille de crête ( $I_{g0}$ )	~ 4,2 A

L'étage cathodique sera construit d'après le schéma de principe de la fig. 22. Nous remarquerons que les polarisations des étages exciteur et de puissance sont indépendantes. Comme il s'agit d'un modulateur de grande puissance, nous employons le procédé d'augmentation de la tension écran dans les crêtes. Le rapport de transformation étant choisi égal à

nous donne, comme valeur de la tension d'alimentation d'anode :

$$1\ 000\ \text{V} + 950\ \text{V} = \sim 2\ 000\ \text{V}$$

La fig. 23 représente la caractéristique de fonctionnement de l'étage. De cette courbe, on déduit la courbe  $V_k / (V_g)$  (fig. 24). Nous voyons que la tension crête de grille à grille est de 2 100 V.

La courbe de la fig. 24 permet de calculer la distorsion de l'étage : pour cela, on développe cette courbe en série de la forme :

$V_k = a_1 v_g + a_3 v_g^3 + a_5 v_g^5$ , de sorte que l'on a, si on pose  $v_g = V_g \cos \omega t$  :

$V_k = a_1 V_g \cos \omega t + a_3 V_g^3 \cos^3 \omega t + a_5 V_g^5 \cos^5 \omega t = A_1 \cos \omega t + A_3 \cos^3 \omega t + A_5 \cos^5 \omega t$  la 5<sup>e</sup> puissance étant suffisante pour obtenir une bonne approximation.

Dans ces conditions, l'amplitude des différentes

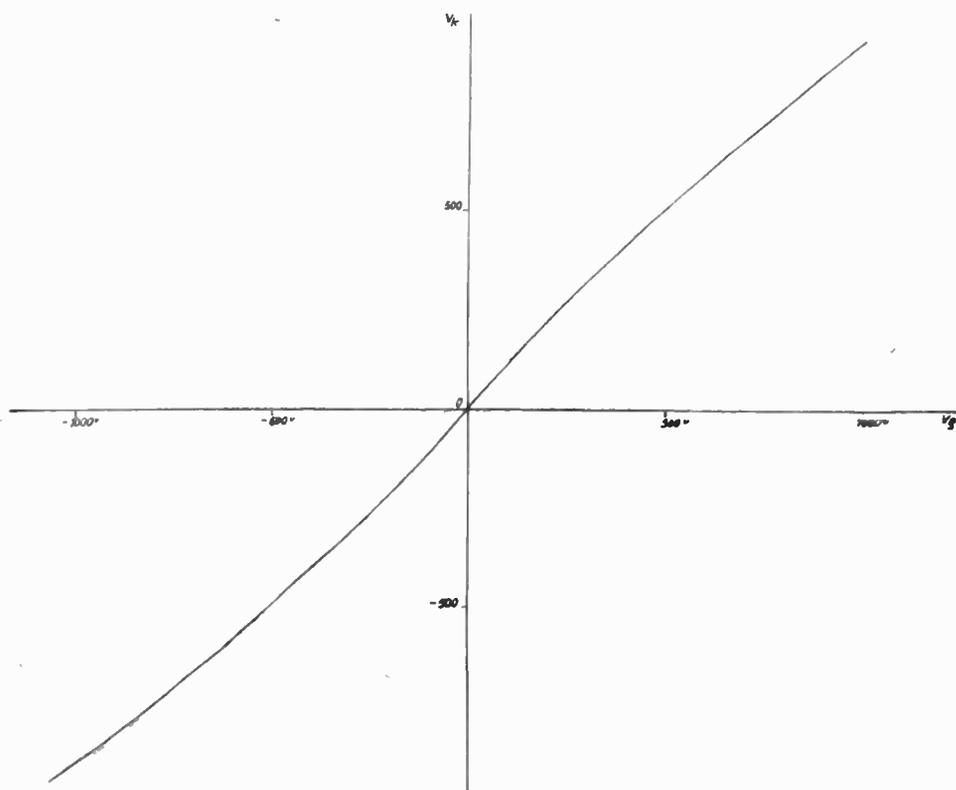


Fig. 24 — Etage cathode follower. — Courbe  $I_k / (V_k)$

3/2 et le potentiel de repos de l'écran étant de 600 V, la d. d. p. instantanée entre écran et cathode est égale à :

$$V_{s2} = 600\ \text{V} + \frac{1}{2} V_k$$

Au moment du minimum de tension entre plaque et cathode, c'est-à-dire du maximum de tension entre cathode et masse, elle sera de 1 025 V environ. Les 4,2 A de courant de crête nécessaires peuvent être obtenus, avec une certaine sécurité, à une tension de cathode de 1 000 V environ, ce qui

composantes harmoniques est donnée en fonction des coefficients  $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ , par la formule : (1)

$$B_n = \sum_{p=0}^{n+2p=q} A_{(n+2p)} \frac{(n+2p)(n+2p-1)\dots(n+p+1)}{2^{n+2p-1} p.}$$

Dans notre cas, où la plus haute puissance  $q$  est égale à 5 et où les puissances sont toutes impaires, on a :

$$B_1 = A_1 + \frac{3}{4} A_3 + \frac{5}{8} A_5$$

(1) Pour l'établissement de cette formule, voir la note correspondante à la fin de l'article.

$$B_3 = \frac{1}{4} A_3 + \frac{5}{16} A_5$$

$$B_5 = \frac{1}{16} A_5$$

$$V_1 = 1\,750\text{ V}$$

$$V_2 = 1\,790\text{ V}$$

$$I_0 = 0,24\text{ A}$$

$$I_{\max} = 4\text{ A}$$

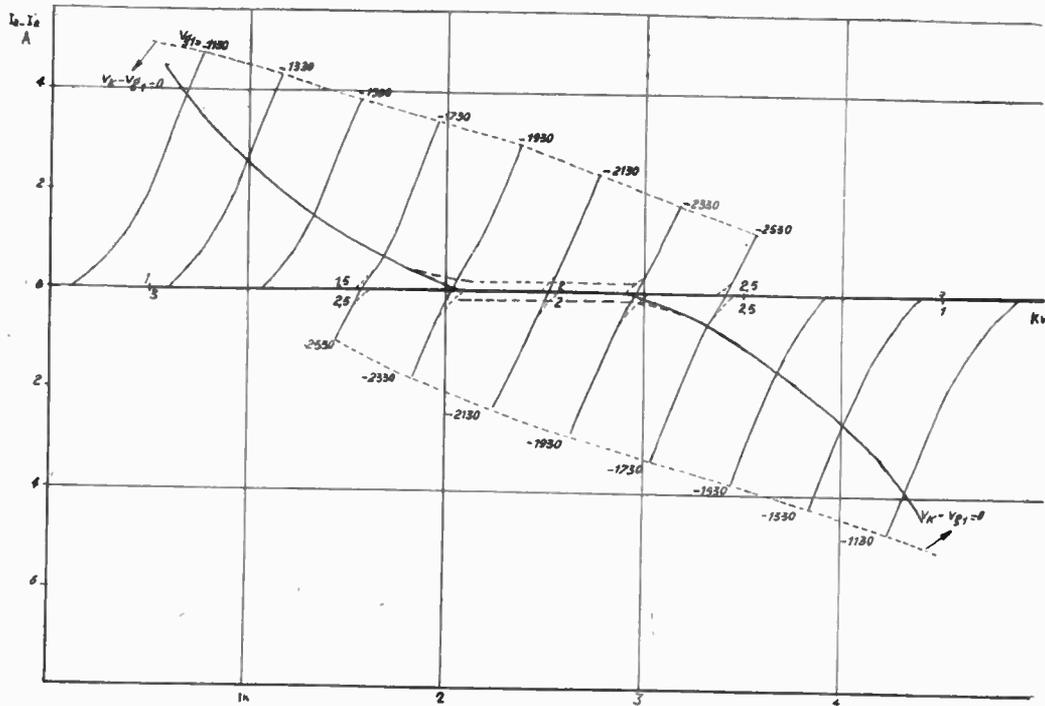
d'où :

$$\Delta V = 950\text{ V}$$

$$\delta V = 700\text{ V}$$

$$\Delta I = 3,75\text{ A}$$

Nous trouvons par identification des coefficients sur la courbe de la fig. 24, en choisissant 3 valeurs différentes de  $v_k$  :



$V_{g1}$	=	- 130 V
$I_0$ (4 tubes)	=	480 mA
$V_{gc}$	=	1 060 V
$V_{ggc}$	=	2 120 V
$W_s$ (4 tubes)	=	5 Kw
$W_u$	=	1,75 Kw
$\tau_i$	=	35 %
$d$	=	< 4 %

CONCLUSION

Nous nous sommes efforcés de montrer dans cet article tout l'avantage qu'il y avait à employer une méthode graphique appropriée pour l'établissement

rapide et dans les meilleures conditions possibles, d'un montage à charge dans la cathode. Ce procédé permet de trouver facilement les conditions de fonctionnement les meilleures et de calculer avec une précision suffisante les performances que l'on peut attendre de l'étage. En outre, la méthode graphique permet de rendre compte d'une façon très précise de phénomènes secondaires, tels que ceux causés par le déséquilibre des tensions d'attaque. Enfin, les caractéristiques peuvent être utilisées également dans le cas où l'impédance de charge est complexe, ce qui permet de voir le comportement d'un étage cathodique à très large bande passante qui peut faire partie, par exemple, d'un ampli de vidéo-fréquence, en télévision.

**ÉTABLISSEMENT DE LA FORMULE  
DONNANT LES AMPLITUDES DES  
HARMONIQUES DE  $v_k$  EN FONCTION DES COEFFICIENTS  
DE LA COURBE  $v_k$  f ( $V_g$ ),  $V_g$  ÉTANT SINUSOÏDAL**

D'après la formule de Moivre, on a :

$$\cos^m \varphi = \sum_{p=0}^{p=\frac{m}{2}} \frac{m(m-1)(m-2)\dots(m-p+1)}{2^{m-1} p!} \cos(m-2p) \varphi \quad (1)$$

en donnant conventionnellement au terme obtenu pour  $p = 0$ , la valeur

$$\frac{1}{2^{m-1}} \cos m \varphi$$

Si on applique sur la grille du tube une tension sinusoïdale  $v_g = V_g \cos \omega t$ ,  $v_k$  sera de la forme :

$$v_k = A_0 + A_1 \cos \omega t = A_2 \cos^2 \omega t + \dots + A_n \cos^n \omega t \quad (2)$$

les coefficients  $A_0, A_1, A_2, \dots, A_n$  étant obtenus en mettant sous forme algébrique la courbe  $v_k = f(v_g)$ , c'est-à-dire en posant :

$$v_k = a_0 + a_1 v_g + a_2 v_g^2 + a_3 v_g^3 + \dots \quad (3)$$

Les valeurs de  $a_0, a_1, a_2, a_3 \dots$  s'obtiennent facilement par une méthode bien connue ; on choisit une valeur quelconque de  $v_g, v_{g1}$ , à laquelle correspond, d'après la courbe, une valeur  $v_{k1}$  connue.

On peut alors poser :

$$a_0 + a_1 v_{g1} + a_2 v_{g1}^2 + \dots = v_{k1}$$

de même, pour d'autres valeurs de  $V_g$ , nous avons :

$$a_0 + a_1 v_{g2} + a_2 v_{g2}^2 + \dots = v_{k2}$$

$$a_0 + a_1 v_{g3} + a_2 v_{g3}^2 + \dots = v_{k3}$$

On pose ainsi autant d'équations qu'il y a de coefficients et on trouve la valeur de ceux-ci en résolvant ce système d'équations linéaires ; si on prenait un grand nombre de coefficients, le calcul deviendrait très long, mais pratiquement on obtient, étant donné le grand rayon de courbure de la courbe  $i_k / (v_k)$ , une précision largement suffisante avec 4 ou 5 coefficients ; comme, d'autre part,  $a_0$  est la tension de cathode pour  $V_g = 0$  et  $a_1$  le coefficient angulaire de la courbe également pour  $V_g = 0$ , il ne reste pratiquement plus que 2 ou 3 coefficients à déterminer, ce qui se fait très facilement avec le nombre correspondant d'équations.

Nous devons évidemment choisir des points à peu près également répartis dans toute la région de la caractéristique utilisée.

Connaissant  $a_0, a_1, a_2, a_3 \dots$ , nous déduisons immédiatement les valeurs de  $A_0, A_1, A_2, A_3 \dots$  par les relations :

$$A_0 = a_0$$

$$A_1 = a_1 V_g$$

$$A_2 = a_2 V_g^2$$

$$\dots \dots \dots$$

$$A_n = a_n V_g^n$$

D'après la formule (1), le terme  $A_m \cos^m \omega t$  donnera une composante harmonique en  $(m - 2p) \omega t$  égale à

$$A_m \frac{m(m-1)(m-2)\dots(m-p+1)}{2^{m-1} p!} \cos(m-2p)\omega t \quad (4)$$

En posant  $m - 2p = n$ , d'où  $m = n + 2p$  (4) devient

$$A_{n+2p} \frac{(n+2p)(n+2p-1)\dots(n+p+1)}{2^{n+2p-1} p!}$$

On aura alors pour amplitude totale du nième harmonique, si  $q$  est la puissance la plus élevée de la courbe  $i_k f(V_k)$

$$B_n = \sum_{p=0}^{p=\frac{q-n}{2}} A_{(n+2p)} \frac{(n+2p)(n+2p-1)\dots(n+p+1)}{2^{n+2p-1} p!} \quad (5)$$

Cette formule n'est pas valable pour l'harmonique 2. Pour obtenir le coefficient du 2e harmonique il faut diviser par 2 le résultat obtenu en appliquant la formule (5).

# LE QUARTZ, SON TRAITEMENT, SON EMPLOI DANS LA TECHNIQUE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

(Suite et fin) (1)

PAR

MM. SUEUR René  
Ingénieur en chef des P. T. T.

NORBERT Jean  
Ingénieur contractuel au S.R.C.T

ANDRIEUX Pierre  
Ingénieur des P. T. T.

CORNEBISE Michel  
Directeur Général de la Société  
du Quartz de Madagascar

## IV. — Technologie du travail du quartz.

La réalisation des résonateurs est une opération délicate qui nécessite l'emploi de machines de précision et de moyens de contrôle nombreux et sensibles. Nous allons passer en revue dans les paragraphes qui suivent les méthodes et les appareils utilisés au S.R.C.T pour la taille des résonateurs.

### 4. 1 — EXAMEN PRÉALABLE DES CRISTAUX

Comme on l'a vu dans la première partie, les cristaux subissent un classement chez le producteur, ce

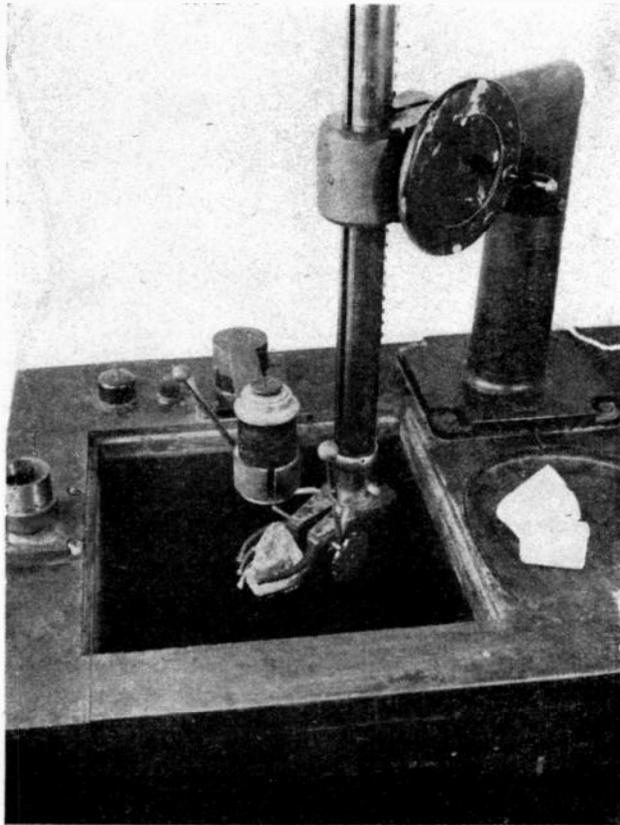


Fig. 14

classement suffit pour fixer en moyenne la valeur d'un bloc, mais ne donne pas assez de renseignements pour une utilisation rationnelle de la matière.

(1) Voir l'Onde Electrique, n° 275, de Février 1950.

La forme d'un bloc, la disposition et la nature des défauts qu'il renferme le rendent propre à la taille d'un type défini de lamelles avec une perte de matière minimum.

Les cristaux séjournent d'abord dans un bain saturé de bifluorure d'ammonium, les figures de corrosion qui se forment sur toute la surface des cristaux permettent de repérer le contour des mâcles et d'identifier aisément les faces naturelles du bloc s'il en existe.

L'examen interne du cristal doit se faire dans une cuve d'immersion. La photographie 14 représente la cuve utilisée au S.R.C.T. Une main mécanique orientable permet d'immerger le cristal. Une source de lumière blanche convergente intense placée sur le côté de la cuve permet d'observer les défauts mé-

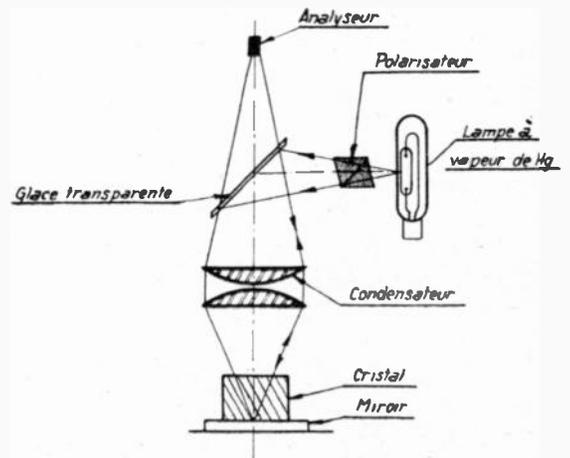


Fig. 15

canques du bloc : fissures, neiges, voiles, aiguilles etc... Dans la direction verticale la cuve permet l'examen en lumière monochromatique polarisée entre nicols croisés, on aperçoit l'analyseur sur la photographie. Les mâcles optiques apparaissent au cours de cet examen, enfin le cristal peut être orienté avec son axe optique vertical, il peut alors être transporté par translation grâce à la main mécanique dans un support d'usinage.

### 4. 2 — LES PROCÉDÉS D'ORIENTATION

Avant de décrire les machines utilisées pour la taille du quartz nous allons passer en revue les différents appareils permettant la détermination des axes du cristal. Nous groupons ces appareils pour

la commodité de l'exposé, en fait ils sont utilisés dans différentes étapes du travail.

4.2.1 — Nous avons déjà vu l'axioscope de la figure 14 qui permet de faire une première détermination de l'axe optique à  $1/2$  degré près.

4.2.2. — Lorsque le cristal a été taillé suivant deux plans perpendiculaires à l'axe optique (plateau z) on peut l'orienter par observation des spirales d'Airy obtenues grâce à l'appareil de Noremberg dont le principe est rappelé sur la figure 15, la figure 16 représente une spirale correspondant à un quartz orienté à  $1/2$  minute près. Le sens des aigrettes indique que le cristal était « droit ».



Fig. 16

4.2.3 — La photo n° 17 représente la boîte à trous d'épingle elle permet sur un plateau z attaqué de repérer la direction des axes électriques.

Le cristal est éclairé par dessous par une source de lumière ponctuelle, à la partie supérieure on obser-

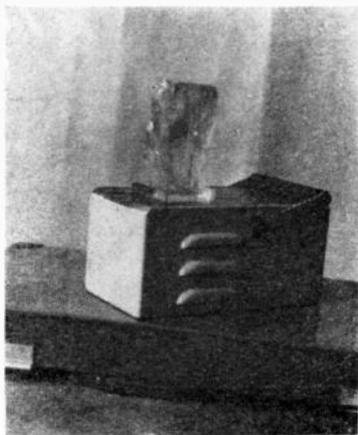


Fig. 17

ve des tâches lumineuses disposées au sommet d'un triangle dont les côtés sont parallèles aux axes électriques.

Cette détermination est relativement imprécise.

4.2.4 — L'appareil de la figure 18 permet de repérer la polarité des axes électriques sur un bloc. Un levier permet d'appliquer un effort de compression au cristal, celui-ci repose sur un plateau relié à la grille d'une lampe, le sens de la variation du courant plaque de la lampe permet de connaître le signe des charges développées sur la face inférieure du cristal.

4.2.5 — Les appareils précédents permettent de déterminer des orientations sur les blocs bruts ou taillés en plateau z. Le goniomètre à rayons X représenté sur la figure 19 permet par contre de trouver l'orientation d'un plan cristallin quel qu'il soit, pourvu que l'on dispose d'environ  $1 \text{ cm}^2$  de



Fig. 18

surface pour la réflexion du faisceau, le principe de fonctionnement du goniomètre est connu, notons seulement ici que l'on utilise un tube à anticathode de cuivre, la raie  $k\alpha$  du cuivre permettant d'obtenir des réflexions d'ordre assez élevé sur les plans atomiques du quartz.

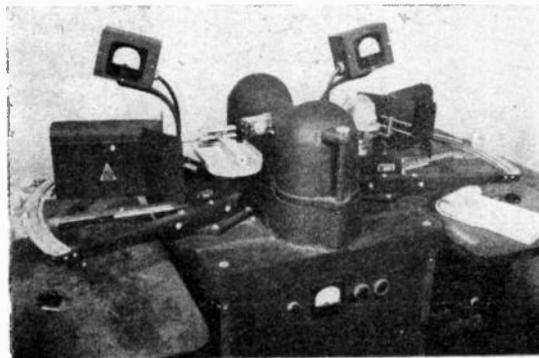


Fig. 19

4.2.6 — Nous avons déjà signalé l'intérêt des figures de corrosion pour le repérage des directions ou des faces naturelles. A titre d'exemple, les figures 20 représentent un certain nombre d'aspects caractéristiques de ces attaques vues au microscope.

### 4. 3 — LES PROCÉDÉS D'USINAGE MÉCANIQUE

La taille des résonateurs comporte plusieurs étapes et pour chacune d'elles les machines et les procédés utilisés doivent être bien adaptés au but à atteindre nous allons passer en revue rapidement ces machines et ces procédés.

#### 4.3.1 — *Sciage*

Le sciage permet de sectionner un cristal soit pour déterminer une surface plane, dont l'orientation pourra être relevée au goniomètre par exemple,

soit pour débiter les lamelles de résonateurs elles-mêmes, soit enfin pour découper les bords de ces lamelles.

L'orientation d'un plan de sciage ne peut jamais être fixée avec précision, la coupe ayant toujours une forme de V.

le cristal pouvant se déplacer par translation devant la scie.

Il est à remarquer que pour les gros cristaux, de manière à éviter l'emploi de disques de très grand diamètre on utilise une scie dite « à double rotation », dans laquelle le cristal peut tourner sur son support et se trouve scié par passes concentriques.

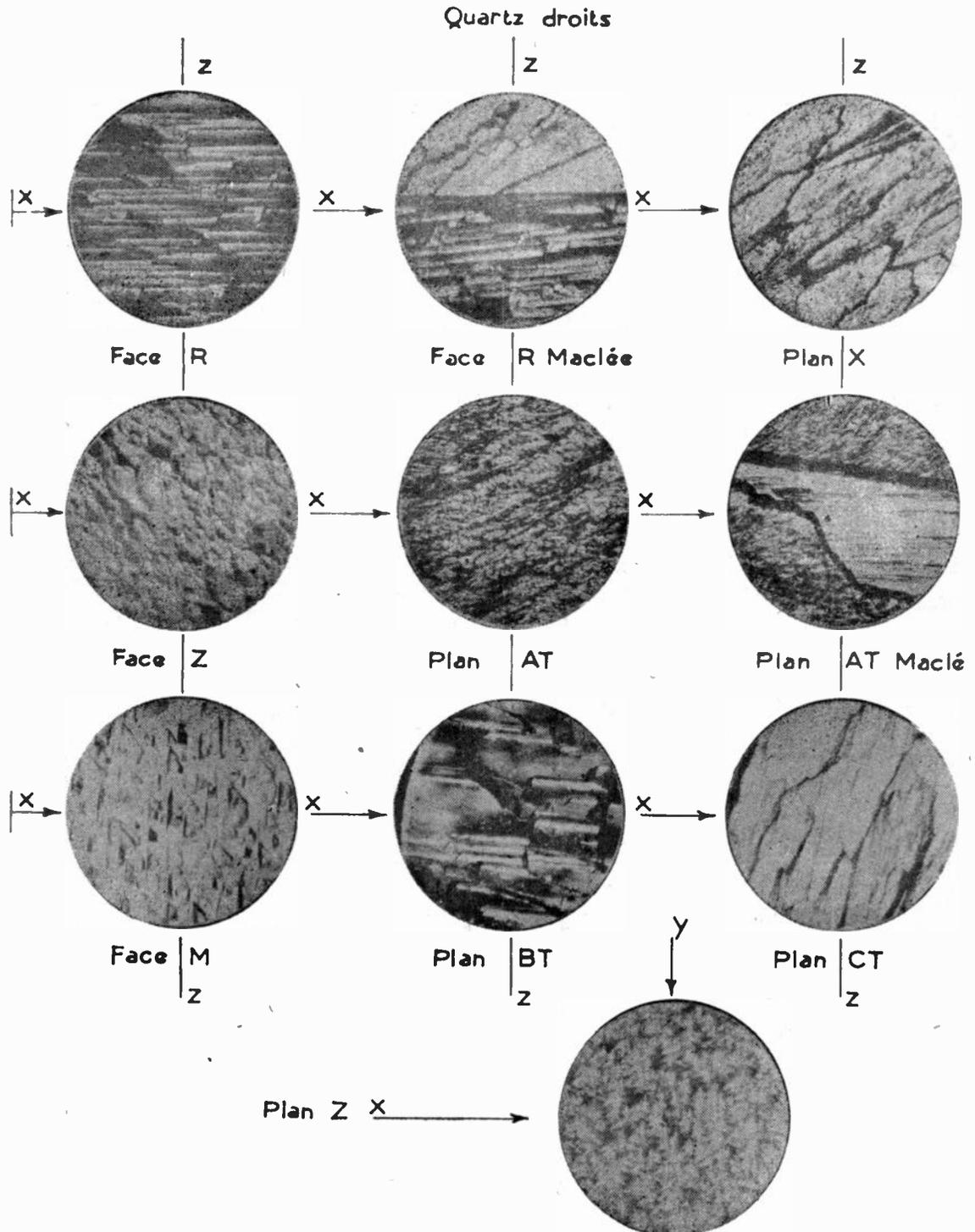


Fig. 20

Les scies utilisées sont des disques d'acier portant sur leur périphérie une couronne diamantée.

La figure 21 représente une machine à scier dans laquelle le travail s'effectue par passes successives,

#### 4.3.2 — Rectification plane

La figure 22 représente une rectifieuse plane qui permet, après sciage, de meuler la surface du quartz

dans une direction bien déterminée. Les meules utilisées sont des meules boisseau diamantées. La vitesse de la meule, la profondeur des passes ainsi que la vitesse de déplacement de la table doivent être judicieusement choisies de façon à ne pas altérer le réseau cristallin du quartz, même très superficiellement.

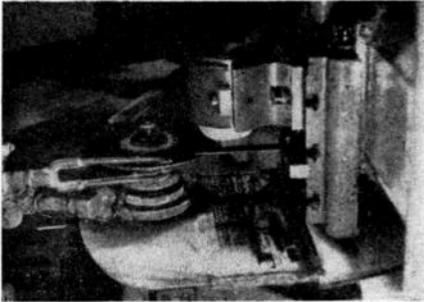


Fig. 21

Le contrôle peut être effectué facilement par attaque acide des surfaces usinées, à titre d'exemple, la figure 23 montre l'aspect d'un meulage défectueux (meule à grain trop gros).



Fig. 22

Le meulage de la figure 24 est un meulage correct (ces deux meulages correspondent à une même orientation).

4.3.3 — Les supports utilisés pour maintenir les blocs sur la machine à scier ou la rectifieuse dépendent de la forme du bloc et de l'orientation qu'il

convient de lui donner. La figure 25 représente un certain nombre de ces supports.

Les quartz présentant une tête bien formée peuvent être sciés ou rectifiés perpendiculairement à l'axe optique grâce au support représenté en haut et à droite.

En haut à gauche on voit un support de godet dans lequel le quartz est scellé avec du plâtre.

Le cristal peut être fixé directement dans le godet



Fig. 23



Fig. 24

dans une orientation bien déterminée grâce à l'axioscope décrit au § 4-2. Lorsque le bloc à travailler est étroit il doit être maintenu solidement sur son montage par des cales de verre. Au centre de la fig. 25 on voit des lamelles préparées pour la découpe des résonateurs.



Fig. 25

#### 4.3.4 — Rodage automatique

Lorsque les lamelles sont découpées il convient de les amener à une épaisseur bien déterminée en conservant un parallélisme rigoureux des faces.

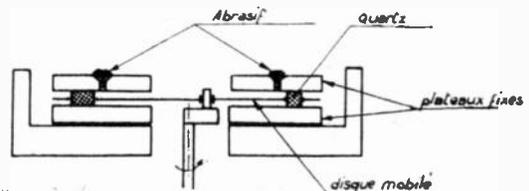


Fig. 2

Ce travail peut être effectué très simplement par un procédé automatique de rodage. Les lames sont prises entre deux plateaux de fonte plans, elles

sont entraînées par un disque percé d'alvéoles. Un abrasif est introduit entre les deux plateaux par des trous percés dans le plateau supérieur. Le principe de fonctionnement est schématisé sur la figure 26. Les abrasifs sont différents suivant les phases de l'opération celle-ci se déroule en général en trois temps :

Degrossissage grains de 31 à 55  $\mu$ .  
Ébauchage grains de 19 à 22  $\mu$ .  
Finition grains de 11 à 15  $\mu$ .

les lamelles sont permutées dans les alvéoles du porte objet entre chaque opération. Pour les lames très minces utilisées en haute fréquence la finition doit être faite avec des abrasifs encore plus fins de l'ordre de 3 à 6  $\mu$ .

4.3.5 — Lorsque le nombre de résonateurs à roder à la même épaisseur ne justifie pas l'emploi du rodage automatique, l'opération est effectuée manuellement sur des tours d'opticiens.



Fig. 27

La figure 27 représente une position d'ébauchage.

Pour la retouche des lamelles on utilise des tours à pédale analogue aux précédents. Les lamelles doivent être généralement collées sur une plaque de verre bien plane pour éviter leur déformation en cours de travail et les risques d'usure irrégulière.

#### 4. 4 — LES CONTROLES MÉCANIQUES

Toutes les opérations mécaniques doivent être suivies de contrôles de dimension ou de parallélisme. Les appareils utilisés ne diffèrent pas essentiellement de ceux utilisés en mécanique de précision.

Il faut cependant noter que la précision exigée est souvent très grande dans le cas du quartz. Par exemple sur une lame BT pour la fréquence 10 Mc's une erreur de 1 micron sur l'épaisseur correspond à une erreur sur la fréquence d'environ 40 kc/s.

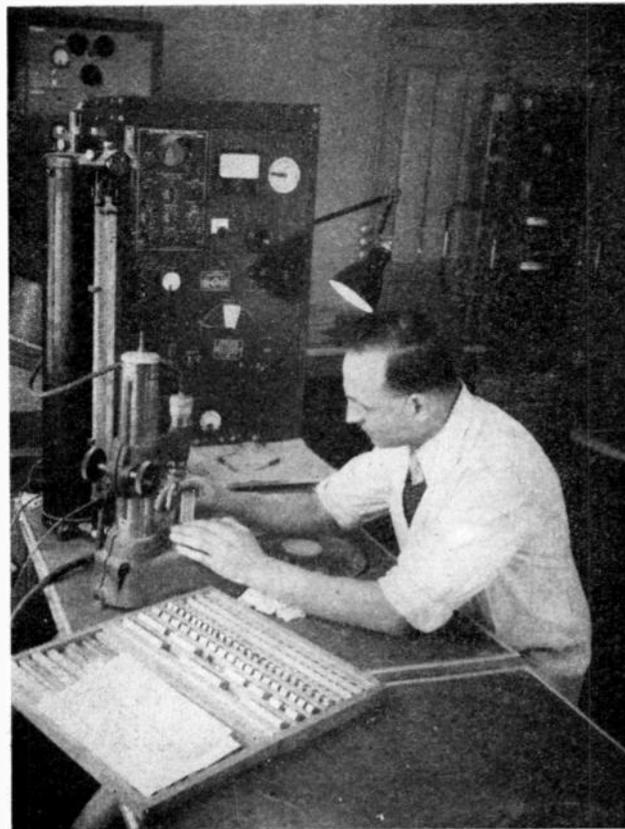


Fig. 28

La figure 28 représente un comparateur pneumatique qui permet de contrôler, par l'utilisation d'un jeu de cales étalon, des épaisseurs à 1,5 de micron près environ.

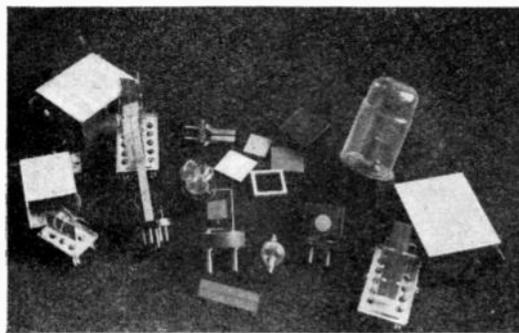


Fig. 29

La figure 29 représente différents types de résonateurs montés sur leur support nous allons passer en revue ces différents montages.

#### 4.5.1. — Montage pincé.

Le quartz est pris entre deux électrodes planes munies de quatre petits bossages dans les angles

(voir fig. 30) ce type de montage est utilisé pour les coupes vibrant en cisaillement d'épaisseur :

AT et BT, lorsque l'épaisseur de la lame de quartz est faible vis à vis de ses dimensions latérales (1/20 environ).

#### 4.5.2 — Montage à lame d'air

Pour les quartz du type précédent plus épais, la lame est montée librement entre deux électrodes planes avec un intervalle d'air de quelques centi-

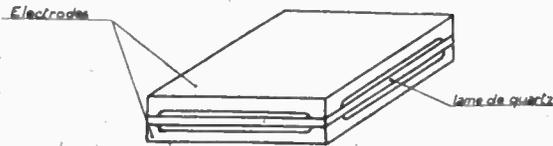


Fig. 30

mes de mm. La fig. 31 représente schématiquement un tel support en coupe, on le voit démonté en haut et au milieu sur la photographie n° 29.



Fig. 31

#### 4.5.3 — Montage soudé métallisé

Lorsque la lame présente des points nodaux on peut la fixer par ces points sans l'amortir de façon notable.

La lamelle est d'abord très soigneusement nettoyée, on dépose sur sa surface une gouttelette de pâte renfermant de l'argent collidial et du borate de plomb, ce dépôt est fait à l'aide d'une pointe d'acier

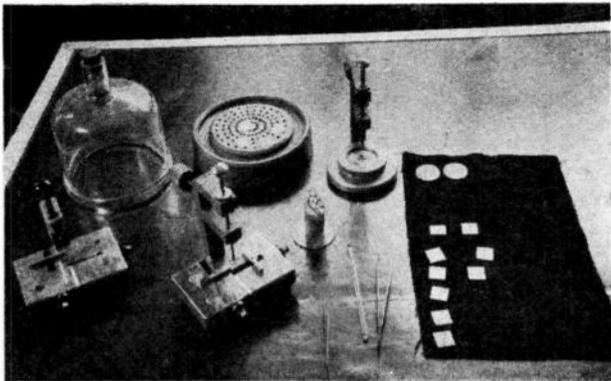


Fig. 32

inoxydable en un point bien localisé, les machines à pointer utilisées sont représentées sur la figure 32.

Le dépôt est recuit au four à une température de 550°C environ après étuvage préalable à 120° C. La température de 550° doit être atteinte progressivement de façon à éviter la rupture du cristal, elle ne doit pas être dépassée car à 573° le quartz passerait en variété  $\beta$  et risquerait d'être mâclé.

Les points ainsi métallisés sont étamés avec une soudure renfermant une faible proportion d'argent. La soudure des fils de support en bronze phosphoreux s'effectue à l'aide de l'appareil de la figure 33.

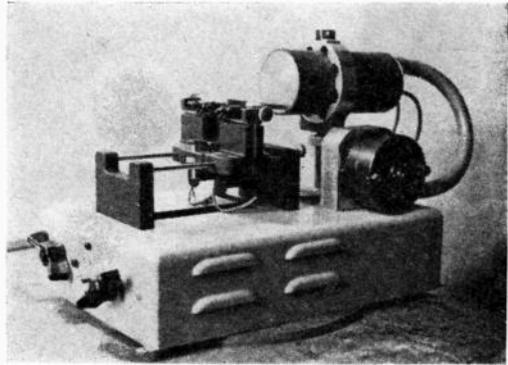


Fig. 33

Le cristal est maintenu dans une petite pince, les fils préalablement étamés sont amenés par un guidage convenable dans la position qu'ils doivent occuper. La soudure est ramollie par un jet d'air chaud, lorsqu'elle a parfaitement mouillé le fil on



Fig. 34

laisse refroidir, le cône de soudure doit présenter la forme d'une petite cloche.

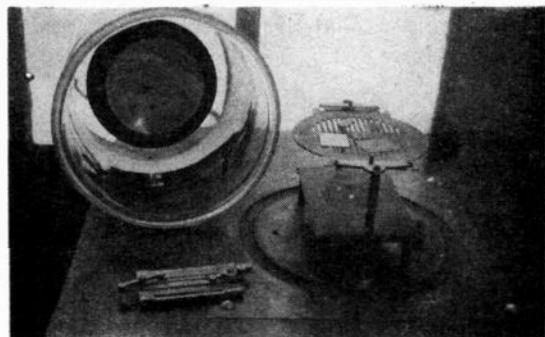


Fig. 35

La figure 31 représente un poste de soudure en fonctionnement.

Après soudure les cristaux sont revêtus d'électrodes conductrices par projection cathodique sous

vide d'une mince couche d'or. L'appareil à métalliser est représenté sur la figure 35.

La durée de l'opération permet de régler l'épaisseur du dépôt dont la résistance mesurée entre le fil de connection et le bord extrême de la lame doit être de l'ordre de  $15 \Omega$ .

#### 4. 6 — FINITION, AJUSTAGE A LA FRÉQUENCE

La dernière étape de la fabrication des résonateurs consiste essentiellement en l'ajustage de la fréquence.

Pour les lames métallisées, celui-ci s'effectue en retouchant par grattage la dimension dont dépend la fréquence. Cette retouche doit se faire avec un outil diamanté à grain très fin de manière à éviter un encrassement du quartz, elle doit porter sur des épaisseurs de matière très faibles, d'où l'intérêt d'un usinage très précis des lames qui permet de les amener sans retouche très près de leur fréquence (à  $10^{-3}$  environ).

Les lames du type AT et BT doivent être retouchées sur l'épaisseur. Une retouche à l'abrasif risquerait d'altérer leur parallélisme, de plus les lames finies à l'abrasif vieillissent beaucoup (dérive lente de fréquence). C'est pourquoi ce type de lame est fini et ajusté par attaque à l'acide fluorhydrique.

Pour un lot de lames déterminé on étalonne le bain acide en minutes par  $\frac{\Delta f}{f}$  et l'ajustage se fait par immersion pendant une durée bien déterminée dans le bain. Le vieillissement des lames est beaucoup moins prononcé lorsqu'elles sont terminées dans ces conditions.

Il est à remarquer que même les lames soudées sont attaquées pendant quelques minutes avant la soudure de manière à éliminer les lamelles mâclées qui ont pu passer inaperçues en cours de fabrication.

### V. — Les utilisations des résonateurs piézoélectriques dans les oscillateurs et les filtres.

#### 5. 1 — L'UTILISATION DES QUARTZ DANS LES OSCILLATEURS

Le cadre limité de cet article ne nous permet pas d'étudier en détail le problème de l'oscillateur à quartz.

Les différents montages peuvent se classer en trois classes principales suivant l'emplacement du quartz.

- Quartz dans le circuit de grille
- Quartz entre grille et plaque
- Quartz placé dans un chemin de réaction.

Le bénéfice que l'on attend de l'utilisation d'un quartz dans un oscillateur est presque toujours celui d'une grande stabilité de fréquence. Celle-ci est toujours à encombrement égal de plusieurs puissances de 10 supérieure à celle d'un oscillateur classique à bobines.

Un grand usage a été fait de cristaux de coupes AT et BT à faible coefficient de température pour les fréquences comprises entre 1 et 20 Mc/s environ avec des stabilités totales de l'ordre de  $10^{-4}$  ou moins.

Pour les fréquences plus basses la coupe CT (cristaux métallisés soudés) a été aussi très utilisée.

L'avantage de ces oscillateurs réside surtout dans leur faible encombrement et dans la possibilité qu'ils offrent de fournir par simple changement du quartz une gamme de fréquences étendues (émetteurs et récepteurs mobiles).

Une des applications modernes des oscillateurs à quartz est celle des générateurs de haute stabilité dont l'utilisation est de plus en plus nécessaire dans les systèmes de transmission téléphonique à un grand nombre de voies. Pour que la restitution d'une voie téléphonique puisse se faire correctement, on est conduit à utiliser des générateurs de porteurs ayant des stabilités dépassant  $10^{-7}$ . En général les différentes fréquences porteuses sont produites à partir d'un générateur central à 100 kc/s par exemple, par multiplications ou démultiplications.

Les stabilités de l'ordre de  $10^{-7}$  ne peuvent être obtenues sans l'utilisation d'un thermostat. En effet la coupe possédant la plus grande stabilité en fonc-

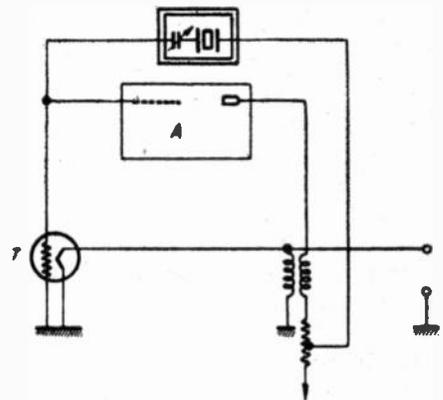


Fig. 36

tion de la température (GT) ne permet d'obtenir que des variations de l'ordre de  $10^{-6}$  entre 0 et  $100^\circ \text{C}$ . Pour améliorer ces performances, on peut réguler la température d'une coupe GT, mais il est aussi possible d'utiliser des barreaux Y plus faciles à construire, dont le coefficient de température en fonction de la température a une allure parabolique et s'annule pour une valeur bien déterminée de celle-ci qui peut être choisie égale à la température de l'enceinte thermostatique.

Il est à noter que pour les oscillateurs de haute stabilité, il ne suffit pas de réaliser un cristal très stable, le schéma électrique doit être soigneusement étudié de manière à présenter des caractéristiques convenables relativement aux variations possibles des tensions d'alimentation, vieillissement ou changement des lampes, variations d'éléments autres que le quartz etc...

À titre d'exemple donnons quelques détails sur un oscillateur étudié et réalisé au S. R. C. T. utilisant un barreau de coupe Y fourni par les Laboratoires Radioélectriques et dont les caractéristiques principales sont :

Inductance = 1160 Henrys

Résistance équivalente à la résonance  $2700 \Omega$ ,

Capacité statique  $4 \mu F$

Coefficient de surtension 270 000

Ce quartz est placé dans un thermostat réglé à quelques centièmes de degrés près au voisinage de  $35^{\circ} C$ .

L'oscillateur est conforme au schéma de la figure 36.

En série avec le quartz est montée une petite capacité de  $20 \mu F$  permettant un ajustage fin de la fréquence.

La fréquence d'oscillation est comprise entre les fréquences de résonance série et shunt de l'ensemble quartz, capacité (100 kcs).

On connaît les schémas généralement utilisés, nous allons sur un certain nombre d'exemples préciser les points précédents, ces exemples sont relatifs à des filtres étudiés et réalisés au laboratoire du S. R. C. T.

5-2.1 — *Filtre à bande étroite pour la sélection d'une fréquence porteuse à la sortie d'un mélangeur*

La fréquence passante est de 55,58 kc/s.

Les fréquences à éliminer sont réparties de part et d'autre toutes les 420 p/s.

Le filtre est constitué par deux cellules en treillis différentes : les fréquences de coupure communes sont 55,46 et 55,70 kc/s. Pour la première cellule

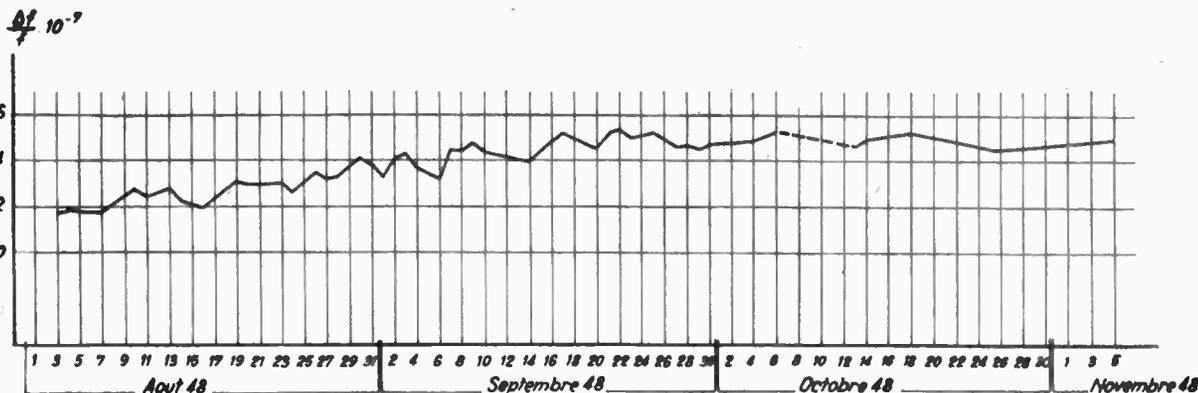


Fig. 37

Une thermistance  $T$  dont la résistance à froid est de l'ordre de  $20\,000 \Omega$  et en fonctionnement de  $500 \Omega$  rend le fonctionnement de l'oscillateur pratiquement indépendant des caractéristiques de l'amplificateur à 2 étages de pentodes A.

Pour des variations de  $\pm 10\%$  sur le chauffage et sur la haute tension appliquée aux lampes les variations maxima de fréquence sont respectivement de  $1,7 \cdot 10^{-8}$  et  $2,6 \cdot 10^{-8}$ . Dans des cas extrêmes un changement de lampes ne cause pas de variations supérieures à  $1,9 \cdot 10^{-8}$ .

Ces variations sont du même ordre de grandeur que celles dues aux instabilités du thermostat.

La dérive mesurée sur plusieurs mois après deux mois de fonctionnement ne dépasse pas  $0,7 \cdot 10^{-8}$  par mois.

La courbe de la figure 37 donne l'allure de la dérive au début du fonctionnement.

5. 2 — L'UTILISATION DES RÉSONATEURS PIÉZOÉLECTRIQUES DANS LES FILTRES

Nous avons indiqué au § 2-3-1 les caractéristiques principales des dipôles réalisables avec des résonateurs à quartz, de ces caractéristiques résultent des limitations importantes à l'emploi des cristaux dans les réseaux filtrants.

Le choix de la structure doit permettre de faire apparaître des dipôles « réalisables », les limitations rencontrées dans cette voie sont :

- a) les grandes valeurs de  $L$ , seules réalisables.
- b) la valeur du rapport  $\frac{C}{C_0}$  qui ne peut jamais dépasser  $\frac{1}{120}$  environ.

les pointes d'affaiblissement infini sont sur deux des fréquences à éliminer : 54,74 kcs et 56,42 kcs. Celles de la deuxième cellule sur sont deux autres de ces fréquences : 55,16 kcs et 56 kcs. Le schéma est conforme à la figure 38.

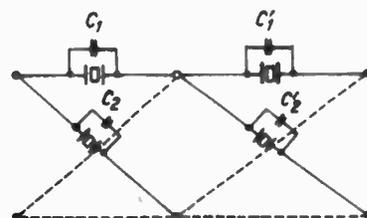


Fig. 38

La coupe utilisée est du type X tournée de  $-18^{\circ} 30'$ .

Les capacités  $C_1, C_2, C'_1, C'_2$  placées en parallèles aux bornes des quartz permettent de faire le réglage des points d'affaiblissement infini. Dans un même treillis les cristaux sont groupés deux à deux sur

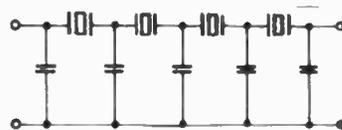


Fig. 39

une même lame portant 4 électrodes. La photographie 29 représente en bas à droite un groupe de tels cristaux.

Dans un filtre tel que celui-ci, les fréquences de résonance secondaire ne sont gênantes que si elles

tombent au voisinage immédiat de l'une des fréquences à éliminer. Il est facile par un choix judicieux des dimensions latérales des lames d'éviter cet inconvénient. D'une manière générale toutes les lames présentent plusieurs résonances secondaires, dans chaque cas particulier, on doit utiliser les paramètres dimensionnels disponibles pour placer ces fréquences dans des bandes où elles n'affectent pas la transmission dans le cas envisagé. Lorsqu'on ne peut pas placer convenablement les fréquences indésirables, on peut si le filtre possède plusieurs cellules s'arranger pour que les résonances secondaires des cristaux des différentes cellules ne coïncident pas.

### 5.2.2 — Filtre sélecteur de pilote à 300 Kcs

Le schéma utilisé est un schéma en échelle pour lequel la largeur de la bande passante est moitié de celle du treillis (voir fig. 39).

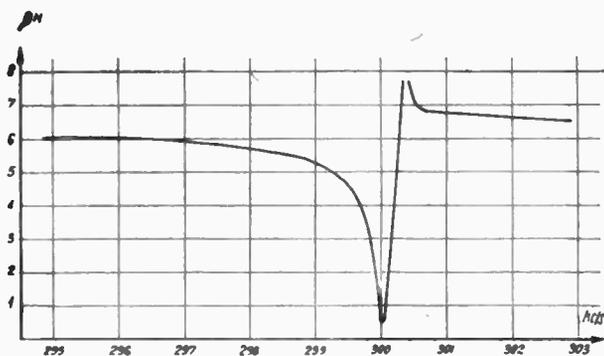


Fig. 40

Le filtre renferme 4 cristaux ronds de coupe CT. Ce filtre très simple et d'un encombrement réduit (boîtier de  $80 \times 80 \times 32$  mm) permet d'obtenir la courbe d'affaiblissement représentée sur la fig. 40.

### 5.2.3 — Filtre éliminateur de pilote à 300 Kcs

Le filtrage consiste à éliminer dans la bande transmise sur un câble coaxial un pilote à 300 kcs en un point de dérivation. Un filtre coupe bande à cristal comporte en outre nécessairement des bobines.

Le schéma utilisé est représenté sur la figure 41.

De manière à rendre possible la réalisation de l'inductance  $L$  avec un bon coefficient de surtension, il a été nécessaire d'étudier un quartz à très faible inductance.

Les valeurs obtenues avec un cristal triple en coupe X-18°30 sont représentées sur la figure 42.

La valeur de 0,88H obtenue pour l'inductance du cristal doit être considérée comme une limite inférieure des valeurs réalisables.

### Conclusion.

On a essayé de donner comme résultat d'une expérience directe un aperçu des possibilités qu'offre l'utilisation des résonateurs piézoélectriques et en particulier du quartz, au cours de l'exposé on a surtout insisté sur les principes et non sur le détail

des théories et des procédés de mesure. On trouvera dans les ouvrages figurant dans la bibliographie

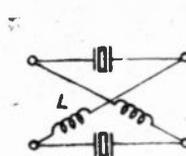


Fig. 41

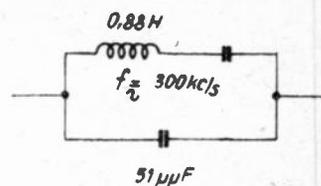


Fig. 42

des précisions complémentaires aussi bien sur la partie technologie que sur la partie utilisation de la technique du quartz.

### BIBLIOGRAPHIE

1. — BRUHAT. — Cours de Physique Générale — Optique Masson et Cie. — BOUSSE. — Optique cristalline Polarisation rotatoire — Etats mésomorphes Delagrave Paris 1925.
  2. — DE GRAMMONT. — Recherches sur le quartz piézoélectrique. Ed. de la revue d'optique (1935).
  3. — ED. PALMANS. — Piézoélectricité — théorie et pratique H. Brans Ed. Anvers.
  4. — CADY. — Piézoélectricité Mc Graw Hill 1946.
  5. — R. A. HEISING. — Quartz crystals for electrical circuits D. Van Nostrand 1946.
  6. — MASON. — Electromechanical transducers and wave filters D. Van Nostrand 1942.
- Articles de périodiques
7. — J. et P. CURIE. — Bulletin de la Société Française de Minéralogie, 1880 pp. 90-93 (première publication annonçant la découverte de la piézoélectricité).
  8. — LIPPMANN. — Annales de chimie et de physique série 5 vol. 24 pp. 145-178 1881 — (prédiction de l'effet piézoélectrique réciproque).
  9. — BECHMANN. — Vibration en épaisseur de lames de quartz — H frequenz technik und Electroakustik — Vol. 56 pp. 14.21 — 1940.
  10. — BECHMANN. — Vibrations élastiques d'un solide anisotrope de forme parallélépipédique rectangle — Z. S. ph. Vol. 117 pp. 180-197 — 1941.
  11. — BECHMANN. — Vibrations longitudinales de lames de quartz carrées — Z. S. ph. Vol. 118 — pp. 515-538 — 1942.
  12. — BECHMANN. — Vibrations longitudinales de lames de quartz rectangulaires — Z. S. Ph. Vol. 120 pp. 107-120 — 1942.
  13. — W L. BOND. — The Mathematics of the physical properties of Crystals B. S. T. J. Vol. 22 pp. 1-72 — 1943.
  14. — W. P. MASON. — Electrical Wave filters Employing Quartz crystals as elements BSTJ. Vol. 13 pp. 405-452 1934.
  15. — W. P. MASON et RA. SYKES. — Electrical Wave Filters Employing Crystals with normal and divided electrodes — BSTJ Vol. 19 pp. 221 — 248 1940.
  16. — R. A. SYKES. — Modes of Motion in Quartz Crystals' the effects of Coupling and Methods of design. — BSTJ' Vol. 23 — pp. 52 96 — 1944.
  17. — JH. JURMAIN. — Applications of tensor analysis to elasticity and piezoelectricity — Journ. of the Franklin Institute juin 48 — pp. 475-500.
  18. — G. DUMESNIL. — Calcul des constantes équivalentes d'une lame de quartz vibrant en cisaillement, plan l'Onde Electrique fevr. 1947.

**2 MICROPHONES**  
*de grande classe*

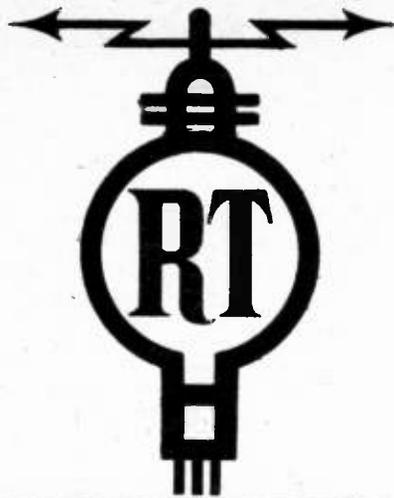


TYPES  
42-B A RUBAN  
75-A DYNAMIQUE

DEPUIS  
25 ANNÉES  
*La Radiodiffusion  
Française*  
LES UTILISE

**MELODIUM**

296, RUE LECOURBE - PARIS 15<sup>e</sup> - Tél. LEC. 50-80  
(3 lignes)



**TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES**

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes  
Préamplis - Mesures - Télécommande



**S. A. LA RADIOTECHNIQUE**  
Fournisseur des Administrations et des Services Publics  
LABORATOIRES ET USINES :  
511, RUE CARNOT - SURESNES



**TOUS LES TUBES DE RÉCEPTION**

**9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8<sup>e</sup>**

*Noyaux  
Magnétiques*  
H.F. B.F.  
*Supports de bobinage  
en matière plastique*  
*Matériel professionnel*



LABORATOIRE INDUSTRIEL de PHYSIQUE APPLIQUÉE  
67, Rue Marie-Anne Colombier BAGNOLET (Seine)  
Tél. : AVR. 38-87

P. MOURMANT

# LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE PARALLÈLE

La résolution de tous  
les problèmes d'adap-  
tation d'impédances,  
— filtres, etc... —  
par la méthode graphique

Préface de F. BEDEAU  
à l'usage des Ingénieurs

Un ouvrage de 404 pages

Relié Prix : 1.500 francs

LOUIS BOË

# DIPÔLES ET QUADRIPÔLES

Etude des circuits  
électriques et radio  
électriques sous une  
forme simple et  
générale s'adressant  
tout particulièrement  
aux ingénieurs et  
élèves ingénieurs

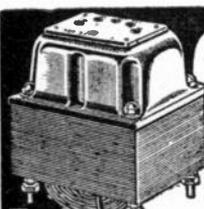
Un ouvrage de 148 pages

Prix broché : 1.050 francs

Prix relié : 1.160 francs

Ajoutez à ces prix 15% du montant pour couvrir les frais d'envoi avec un minimum de 30 francs.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, 40, PARIS (6<sup>e</sup>) — C. C. P. Paris 53.35



**TRANSFOS D'ALIMENTATION**  
Entièrement conformes aux règles  
de l'U.T.E.

**SELS INDUCTANCE**  
Modèles spéciaux tropicalisés

**SURVOLTEURS DÉVOLTEURS**

— Branche Professionnelle —  
**TOUS LES TRANSFOS, SELS ET D.F.**  
Pour : Émission, Réception  
Télévision, Sonorisation

**TRANSFOS HTE ET BSE TENSION**  
Toutes applications industrielles

**LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES**

**INDUSTRIE RADIO ET TRANSFORMATEURS**

**ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & CIE**  
5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

Département EXPORTATION : S.I.E.M.A.R., 62, Rue de Rome, PARIS

## Condensateurs au Mica

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF  
Procédés « Micargent »

Condensateur  
"MINIATURE"  
au mica  
(jusqu'à 1.000 pf.  
1.500 v.)



Grandeur nature



**André SERF**

127, Faubourg du Temple  
PARIS (10<sup>e</sup>) Nor 10-17

PUBL RAPY

## "INJECTAPLASTIC"

17, Rue des Abattoirs, OYONNAX (Ain)

L'Usine la mieux outillée de  
l'industrie la plus moderne, est  
à votre disposition pour résoudre  
tous vos problèmes concernant les  
matières plastiques.

Vient de paraître...

L. CHRÉTIEN

## CE QUE LE TECHNICIEN DOIT SAVOIR DU RADAR

Initiation aux circuits destinée

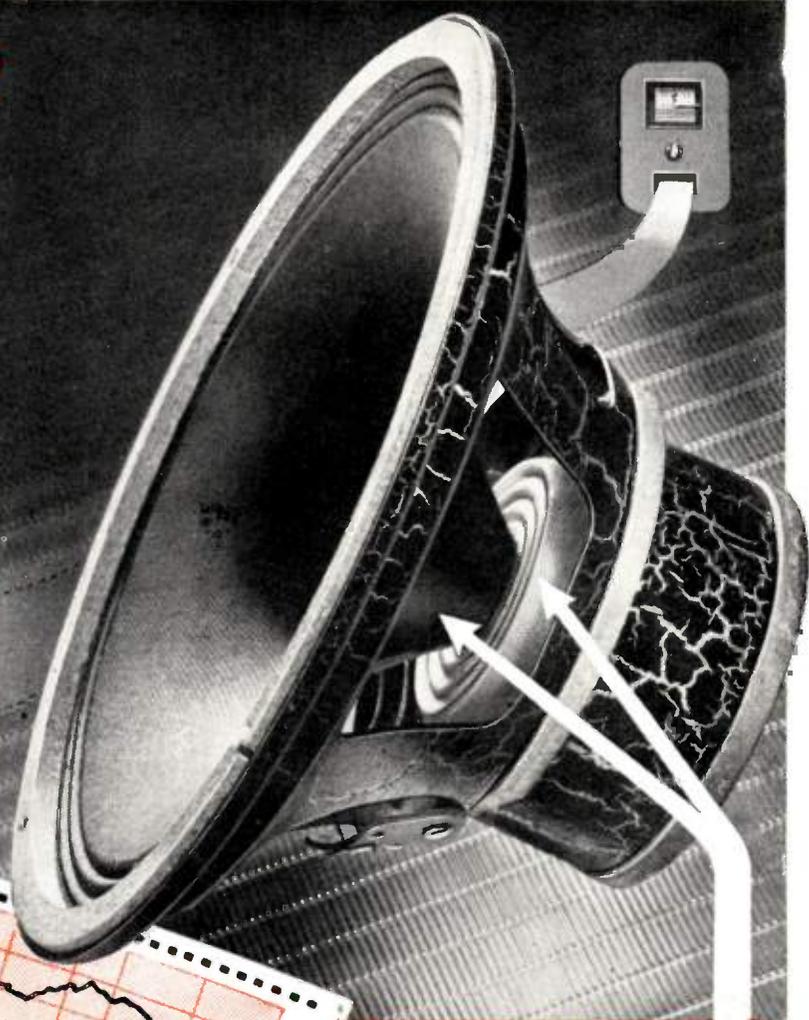
aux agents techniques - aux agents monteurs et dépan-  
neurs de l'armée - aux opérateurs radio de bord de la  
flotte marchande

Un volume de 248 pages..... Prix : 825 francs.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue Seine, Paris-6<sup>e</sup>

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2<sup>e</sup>, Tél. CENTral 97-63

**Enfin!**  
 DE **40**  
 A  
**16.000**  
 PÉRIODES...



**LE NOUVEAU H. P. A AIMANT PERMANENT**

DE 21 cm. A MEMBRANE DE PROFIL

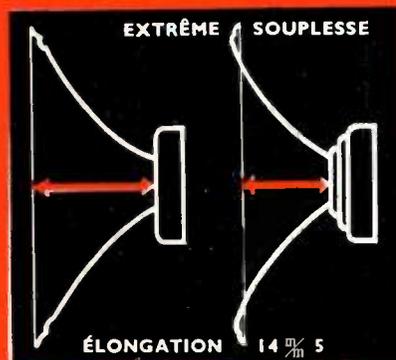
"EXPONENTIEL"

Reproduit les fréquences de 40 à 16.000 périodes, performance seulement atteinte jusqu'ici par certains appareils américains, mais possédant une double membrane, une pour les basses, l'autre pour les aigus

Sa courbe de réponse est d'une uniformité tout à fait remarquable, puisque l'échelle des ordonnées indique que les variations de la courbe tiennent toutes dans une place de  $\pm 8$  db.

Cette très haute fidélité permet des réceptions d'un relief et d'une vérité jamais atteints, à l'heure où nos émetteurs transmettent en direct des concerts dont la modulation dépasse 12.000 cycles secondes

Courbe de réponse du H. P. 21 cm SEM « EXPONENTIEL » enregistrée par les Laboratoires de la Radiodiffusion Française, Chambre sourde - Distance micro-H.P... 70 cm. Baffle rectangulaire recouvert de 2 cm. de laine de verre. Ampli d'attaque push-pull triode R. 120



**SEM**

RENSEIGNEZ-VOUS. . .

ET PENSEZ A NOS MODÈLES

12-17-19-21-24 et 28 cm. dont la qualité rigoureuse est confirmée

par la FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS

HAUT-PARLEURS ET MICROPHONES - 26 RUE DE LAGNY PARIS XX<sup>e</sup> - TÉL. DOR. 43-81

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

# MAZDA *RADIO*

## *TUBES Miniatures*

(LICENCE G.E.C.)



SÉRIE BATTERIE  
Pour postes à piles et Postes  
"mixtes" piles-secteur :

SÉRIE PROFESSIONNELLE  
Pour applications diverses :  
Industrie, Laboratoires, Interphones, etc.

1 L 4  
1 R 5  
1 S 5  
1 T 4  
3 Q 4  
11 Z 3

0 A 2      2 E 30  
0 B 2      3 A 4  
1 A 3      6 A K 5  
2 D 21     6 A U 6

DEMANDER NOTRE DOCUMENTATION R 4 2

### COMPAGNIE DES LAMPES

DEPARTEMENT RADIO

29 RUE DE LISBONNE ★ PARIS-8<sup>e</sup> ★ TÉL. : LAB. 72-60

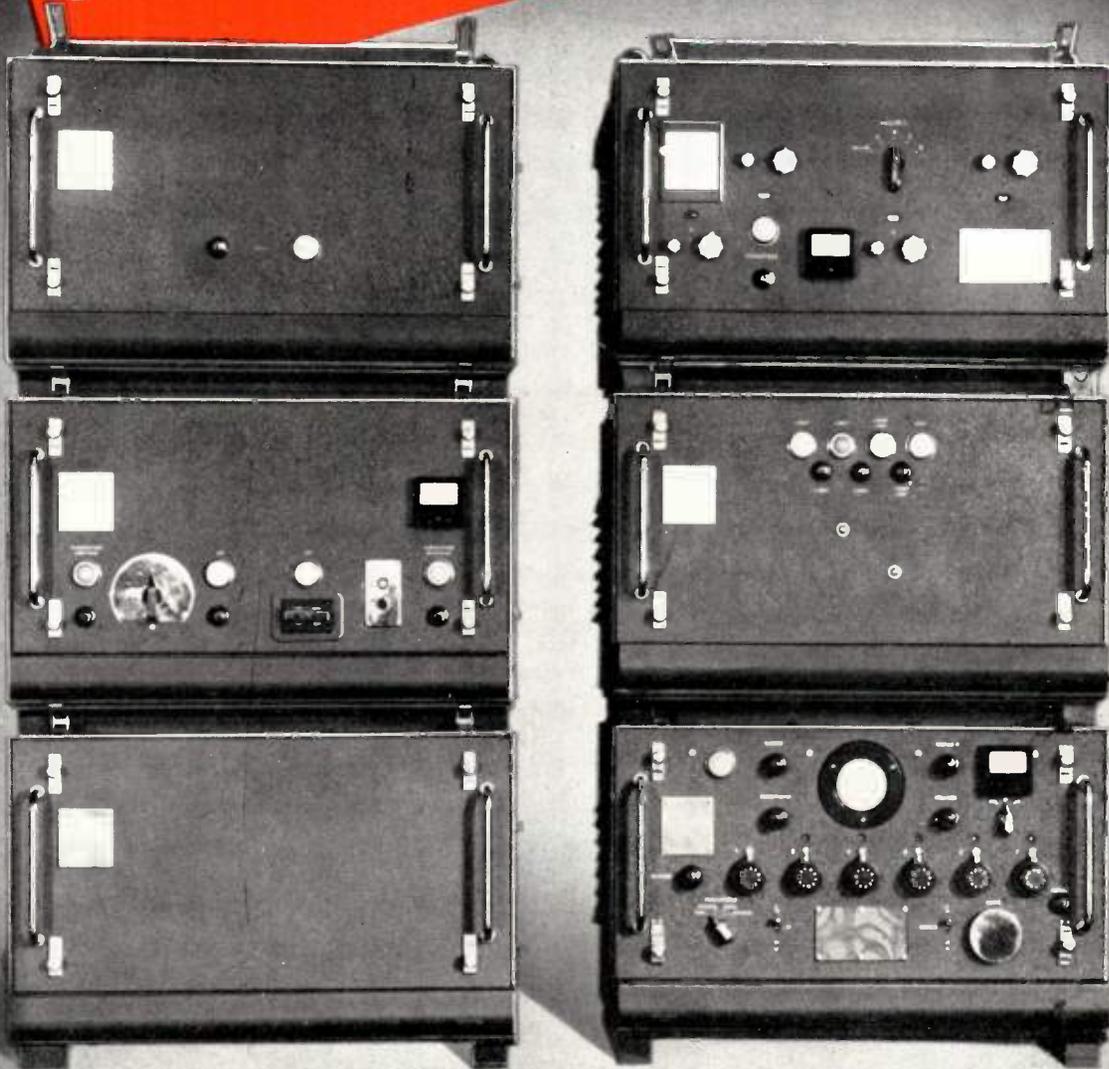
**APPAREILS DE CONTROLE**  
*électroniques*

APPAREILS DE MESURE  
POUR HYPERFRÉQUENCES  
○  
LOCALISERS de DÉFAUTS  
PAR IMPULSIONS

DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX      SERVICES D'INSTALLATION LABORATOIRES  
89, RUE DE LA FAISANDÉRIE - PARIS (16<sup>e</sup>)      TÉLÉPHONE: TROCADÉRO 12-71 et 12-85

**LIAISON  
MULTIPLÉX**

A IMPULSIONS, 6 VOIES



**SADIR - CARPENTIER**



101, BOUL. MURAT - PARIS-16<sup>e</sup> - TÉLÉPHONE : AUT. 81-25

S. A. CAP. DE 300.000.000 DE FRF — RÉG. PROD. 8998 - SEINE C. A. O.

# MESURES électroniques...



## SYNCHROSCOPE

Balayage déclenché. Durée de balayage : 2 5 10 20 50 et 100 micro-secondes. Fréquence de répétition : 30 pps à 30.000 pps. Balayage relaxé 20 pps à 150 Kcs.



## MESUREUR de CHAMPS

Gammes de 70 à 200 Mc. Niveau : 5 microvolts à 100.000 microvolts par mètre en lecture directe sur 5 échelles. Calibration intérieure. Identification des stations.



OSCILLATEUR SUR 10 cm. A IMPULSIONS



FICHES COAXIALES POUR TOUS LES CABLES DE 72 OHMS  
AUTRES IMPÉDANCES SUR DEMANDE.



**SOCIÉTÉ FRANÇAISE D'ÉQUIPEMENTS POUR LA NAVIGATION AÉRIENNE**  
25 à 29, RUE DU PONT - NEUILLY-SUR-SEINE - + MAI. 49-35

AUTRES FABRICATIONS : Alimentation stabilisée - Télémètres par Radio de 1 à 6 voies - Télécommandes - Téléasservissements - V.H.F. de trafic - Récepteur panoramique à 400 Kcs de bande passante - Interrogateur répondeur - Hyperfréquences - Toutes études d'équipement aéronautique en pilote automatique et en Radio.

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2<sup>e</sup>, Tél. CENTral 97-63

# L'ONDE

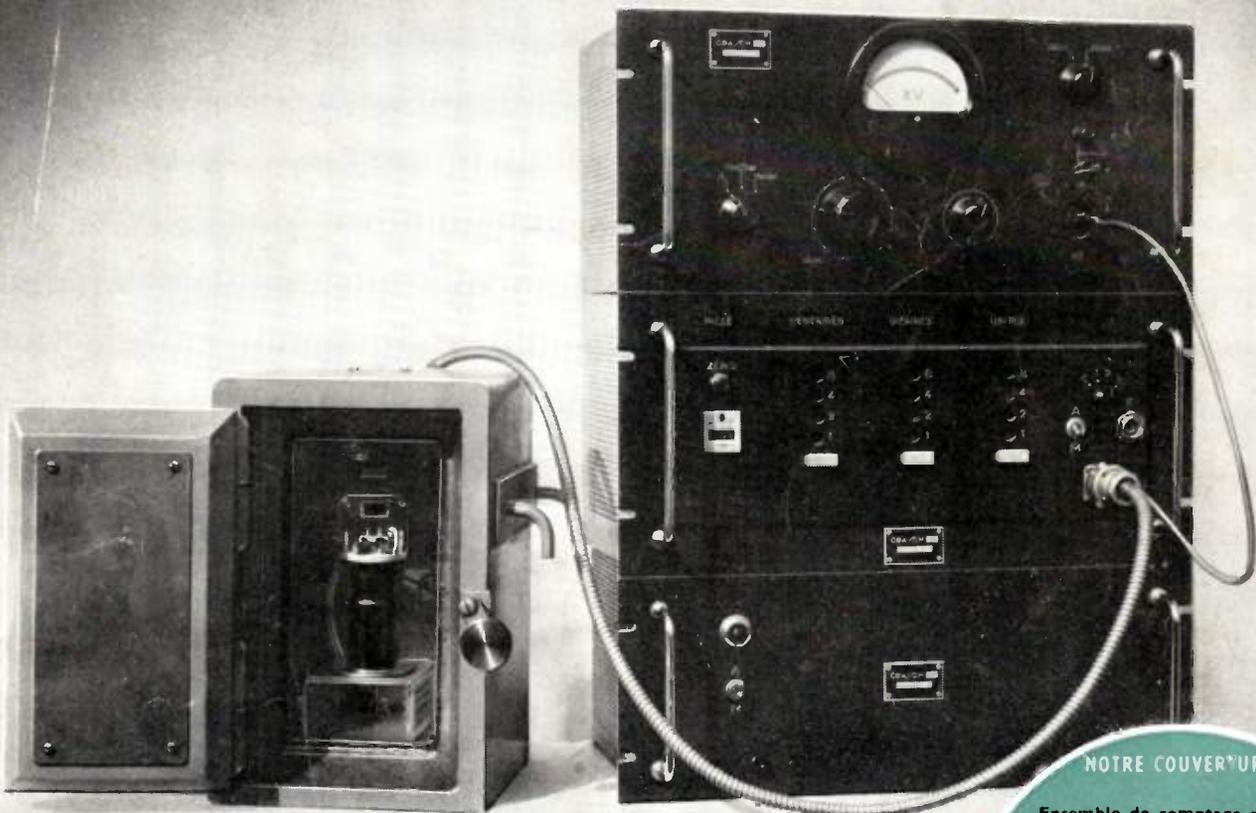
30<sup>e</sup> ANNÉE N° 277

AVRIL 1950

PRIX : 160 FRANCS

# ÉLECTRIQUE

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



## NOTRE COUVERTURE

Ensemble de comptage pour les mesures de radioactivité, réalisé par le Commissariat à l'Énergie Atomique

## LIRE DANS CE NUMÉRO

L'électronique au Commissariat de l'Énergie Atomique

SURDIN LABEYRIE CHAMINADE

L'amplification des courants électriques à très basse fréquence - G. LEHMANN

Théorie et pratique des multipôles en hyperfréquences - G. GOUDET, et H. JASSIN

Utilisation des convertisseurs de modulation dans les équipements multiplex à impulsions - G. POTIER

Rectifications - R. BARTHELEMY

Un nouveau type de magnétron amplificateur  
(suite et fin) P. MARIÉ

# Équipement léger V.H.F.

★ **ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR  
A MODULATION  
D'AMPLITUDE P. H. F.**  
3 watts. Poids de l'émet-  
teur-récepteur 3 kgs. 500.  
Sensibilité récepteur :  
2 microvolts.

★ **ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR  
A MODULATION  
DE FRÉQUENCE P.H.F.**  
5 watts. Poids de l'émet-  
teur-récepteur 3 kgs 500.  
Sensibilité récepteur :  
2 microvolts.



**SOCIÉTÉ FRANÇAISE D'ÉQUIPEMENTS POUR LA NAVIGATION AÉRIENNE**  
25 à 29, RUE DU PONT - NEUILLY-SUR-SEINE - + MAI. 49-35

Autres fabrications : Alimentation stabilisée - Télémessures par Radio de 1 à 6 voies - Télécommandes - Téléservissements - Récepteur panoramique à 400 Kc. s de bande passante - Interrogateur-répondeur - Hyperfréquences - Toutes études d'équipement aéronautique en pilotage automatique et en Radio.

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2<sup>e</sup>, Tél. CENTral 97-63

# MESURES DIRECTES RAPIDES PRÉCISES

DE TOUTES LES GRANDEURS A DÉTERMINER DANS LA TECHNIQUE **BF**

AVEC **3 APPAREILS DE MESURES**  
**HYSOWATTMÈTRE EV. 1**



MESURES de PUISSANCES  
**P**

**IMPÉDANCEMÈTRE EV. 2**



MESURES d'IMPÉDANCES  
**Z**

**MILLIVOLTMÈTRE EV. 4**



MESURES de TENSIONS  
**V**

**UNE SEULE MARQUE**  
**LIÉ**

**LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ**  
41, RUE ÉMILE ZOLA — MONTREUIL-SOUS-BOIS  
TÉL. AVRON 39-20

**MFODEM** FABRICATION DE QUALITÉ FONDÉE EN 1836

Fabricants de supports de lampes de T.S.F. Contacteurs rotatifs s/bakélite ou stéatite et toutes pièces métalliques dans une usine de réputation mondiale

Nouveaux supports  
RIMLOCK MOULÉ \* RIMLOCK Bak H.F \* MINIATURE

TYPE BREVETÉ STÉATITE D.I.P.R.

**Manufacture Française d'Épilletés Métalliques**  
S. A. au Capital de 10.000.000 Frs  
64, Bd de Strasbourg — PARIS — Tél. BOT 72.70

**RADIO AIR**  
FOURNISSEUR DES DÉPARTEMENTS MINISTERIELS

**FICHES**  
BOUTONS  
CONDENSATEURS  
MATÉRIEL PROFESSIONNEL

**APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES**  
S. A. CAPITAL 5.000.000 Frs  
2, Avenue de la MARNE-ASNIÈRES (Seine) Tél: GRÉ. 12-06  
Usines à NEUILLY - 9/ - Seine et BRIONNE (Eure)



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

## SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

DÉPARTEMENT CABLES ÉLECTRIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS  
69, RUE DE MONCEAU, PARIS-8<sup>e</sup> - TÉL. : LABORDE 60-50

GIORGIO

**Mieux** qu'un réostat,  
**Plus** qu'un auto-variant-derivateur,

pour toutes les applications  
exigeant une tension précise,



### L'ALTERNOSTAT "FERRIX"

permet un réglage de 0 à 136% de la tension du réseau.

S. A. F. A. R. E.

98, Avenue Saint Lambert - Nice

Tél. 849-29

Agence de Paris

172, Rue Legendre - Paris 17<sup>e</sup>

MARCADEL 99-21

DOCUMENTATION  
SUR DEMANDE

R. L. Dupuy

## TÉLÉVISION

ÉMISSION ——— RÉCEPTION

## MESURES HF



VOLTMÈTRE  
ÉLECTRONIQUE

VE 15

Notice 7519

THERMOCOUPLES  
DANS LE VIDE

Notice 7501

OSCILLOGRAPHE HF  
OCP 41

Notice 7515

# COMPTEURS MONTROUGE

*Pièces* DÉTACHÉES *professionnelles*

HAUT  
ISOLEMENT

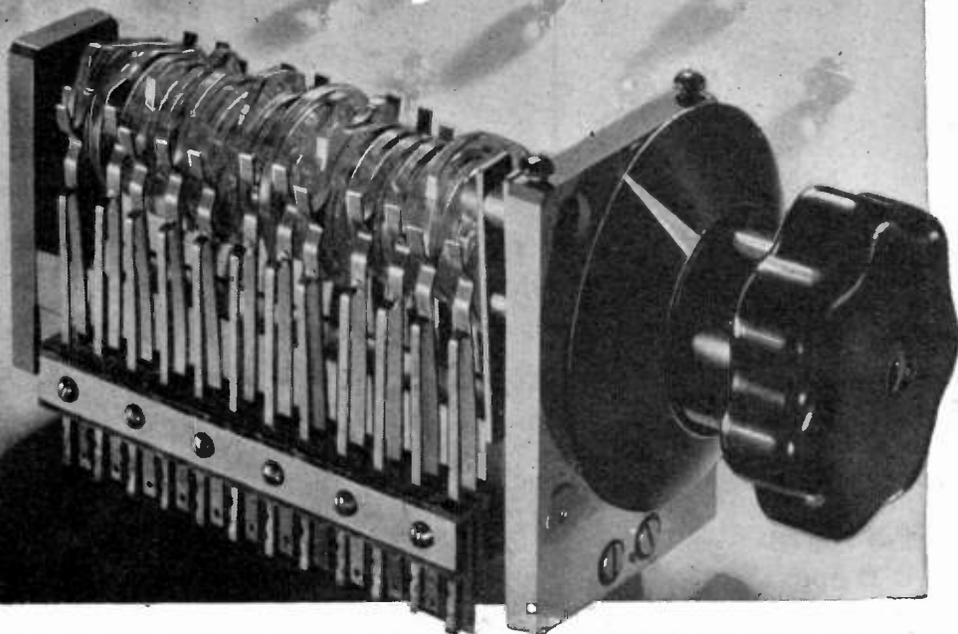
PRÉSENTATION  
MÉCANIQUE  
SOIGNÉE

SOLIDITÉ

PRÉCISION

SÉCURITÉ

Tous renseignements sur  
demande



DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX  
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16°

SERVICES D'INSTALLATION LABORATOIRES  
TÉLÉPHONE : TROCADÉRO 12-71 et 12-85



PIONNIER DE LA  
TÉLÉVISION  
DEPUIS  
1929

LA RADIO-INDUSTRIE

*est toujours au premier rang*

DE LA

TECHNIQUE  
INTERNATIONALE

25, R. du D<sup>r</sup> FINLAY 55, R. des ORTEAUX

PARIS

PUBL. RAPPY

2 MICROPHONES  
*de grande classe*

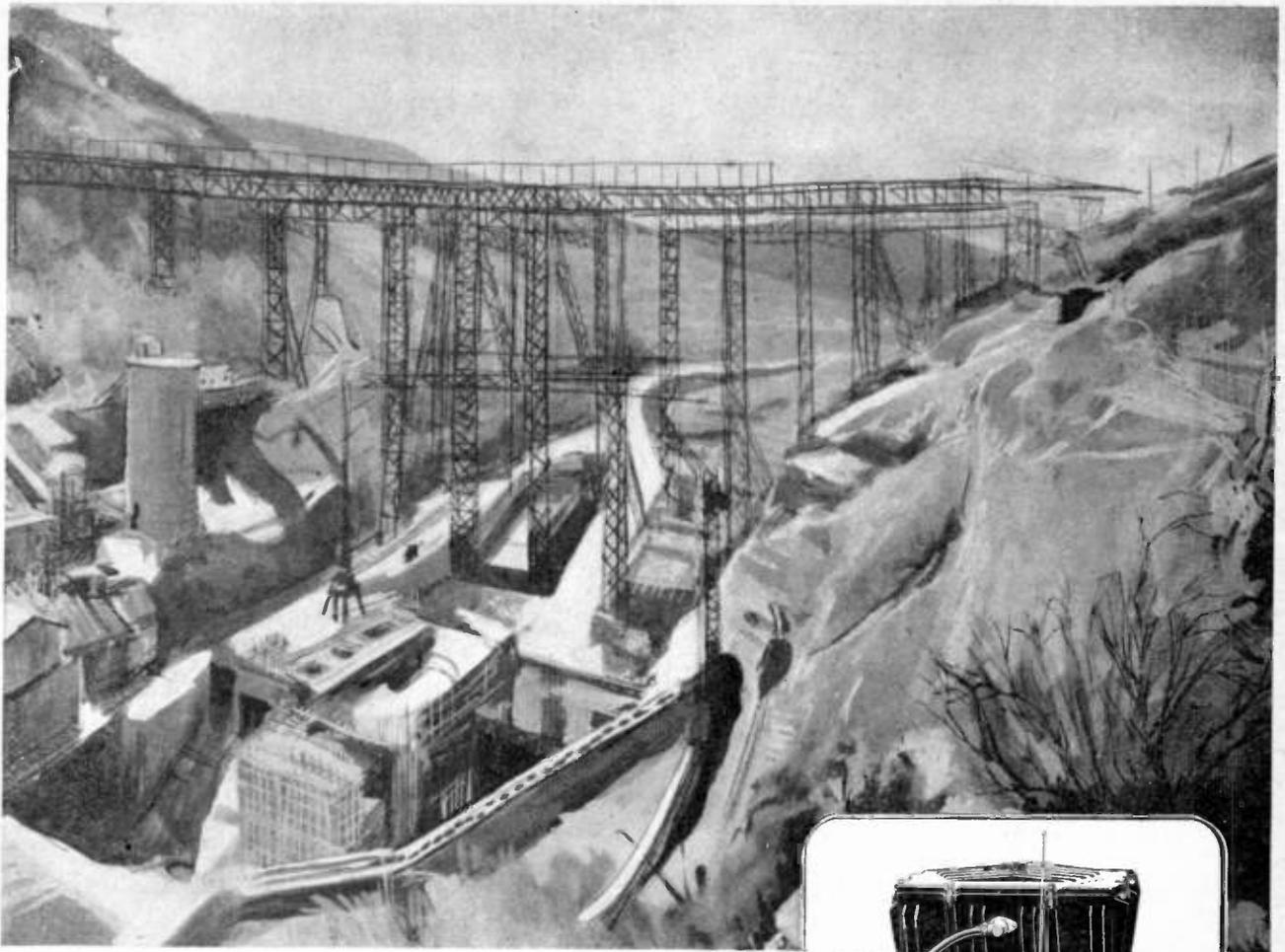


TYPES  
42-B A RUBAN  
75-A DYNAMIQUE

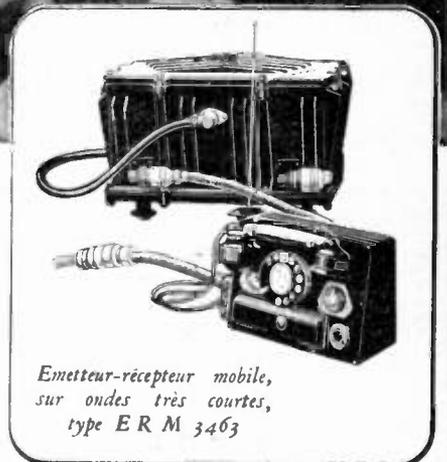
DEPUIS  
25 ANNÉES  
*La Radiodiffusion  
Française*  
LES UTILISE

**MELODIUM**

296, RUE LECOURBE - PARIS-15° - LEC. 50-80 (3-1.)



*Des chantiers sur des  
dizaines de kilomètres...*  
**A PORTÉE DE VOTRE VOIX...**



*Émetteur-récepteur mobile,  
sur ondes très courtes,  
type E R M 3463*

**CONSULTEZ-NOUS**  
sur nos autres  
fabrications.

Téléphonie automatique • Redresseurs • Dispatching • Émetteurs radio • Radiogoniomètres • Récepteurs de Radiodiffusion • Liaisons radio multivoies • Public Address • Équipements de Studio  
Microphones, etc...

Les gigantesques travaux des barrages couvrent de telles étendues que, seule, une liaison radio peut assurer la coordination nécessaire avec souplesse. Ici encore, L.M.T. apporte une solution nouvelle et rationnelle. Ses émetteurs-récepteurs mobiles assurent toutes les communications avec régularité, rapidité... et économie !

**L.M.T.**



*Le Matériel Téléphonique*

BOULOGNE-BILLANCOURT (SEINE)

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2<sup>e</sup>, Tél. CENTral 97-63

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN  
FRANCE . . . . . 1650 »  
ÉTRANGER . . . . . 1950 »

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

Prix du Numéro :  
160 francs

Vol. XXX

AVRIL 1950

Numéro 277

## SOMMAIRE

		Page
Congrès d'Electronique et de la Radioelectricité . . . . .		151
L'électronique au Commissariat à l'Energie Atomique . . . . .	M. SURDIN	154
Les appareils de détection de particules atomiques . . . . .	J. LABEYRIE	157
Les appareils de prospection des minerais radioactifs . . . . .	R. CHAMINADE	163
L'amplification des courants électriques à très basse fréquence . . . . .	G. LEHMANN	169
Théorie et pratique des multipoles en hyperfréquences . . . . .	G. GOUDET et H. JASSIN	
Première partie : Théorie des multipoles en hyperfréquences . . . . .	G. GOUDET	178
Utilisation des convertisseurs de modulation dans les équipements multiplex à impulsions . . . . .	G. POTIER	195
Rectifications . . . . .	R. BARTHELEMY	199
Un nouveau type de magnétron amplificateur (suite et fin) . . . . .	P. MARIÉ	200

Sur la couverture :

Ensemble de comptage pour les mesures de radioactivité  $\beta$  (compteur de Geiger-Muller à parois de mica, échelle de 1.000), réalisé par le Commissariat à l'Energie Atomique.

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

## SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, 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. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

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

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

### BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

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

2<sup>o</sup> D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

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

1<sup>o</sup> Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2<sup>o</sup> Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3<sup>o</sup> Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4<sup>o</sup> Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

### SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS 10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

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

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

### COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1<sup>o</sup> Membres titulaires, particuliers . . . . . 1.200 fr.  
— sociétés ou collectivités 6.000 fr. } au gré  
12.000 fr. } de la Société  
ou 25.000 fr. } ou Collectivité

2<sup>o</sup> Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études . . . . . 600 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.

3<sup>o</sup> Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit . . . . . 12.000 fr.

4<sup>o</sup> Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à . . . . . 5.000 fr.

5<sup>o</sup> Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins . . . . . 15.000 fr.

# SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

## PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

### ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

- MM.
- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.  
 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.  
 1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur.  
 1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P. T. T.  
 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.  
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.  
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.  
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.  
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.  
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.  
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.  
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.  
 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.  
 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.  
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.  
 1937 F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.  
 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.  
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.  
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.  
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.  
 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.  
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.  
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.  
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.

### BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

- Président :*  
 M. P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- Vice-Présidents :*  
 MM. G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.  
 de MARE, Ingénieur.  
 B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.
- Secrétaire Général :*  
 M. R. RIGAL, Inspecteur Général Adjoint des P. T. T.
- Trésorier :*  
 M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.
- Secrétaires :*  
 MM. M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.  
 J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.  
 J. BOULIN, Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques.

### SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radiélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

## INFORMATIONS

Le Conservatoire National des Arts et Métiers nous fait savoir qu'il possède un analyseur Coradi à 7 sphères qui permet de calculer avec une grande précision les coefficients d'une série de Fourier à partir d'un graphique quelconque. Le conservatoire peut se charger de faire les analyses qui lui seraient demandées. Les personnes que cette offre intéresserait sont priées de s'adresser à Monsieur Loiseau, conservateur du musée des Arts et Métiers.

Le Dr WARNECKE, Directeur technique du Département Electronique du Centre de Recherches de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Membre de la Société des Radioélectriciens, a été élevé au grade de « Fellow member » de « The Institute of Radio Engineers », à la date du 1<sup>er</sup> janvier 1950, avec la mention suivante :

« for his engineering and research contributions to vacuum tube theory and design in France ».

La Société des Radioélectriciens est heureuse de lui adresser ses félicitations.

### OFFRES D'EMPLOIS

0.62 — On demande INGÉNIEUR expérimenté pour fabrication matériel Radio-Electrique professionnel, très au courant de la B. F. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.63 — Laboratoire Central des Télécommunications recherche Ingénieurs débutants et Ingénieurs ayant expériences dans le domaine des très hautes fréquences et la technique des impulsions. Ecrire avec références : Service du Personnel, 46, avenue de Breteuil, Paris 7<sup>e</sup>. — Tél. Ség. 90.00.

0.64. — USINE MATÉRIEL RADIO PROFFESS. Recherc. tr. BON INGÉNIEUR de préf. AM et ESE poss. une dizaine années expér. ds spécialité et pratique étend. aux divers domaines de la Construct. Radio Electr. (émis. et récept. Profess.) SITUATION tr. intéress. pr. CANDIDAT ay. les référ. recherchées. Ecr. av. Curric. Vitæ. détaillé : S.I.F. 168, Bd. Gabriel-Péri, MALAKOFF (Seine).

0.65. — INGÉNIEUR RADIO expérimenté, Spécialiste dans la RÉCEPTION PROFESSIONNELLE.

Ecr. av. référ. à MOREAU, 71, rue de Nanterre, ASNIÈRES, qui transm.

## LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

- | MM.   | présentés par MM.    |
|---|----------------------|
| FOSTOFF Boris, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                            | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| GENDREU, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radio) .....            | RAMON et DAUPHIN.    |
| JANCEL Raymond, Attaché de Recherches au Centre National de Recherches Scientif. .. | BOUCHARD et PINEAU.  |
| LEVENEZ Jean, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                             | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| LÉVÊQUE Christian, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radio) .....  | LEHMANN et DAUPHIN.  |
| MANDON Christian, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                         | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| MASSÉ Daniel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                             | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| MILHEL Jean-Marcel Ingénieur Radio-Technicien de Grenoble .....                     | BENOIT et GRANDSART. |

- | MM.   | présentés par MM.    |
|---|----------------------|
| MOSER Walter, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                     | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| NÉGOUAI Charles, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                  | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| QUENET Christian, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique .....         | ASCHEN et RAUX.      |
| QUÉVA Jean, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radio) ..... | DAUPHIN et RAMON.    |
| REICHLING H., élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                     | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| VASTEL Bernard, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                   | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| VILLE Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....                    | QUINET et CHRÉTIEN.  |
| WILLAIN Marcel, Ingénieur Radio-Electricien de l'Université de Liège.....   | CABESSA et PHÉLIZON. |

# CONGRÈS D'ÉLECTRONIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

16 - 22 JANVIER 1950

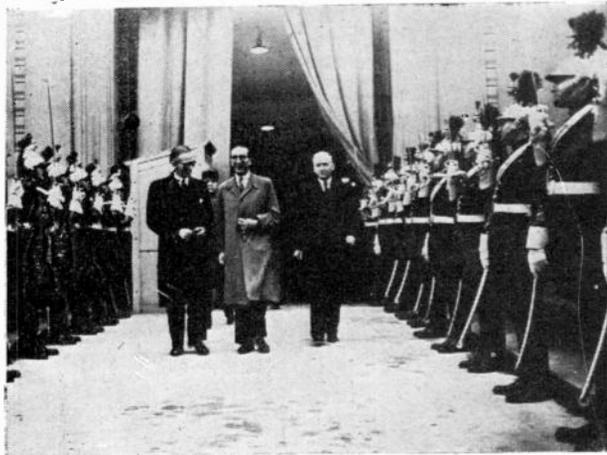
Le Congrès d'Électronique et de Radioélectricité qui avait été annoncé dans les numéros de l'Onde Électrique des mois de novembre et de décembre a eu lieu comme prévu du 16 au 22 janvier 1950.

Cette manifestation a comporté un congrès, une exposition et des visites techniques. Un dîner et un concert sont venus apporter une détente aux congressistes et aux conférenciers pendant cette semaine de travail.

Le Congrès s'est déroulé au Centre Marcelin Berthelot dont nous avons apprécié l'excellente organisation. Nous adressons nos plus vifs remerciements à son distingué directeur et à son personnel aimable et dévoué.

Le nombre des communications présentées par les membres de notre Société, par les ingénieurs des établissements privés et par les ingénieurs des établissements d'Etat s'élevait à 140 environ. Quelques conférenciers étrangers apportèrent des précisions sur la technique radioélectrique de leur pays.

Pour donner un temps suffisant à chaque exposé et à la discussion qui devait le suivre, il a été nécessaire d'utiliser simultanément quatre salles. Cette organisation a fait regretter à quelques auditeurs de ne pouvoir assister à toutes les conférences qu'ils avaient choisies.



Inauguration officielle de l'exposition

Le nombre des auditeurs fut sensiblement constant chaque jour : environ 200 ou 300 personnes. Pour de nombreuses conférences les salles ont été trop petites pour contenir tous les auditeurs.

Les communications présentées se répartissaient dans les sections suivantes :

Section I. — Généralités. Théories physiques et mathématiques. Astrophysique. Propagation : 20 communications. Présidée par Monsieur de Marc

Section II. — Tubes à vide : 10 communications. Présidée par Monsieur Rabuteau.

Section III. — Emission. Oscillateurs. Antennes : 10 communications. Présidée par Monsieur Aubert.

Section IV. — Réception. Amplification. Mesures. Liaisons radioélectriques : 26 communications. Présidée par Monsieur Abadie et Monsieur Decaux.

Section V. — Hyperfréquences (y compris tubes pour hyperfréquences) : 22 communications. Présidée par Monsieur Goudet.

Section VI. — Télévision : 5 communications. Présidée par Mallein.

Section VII. — Radionavigation : 8 communications. Présidée par Monsieur David.

Section VIII. — Mesure des forces. Vibrations. Electroacoustique : 11 communications. Présidée par Monsieur Bedeau et Monsieur Poincelot.

Section IX. — Applications industrielles de l'Électronique. Machine à calculer. Présidée par Messieurs Bouthillon, Grivet et Besson.

Le Congrès fut encadré par une séance inaugurale et une séance de clôture présidées par Monsieur Ponte, Président de la Société des Radioélectriciens qui prononça chaque fois une allocution très appréciée.

Comme nous pouvons le remarquer ces conférences offraient une très grande variété. Elles couvraient bien tout le domaine de l'électronique depuis les considérations très générales physiques ou mathématiques jusqu'aux applications industrielles de l'électronique. Le nombre des communications de la Section 9 (Applications industrielles de l'Électronique, Machine à calculer) le plus élevé de toutes les Sections — justifiait ainsi le titre du Congrès où le mot Électronique avait été mis en tête.

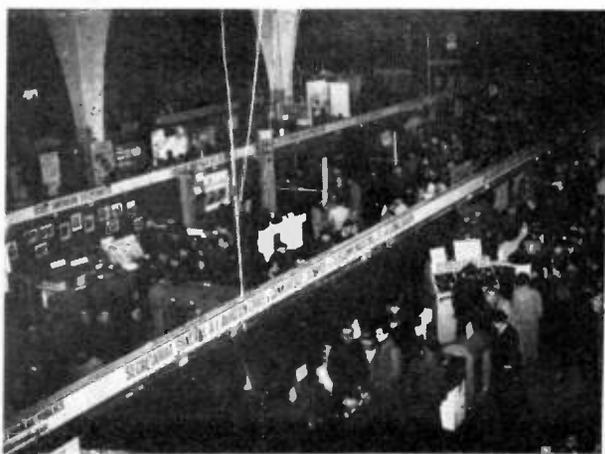
Nous regrettons de ne pouvoir publier un compte rendu complet des conférences du Congrès et des discussions. Le travail nécessaire et les frais d'impression pour cette publication, qui ne serait diffusée qu'en nombre relativement restreint, seraient une trop lourde charge pour notre société. Un fascicule contenant tous les sommaires a été mis en vente au moment du Congrès pour éclairer les auditeurs sur le contenu des conférences. Un certain nombre de communications présentées au Congrès

seront cependant publiées dans l'Onde Electrique ou donneront lieu à un exposé plus important en séance des Sections d'Études ou en séance plénière.

Parallèlement au Congrès une Exposition d'Électronique et de Radioélectricité avait été organisée dans les Halls 50 et 51 du Parc des Expositions à la Porte de Versailles.

Soulignons l'aide que nous a apportée à cette occasion le Syndicat National des Industries Radio-électriques qui nous a fait profiter largement des aménagements prévus pour le Salon de la Pièce Détachée qui devait se tenir quelques jours après l'Exposition d'Électronique et de Radioélectricité.

Cette exposition n'a comporté que du matériel d'une technique d'avant garde ; elle groupa une cinquantaine d'exposants dont les stands s'étendaient sur une aire de 2 000 m<sup>2</sup> environ.



Vue générale de l'exposition

Les exposants représentaient toutes les formes des activités françaises dans le domaine radioélectrique. Les grandes administrations françaises, les sociétés nationales, les grandes écoles, les sociétés savantes et les sociétés privées de toutes importances ont en effet prêté généreusement leur concours.

Nous devons là encore à remercier tous les exposants pour l'effort considérable qu'ils ont fait en immobilisant du matériel et du personnel dans leur stand et pour l'aide supplémentaire qu'ils nous ont accordée sous diverses formes, aide financière en particulier.

L'exposition du matériel de télécommunication sur fil ou par radio était particulièrement importante ; il y avait dans ce domaine des appareils fonctionnant sur toutes les longueurs d'onde : on remarquait notamment de nombreux multiplex à impulsions et des équipements à modulation de fréquence sur ondes métriques et centimétriques.

La télévision était très largement représentée dans toutes les branches, depuis les caméras de prise de vue jusqu'aux appareils de réception qui groupés dans un seul stand montraient aux visiteurs les programmes diffusés par la Télévision Française. Inutile d'insister sur le succès qu'obtint cette démonstration.

La technique du Radar était représentée de façon très spectaculaire et très intéressante par un Radar

en fonctionnement qui donnait une vue de Paris. Notons à ce sujet le vif intérêt et l'admiration des techniciens et la quasi déception des profanes qui s'attendaient à voir sur l'écran de l'oscillographe un évritable photographie de Paris. Il y avait en outre des expositions des différents organes entrant dans la constitution des Radars. Des tableaux et des appareils donnaient un aperçu des possibilités du Radar pour la conduite de tir ou la navigation aérienne sans visibilité.

Les applications de l'électronique aux mesures les plus diverses furent largement représentées aussi bien dans le domaine de la météorologie que dans celui de la mécanique, de la physique moléculaire ou nucléaire.

La présentation des applications de l'électronique à l'industrie était très riche et venait illustrer très heureusement les études de la Section IX du Congrès



Radar panoramique en fonctionnement

L'exposition fut inaugurée l'après-midi du mardi 17 janvier par le représentant du Secrétaire d'Etat à la Présidence du Conseil chargé de l'Information, ce dernier ayant été retenu par les obligations de sa haute fonction. Le film de cette inauguration fut projeté quelques heures après en télécinéma sur les écrans des récepteurs de télévision installés à l'Exposition.

Les visiteurs furent nombreux malgré le temps très froid. Leur nombre ne cessa de croître chaque jour jusqu'à la fermeture de l'Exposition. On enregistra plus de 13.000 entrées, ce qui montre que les

visiteurs étrangers à la technique électronique sont venus fort nombreux.

Beaucoup d'élèves des écoles venus en groupes dans l'après-midi du jeudi ont été pilotés par des cicérones bénévoles qui ont essayé de mettre à leur portée les techniques difficiles de l'électronique. Nous espérons de cette visite l'éveil chez quelques-uns d'entre eux d'une solide vocation de radioélectricien.

L'accroissement quotidien du nombre des visiteurs fait craindre que la durée de l'Exposition ait été trop courte au gré de ces derniers. Il était malheureusement difficile de demander aux exposants un plus grand effort, beaucoup d'entre eux ayant besoin du matériel qu'ils avaient exposé.

Pour compléter le Congrès et l'Exposition, il était intéressant de montrer du matériel radioélectrique en service réel.

Deux visites ont eu lieu le mercredi 18 janvier, l'une le matin et l'autre l'après midi, séparées par un confortable déjeuner pris entre congressistes, à la Porte Dorée.

Le matin les congressistes ont visité le centre récepteur de Noiseau et l'après-midi le centre émetteur de St-Assise.

A la station réceptrice de Noiseau les visiteurs ont pu admirer les récepteurs les plus modernes branchés sur les nombreuses antennes de la station. Un remarquable exposé technique a permis aux visiteurs de comprendre parfaitement les raisons d'être des diverses installations qu'ils ont pu remarquer.

A la station émettrice de St-Assise les visiteurs ont pu comparer les techniques anciennes et nouvelles des appareils d'émission et se rendre compte de l'automatisme des installations qui fonctionnent avec un personnel très réduit.

Nous adressons encore nos remerciements aux personnalités qui ont rendu ces deux visites possibles.

Pour rendre le Congrès moins austère un dîner à l'Hôtel d'Orsay réunit le vendredi 20 janvier les personnalités françaises les plus marquantes dans le domaine de l'électronique et les congressistes. Ce dîner fut présidé par le représentant du Secrétaire d'Etat à la Présidence du Conseil chargé de l'Information. Monsieur le Président Ponte prononça à cette occasion un discours très applaudi.

Au cours de la soirée précédente de nombreuses personnalités, les conférenciers du Congrès et les exposants avaient été invités à un concert très brillant, organisé par la Radiodiffusion Française dont nous remercions l'éminent Directeur Général.

Si l'on cherche à dégager une vue générale de l'ensemble de ces manifestations nous pouvons conclure qu'elles ont toutes rencontré le plus vif succès : grand nombre de conférenciers et d'auditeurs au Congrès, grand nombre d'exposants et de visiteurs à l'Exposition. De l'étranger même de nombreuses manifestations d'intérêt nous sont parvenues.

Plusieurs personnes ont exprimé le vœu de voir se renouveler prochainement ce Congrès ; d'autres désireraient même des congrès périodiques.

Nous espérons que l'intérêt de cette dernière manifestation attirera de nombreux concours pour les futurs congrès et que les organisateurs auront une tâche plus simple que celle qu'a du récemment accomplir Monsieur Ponte Président de la Société, Monsieur l'Inspecteur Général Picault Président de la Commission du Congrès, Monsieur l'Inspecteur Général Adjoint Rigal Secrétaire Général de la Société et l'ensemble de tous leurs collaborateurs.

M. P.

# L'ÉLECTRONIQUE AU COMMISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE<sup>(1)</sup>

PAR

M. SURDIN

*Chef du Service des Constructions Electriques*

Permettez-moi tout d'abord de remercier M. PONTE et M. LEHMANN qui ont pris l'initiative d'organiser, sous les auspices de la Société des Radioélectriciens, une série de conférences consacrées aux applications de l'électronique à l'Energie Atomique.

Le but de ces conférences est de donner un aperçu sur les applications de l'électronique à l'Energie Atomique, et, en particulier, sur le travail accompli

Nous avons divisé chacune des trois séances qui nous ont été accordées en trois parties. Chacune des neuf parties constitue une courte conférence, d'une durée de 25 minutes. Nous pensons qu'ainsi nous disposerons, à la fin de chaque séance, de 15 minutes pour les discussions et d'une demi-heure pour les démonstrations.

Cependant, il n'a pas été possible d'aborder toutes les applications électroniques. En particulier, des

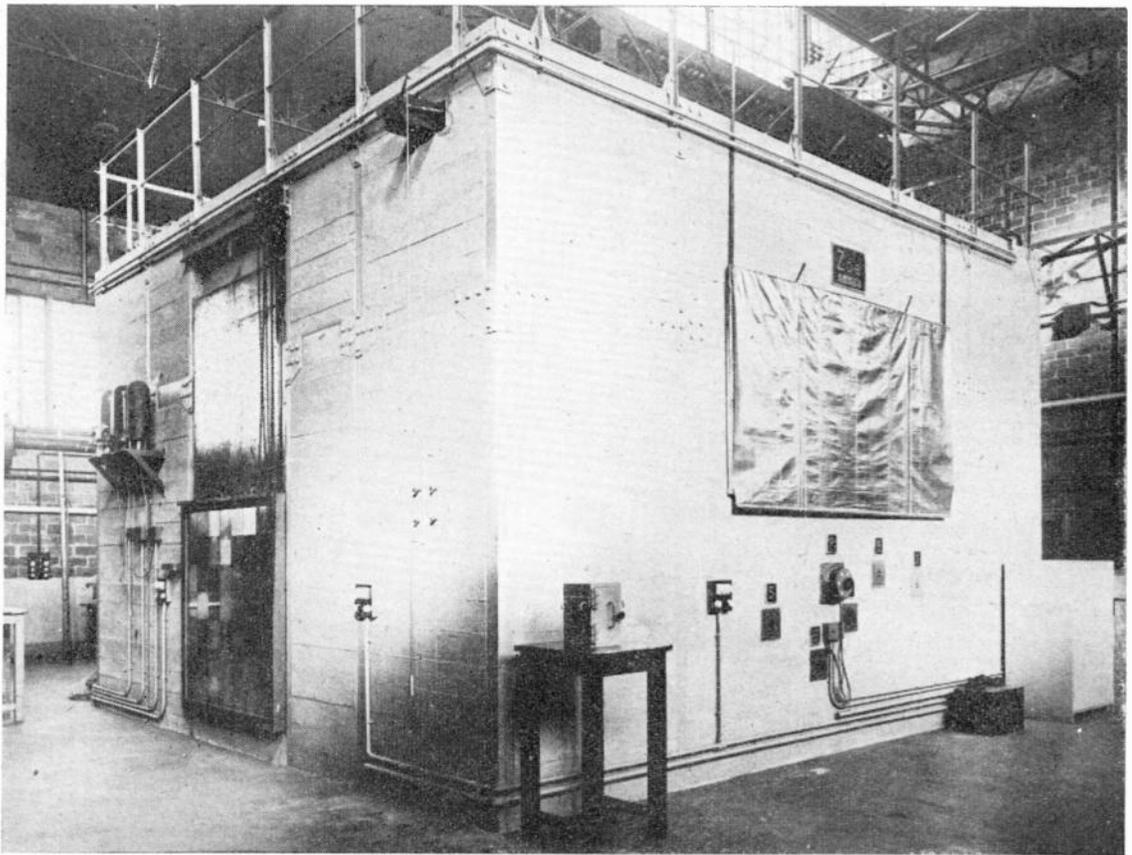


FIG. 1. — VUE GÉNÉRALE DE LA PILE.

*Sur la face Sud (celle où se trouve la plaque « Zoé ») on aperçoit les orifices rectangulaires des canaux expérimentaux.*

*Sur la face Ouest on aperçoit la grande porte fermant la « colonne thermique ».*

*Sur la gauche de cette porte, à mi-hauteur, se trouvent trois gros cylindres qui sont des chambres d'ionisation destinées à mesurer les rayonnements produits par la pile et qui parviennent à traverser le béton protecteur.*

dans ce domaine au sein du Commissariat à l'Energie Atomique.

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 19 novembre 1949.

appareils tels que les polarographes, polaroscopes, sélecteurs d'impulsion à circuit maître, sources d'ions, etc... ne seront pas décrits.

Permettez-moi maintenant de faire un bref historique du C. E. A.

Vous savez déjà probablement, que le Commissariat à l'Énergie Atomique avait été créé par le Gouvernement Provisoire, le 18 Octobre 1945. le Haut-Commissaire, l'Administrateur Général Délégué du Gouvernement, et les membres du Comité de l'Énergie Atomique ont été nommés par décret du 3 Janvier 1946, et l'on trouve, dans l'ordonnance du 18 octobre créant le C. E. A., un exposé des motifs et des buts du Commissariat.

Depuis la création du C. E. A., on a insisté à diverses reprises (en particulier le délégué français à l'O. N. U.) sur le but essentiellement pacifique du travail poursuivi au C. E. A.

Pour les trois premières années de son existence, le C. E. A. avait pour but de combler le retard de

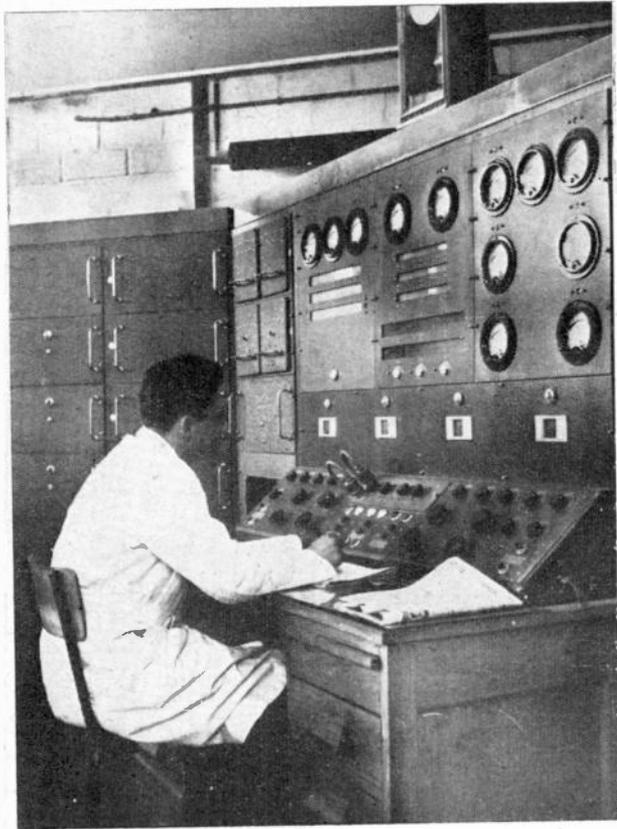


FIG. 2. — TABLEAU DE COMMANDE DE LA PILE.

*De ce tableau est commandée et surveillée la marche de la pile. Les chambres d'ionisation de mesure sont suivies d'amplificateurs à courant continu qui actionnent les appareils de mesure qu'on aperçoit sur le tableau. Ces appareils indiquent à tout instant la puissance de la pile. Toutes les commandes, marche, arrêt, régulation, etc..., sont placées sur le pupitre.*

la France en matière d'énergie atomique, en formant des techniciens nucléaires, et en construisant une pile expérimentale.

C'est vers la fin du mois de mars 1946 que le Génie a cédé au C. E. A. le Fort de Châtillon. La première équipe qui s'était installée dans le Fort, au début de juillet 1946, a été le noyau du futur service électrique.

Comme vous le savez, on a de plus en plus tendance à avoir recours à l'électronique pour les mesures de précision. Ceci s'applique tout particulièrement à la physique nucléaire et à l'énergie atomique où l'on étudie les réactions nucléaires. Ces réactions

sont généralement mises en évidence par l'effet d'ionisation des diverses particules qui en sont le produit. Ces particules étant détectées par des chambres d'ionisations, les compteurs Geiger-Müller, les compteurs à scintillations, etc., on conçoit que l'ensemble soit desservi par un important équipement électronique.

Avant toute autre chose, il fallait créer ce matériel de détection, et c'est pour cette raison que le service électrique, le premier, a pris possession du Fort, alors que les travaux d'aménagement n'étaient même pas encore terminés.

Dès le début de son installation au Fort, le jeune service a rencontré des difficultés, dues à l'état de l'industrie radioélectrique en France. En effet, les pièces détachées n'étaient pas encore fabriquées en grande série et se trouvaient difficilement à cette époque, et d'autre part la plupart des ingénieurs confirmés étaient déjà absorbés par l'industrie renaissante.

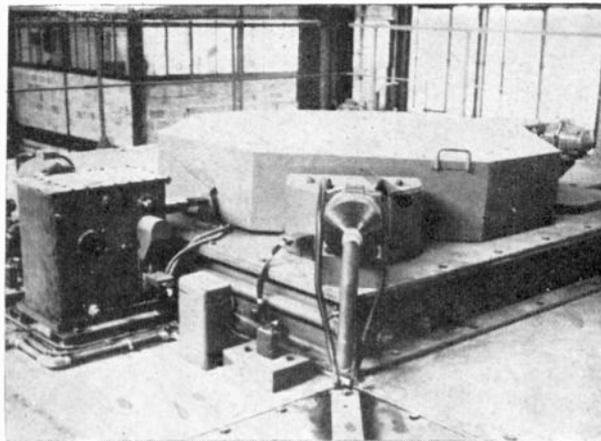


FIG. 3. — VUE DES MOTEURS DU SERVO-MECANISME

*Placés sur le sommet de la pile les moteurs actionnent la montée et la descente des barres de sécurité et de contrôle.*

Il a donc fallu engager de jeunes ingénieurs et physiciens, les former à des techniques qui étaient encore nouvelles en France, et d'entreprendre la construction du matériel dont on avait un besoin urgent.

Pour construire une pile, il nous a fallu acquérir diverses matières premières, dont naturellement l'uranium. Pour trouver des gisements abondants d'uranium et pour les exploiter, une importante Direction était créée dans ce but au sein du C.E.A.

Une méthode commode et rapide de prospection des gisements uranifères est la méthode basée sur la détection des rayonnements radioactifs émis par les minerais uranifères. En particulier c'est leur rayonnement gamma qui est décelé par des appareils de détection appropriés.

Le première tâche du service électrique a été justement de construire ce genre d'appareils de prospection qui se composent essentiellement de compteurs Geiger-Muller et d'un amplificateur spécial.

M. LABEYRIE dans l'article suivant vous parlera des détecteurs de particules : compteurs G. M.,

chambres d'ionisation et compteurs à scintillations. M. CHAMINADE vous décrira plus loin les appareils de prospection du C. E. A.

La deuxième tâche importante du service électrique a été la mise au point et la construction des appareils de comptage, dits : échelles de 10 ou de 100, ainsi que les H. T. stabilisées pour alimenter les compteurs Geiger-Müller. Ces appareils étaient destinés tout d'abord à l'expérience exponentielle. Cette expérience permettait de déterminer la longueur de diffusion des neutrons dans le graphite, et, à partir de là, la qualité du graphite à utiliser comme réflecteur dans la pile.

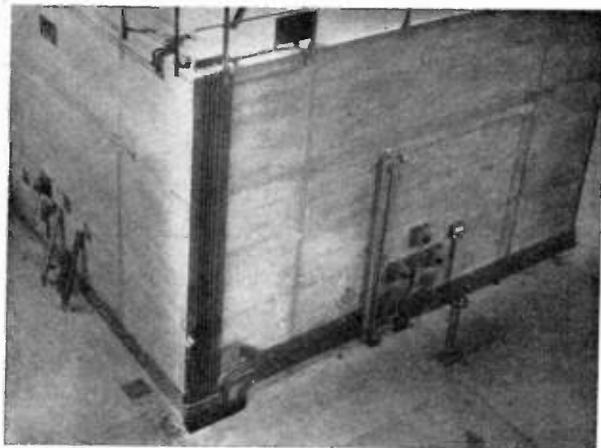


FIG. 4. — CHAMBRES D'IONISATION

*On aperçoit à la base de la face Est les extrémités des trois blocs portant les trois chambres d'ionisation situées à l'intérieur de la pile.*

En outre, le service avait pour tâche de développer les chambres d'ionisations à  $\text{BF}_3$  (pour la détection des neutrons lents), les amplificateurs proportionnels et les sélecteurs d'amplitude qui servaient à des expériences ayant pour but de déterminer la section efficace totale d'absorption de l'oxyde d'uranium pour les neutrons lents. Ceci équivaut à une analyse des impuretés de l' $\text{UO}_2$  qui était destiné à la pile.

M. VALLADAS, dans un prochain article, vous parlera de ces équipements : échelles, sélecteurs d'amplitude et amplificateurs.

C'est vers octobre 1947 que le service électrique a commencé à s'occuper du contrôle de la pile. Le programme du service comportait l'étude et la réalisation des chambres d'ionisation à  $\text{BF}_3$ , de 7 litres de capacité, destinées à la détection des neutrons lents émis par la pile, l'étude des amplificateurs à courant continu qui suivaient ces chambres ainsi que l'étude et la réalisation du système de sécurité et du servomécanisme de contrôle de la pile.

M. RAJEVSKI, également dans un prochain article, vous parlera du servo-mécanisme de la pile.

(Signalons en passant que la pile de Châtillon a démarré le 15-12-48. Après une brève période d'essais, la pile fonctionne à marche continue de 24 h / 24 h).

Il fallait, aussi, envisager l'exploitation de la pile, et en particulier la production des radio-isotopes. Pour protéger le personnel manipulant ces produits, et en général tout le personnel travaillant dans les locaux où règne une forte activité, le service élec-

trique était chargé d'étudier des appareils de protection contre les rayonnements.

M. WEILL vous parlera de ces appareils.

Entre temps, vers le début de 1947, un important service, le service des Accélérateurs a été créé au C.E.A.

On sait que pour étudier les propriétés du noyau, on doit avoir recours à des projectiles de grande énergie qui peuvent franchir la barrière de potentiel du noyau et réagir avec ses nucléons. On peut utiliser les projectiles émis par des substances radioactives naturelles, tels que les rayons alpha. Cependant, on ne peut étudier toutes les réactions désirées avec ces projectiles. On a recours alors à des machines permettant d'imprimer de grandes énergies aux particules choisies comme projectiles.

Le premier appareil mis en chantier par le service des Accélérateurs est un Van de Graaf pouvant fournir 4 MV très bien stabilisés.

M. TAIEB vous parlera de cet appareil et en particulier de la stabilisation de sa tension.

Plus récemment, en commun avec le service électrique, le service des Accélérateurs a mis en construction un accélérateur de protons à cavité résonante. Cet accélérateur est destiné à produire, par impact de protons sur une cible de lithium, des rayons gamma de 17,6 MeV. Ces rayons gamma serviront à l'étude des réactions photonucléaires.

M. POTTIER vous parlera de cet accélérateur.

Une des activités les plus importantes du C. E. A. est la séparation et l'analyse des isotopes. Dans ce but plusieurs spectrographes de masse ont été construits au C. E. A.

M. TAIEB, vous décrira un de ces appareils d'une conception intéressante.

Avant de céder la parole à mes camarades de travail, je voudrais vous donner quelques chiffres.

L'ensemble du personnel du service des Accélérateurs et du service électrique qui comprend une quarantaine d'ingénieurs, représente 25 % des effectifs du C. E. A. au Fort de Châtillon.

Vu la demande constante en appareils électroniques, le service électrique a été amené à monter deux ateliers, l'un pour la construction des compteurs Geiger-Müller, l'autre pour le câblage et le réglage des appareils électroniques.

En 1948, on a construit 3.500 compteurs Geiger-Müller de plusieurs types. Pendant les 9 premiers mois de 1949, plus de 1.000 chassis d'appareils électroniques d'une trentaine de types différents, ont été câblés et mis au point.

Comme vous voyez, en partant avec un maigre bagage, mais par contre avec beaucoup de bonne volonté, le C.E.A. a réussi à jeter les bases d'une branche nouvelle de l'industrie électronique et à former un nombre appréciable d'ingénieur est de techniciens.

Nous avons des raisons de penser que dans l'avenir, cette branche d'électronique ne pourra que se développer de plus en plus. En effet, les électroniciens sont saisis tous les jours de demandes d'études et de réalisations de nouveaux appareils. En outre ils sont chargés d'étudier le tableau de contrôle de la nouvelle pile beaucoup plus importante que celle de Châtillon et qui sera construite dans le futur Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

# LES APPAREILS DE DÉTECTION DE PARTICULES ATOMIQUES (1)

PAR

J. LABEYRIE

*Ingénieur au C. E. A.*

## Introduction.

Lorsque des atomes subissent une transformation, ils émettent des particules, ou, comme on disait autrefois, des rayons : rayons alpha, beta, X etc... Les Physiciens désirent connaître le nombre, la direction, l'énergie de ces particules, voire même l'instant où elles ont été émises. Des chimistes, des biologistes, des métallurgistes, des prospecteurs de minerais, des ingénieurs, moins exigeants, cherchent seulement à en connaître le nombre.

Avant de parler des appareils utilisés dans ce but, précisons les types de particules dont il s'agit.

À l'heure actuelle nous pouvons les classer grossièrement en trois groupes :

Dans le premier groupe, nous rangeons des particules neutres (ne portant pas de charge électrique), peu ou pas ionisantes, et qui peuvent, en général, traverser de grandes épaisseurs de matière (on peut indiquer plusieurs mètres comme ordre de grandeur). Ces particules se divisent en deux classes de nature nettement différentes : les photons (depuis les photons du spectre visible jusqu'aux rayons gamma les plus « durs ») et les neutrons (qu'il s'agisse de neutrons rapides émis lors du bombardement de noyaux par des projectiles appropriés ou qu'il s'agisse des neutrons lents, « thermiques », n'ayant que des énergies très faibles et qui sont fournis en très grande abondance par les piles atomiques).

Dans le second groupe, nous classerons les électrons positifs et négatifs (les rayons « beta ») et les mésons des deux signes (les rayons « cosmiques »), particules relativement peu ionisantes, et dont le pouvoir de pénétration varie dans de très grandes limites. Depuis les rayons beta très mous, comme ceux du Carbone 14, qui ne peuvent traverser que quelques centièmes de millimètre d'aluminium, jusqu'aux mésons cosmiques capables de traverser des décimètres de plomb, il y a là tout un groupe de particules qui sont très fortement étudiées et dès maintenant utilisées dans la recherche et l'industrie.

Dans le troisième groupe, nous rangerons enfin des particules peu pénétrantes, (quelques dixièmes de millimètre de matière solide), et très fortement ionisantes, telles que les rayons alpha, les protons, les morceaux de fission, etc...

Pour observer et compter ces particules, de très nombreux appareils ont été réalisés. Eux aussi on peut les classer en trois groupes; non parce qu'ils correspondent à chacun des trois groupes de particules que nous venons de citer, mais parce qu'ils mettent en jeu trois phénomènes nettement différents : *L'ionisation des gaz, l'émission de la lumière dans certains corps transparents, et le noircissement de la plaque photographique.*

Ce dernier phénomène donne lieu depuis quelques temps à des études extrêmement intéressantes et va se révéler probablement comme le plus puissant moyen d'observation des particules atomiques qui soit à notre disposition. Cependant, comme il n'a pas encore donné lieu, au C. E. A., à un grand développement, nous n'en parlerons pas maintenant, et nous nous contenterons seulement de donner un aperçu de ce que nous avons fait au C. E. A. comme appareils basés sur l'ionisation des gaz et sur l'émission de lumière.

\*  
\* \*

## Appareils basés sur l'ionisation des gaz.

Lorsqu'une particule atomique passe au voisinage d'un atome de gaz, elle peut arracher un des électrons de cet atome, donnant ainsi naissance à une paire d'ions : un tout petit ion négatif, léger, mobile, qui est l'électron arraché, et un gros ion positif, lourd, lent, constitué par l'atome privé de son électron.

Là encore, nous pourrions distinguer trois grandes classes d'appareils. Les chambres et compteurs à ionisation, les compteurs proportionnels, et les compteurs dits de Geiger-Müller.

Tous ces appareils sont constitués par une enveloppe étanche, remplie d'un gaz approprié.

Dans ce gaz plongent deux électrodes entre lesquelles on établit une différence de potentiel (de quelques dizaines à quelques milliers de volts), de manière à créer dans le gaz un champ électrostatique. Sur l'une de ces électrodes, on observe les variations de potentiel produites par l'arrivée des ions dus au passage de la particule atomique.

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 19 novembre 1949.

Nous n'entrerons pas dans le détail des processus d'ionisation différents qui distinguent les trois types d'appareils (figure 1). Dans le cas des chambres et compteurs à ionisation, il s'agit de détecter des variations de potentiel de quelques millivolts ; dans le cas des compteurs proportionnels ce sont des variations déjà plus grandes de quelques centièmes à quelques dixièmes de volts, grâce à une multiplication automatique du nombre d'ions produits et enfin, dans le cas des compteurs de Geiger-Müller ce sont des volts, ou même des dizaines de volts

délivre deviendront toutes identiques, indépendantes de la nature de la particule qui le traverse : il fonctionne en compteur de Geiger-Müller. Quelques centaines de volts plus haut il s'établira un arc entre les électrodes (figure 2).

Au C. E. A. nous avons eu à réaliser des appareils appartenant à ces trois catégories : Pour le contrôle de la puissance de Zoé il a fallu, par exemple, mesurer le flux des neutrons qu'elle émet : à cet effet nous avons construit de grosses chambres d'ionisation, de plusieurs litres de capacité, et nous les avons

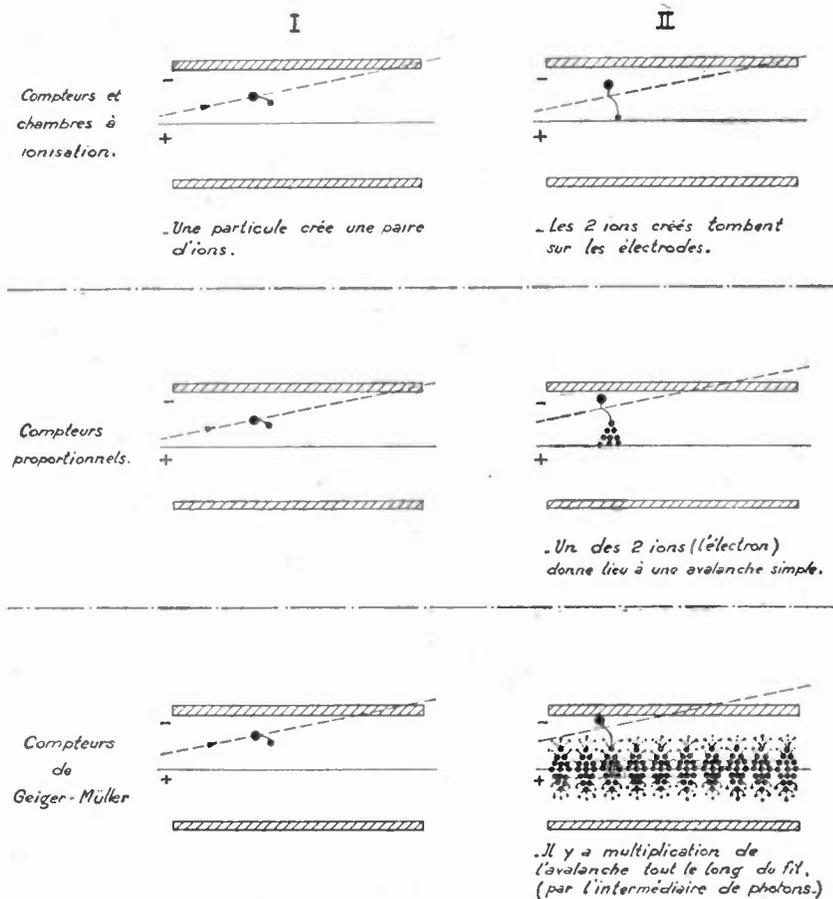


FIG. 1. — LES TROIS PROCESSUS DIFFÉRENTS D'IONISATION  
UTILISÉS DANS LES TROIS TYPES D'APPAREILS

La phase I représente l'état du compteur un dixième de microseconde après le passage de la particule ionisante (le trait interrompu représente la trajectoire de la particule).

Le gros cercle noir représente l'ion positif, le petit cercle noir représente l'électron.

La phase II représente l'état du compteur deux dixièmes de microseconde après le passage de la particule.

qui apparaissent sur l'anode au passage de chaque particule, en raison de l'énorme processus de multiplication des ions à l'intérieur même du gaz du compteur.

On peut du reste passer d'un type à l'autre d'appareil en faisant varier la différence de potentiel appliquée entre les électrodes. Par exemple, si nous alimentons un compteur de Geiger-Müller sous une tension de l'ordre de 50 à 100 volts, il fonctionnera en compteur à ionisation ; si nous élevons la tension, vers 300 volts il commencera à fonctionner en proportionnel, et, vers 1.000 volts les impulsions qu'il

remplies de fluorure de bore, gaz qui sous l'action des neutrons donne naissance par transmutation, à l'intérieur même de la chambre, à des particules alpha fortement ionisantes.

Des problèmes techniques d'étanchéité, d'isolement, de purification du gaz, nous ont souvent donné un travail assez considérable. La stabilité et la sûreté de fonctionnement de ces appareils est à l'heure actuelle excellente. Pour mesurer des flux de neutrons rapides, au lieu de fluorure de bore nous remplissons ces chambres avec de l'hydrogène sous des pressions allant jusqu'à une

vingtaine d'atmosphères; pour mesurer des flux de rayons gamma, nous avons fait des chambres remplies jusqu'à 150 atmosphères d'Argon, le rendement des chambres étant proportionnel à la pression du gaz qu'elles contiennent.

tension d'alimentation, sans que leur sensibilité apparente soit modifiée (figure 4). Nous avons utilisé pour cela une invention ingénieuse de M. Maze, qu'il vous a exposée l'an passé, et qui consiste à peindre la cathode sur la surface extérieure du compteur.

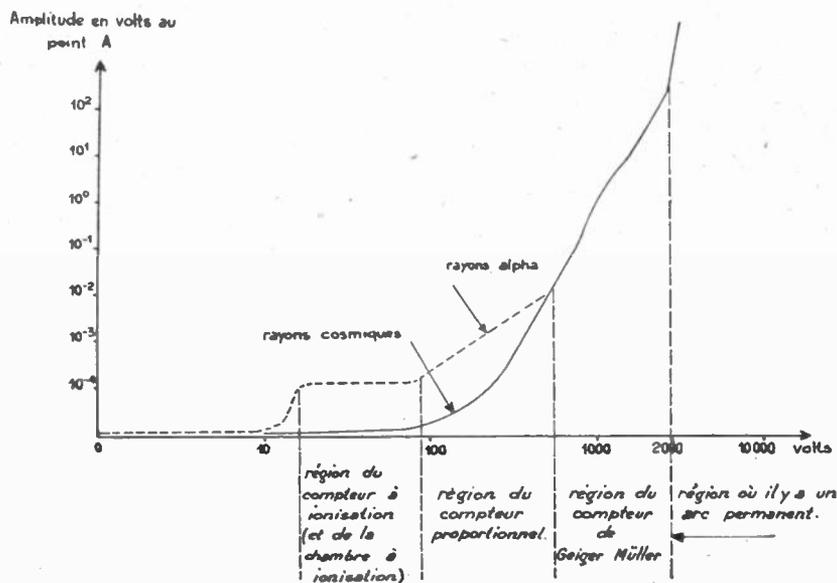
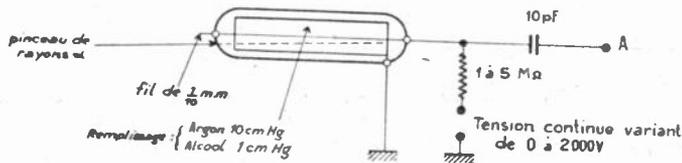


FIG. 2. — AUGMENTATION DE LA HAUTEUR DES IMPULSIONS LORSQUE L'ON FAIT CROÎTRE LA TENSION APPLIQUÉE A UN COMPTEUR À IONISATION

*Dans les régions du compteur à ionisation et du compteur proportionnel on peut distinguer la nature des particules d'après la hauteur des impulsions qu'elles produisent.*

*Dans la région du compteur de Geiger-Müller l'amplitude de l'impulsion ne dépend plus de la nature de la particule*

Nous avons fait aussi de tout petits compteurs à ionisation, (fig. 3), ayant seulement dix millimètres de diamètre pour le comptage des neutrons lents (dans le but de faire des mesures physiques ou chimiques précises), et qui sont remplis eux aussi de  $\text{BF}_3$ .

Pour la détermination précise de l'énergie de rayons alpha nous avons été amenés à réaliser des compteurs d'ionisation remplis d'air, tandis que pour la détection rapide de particules alpha en présence d'un flux considérable de rayons beta et gamma, nous avons fait des compteurs proportionnels ayant des parois étanches de quelques microns d'épaisseur et remplis d'un mélange d'hélium et de vapeur d'un corps organique.

Pour la détection des minerais radioactifs, par leur rayonnement gamma, nous avons été conduits à réaliser plusieurs milliers de compteurs légers, robustes, supportant de très fortes variations de

D'autre part, il est connu que ces compteurs conviennent bien pour la mesure du rayonnement cosmique.

Pour compter les rayons beta d'énergie moyenne, nous avons développé un type à paroi mince (15 centièmes de millimètre) en magnésium traité, très voisin du type mis au point dès avant la guerre au laboratoire de M. Joliot au Collège de France (figure 5).

Pour citer un dernier exemple, nous avons été amenés à réaliser un modèle de compteur en forme de cloche (figure 6), terminé par une paroi plane en mica de quelques microns d'épaisseur, afin de pouvoir mesurer les rayons beta très mous, incapables de traverser plus de 5 ou 6 centièmes de millimètre de mica, et qui sont émis par certains corps tels que le Carbone 14 ou le soufre 35, corps d'un très grand intérêt pour les chimistes et les biologistes.

Enfin, dans le service de Physique Nucléaire du C. E. A., ou pour ce service, des compteurs de

Geiger de types particuliers ont été construits, de spécifications précises et souvent difficiles à satisfaire.

Il y a quelques années, un grand empirisme régnait dans la fabrication des compteurs. Actuellement, on sait mieux ce qu'il faut faire. L'utilisation

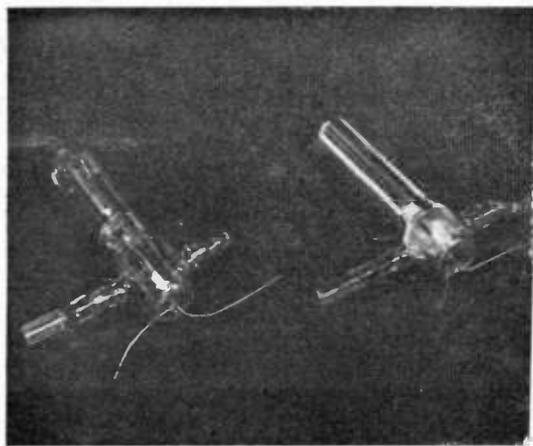


FIG. 3. — COMPTEURS A IONISATION POUR NEUTRONS LENTS

*Ces compteurs (diamètre 10 millimètres) sont remplis de fluorure de bore sous une pression de 1 kilog par cm<sup>2</sup>. Ils donnent une impulsion chaque fois que sous l'action d'un neutron lent un atome de bore se transforme en donnant un atome de lithium et une particule alpha.*

de gaz spectroscopiquement purs, de scellements verre-métal, la pratique systématique des dégazages poussés, permettent de faire des séries de milliers de compteurs reproductibles et stables.

Dans ce domaine de la technologie des compteurs, citons par exemple le problème soulevé par le scel-

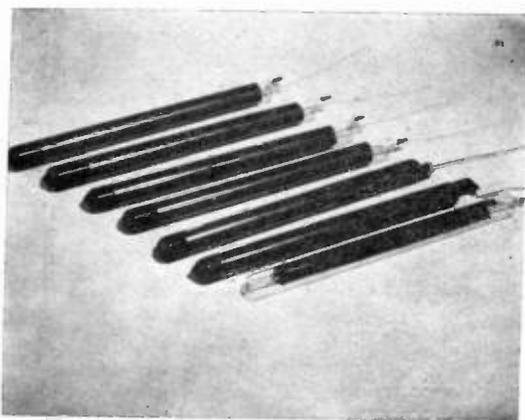


FIG. 4. — COMPTEURS POUR APPAREILS DE PROSPECTION.

*En verre mince, légers, robustes et économiques, ces compteurs de Geiger-Müller détectent les rayons gamma émis par les minéraux radioactifs.*

lement étanche de minces parois, ayant une épaisseur de l'ordre du centième de millimètre, et qui sont nécessaires pour construire des compteurs à rayons très peu pénétrants. Il y a encore trois ans, la plupart des laboratoires de notre continent utilisaient, pour sceller ces fragiles feuilles d'aluminium ou de mica, des cires à base de gomme laque, ou

même des mastics genre Picéine. Ces produits malheureusement absorbaient la vapeur organique mise à l'intérieur du compteur, et ne permettaient pas un dégazage de celui-ci au-dessus de la température ambiante. Puis on utilisa des résines synthétiques, dans le genre de l'*araldite*, beaucoup plus solides

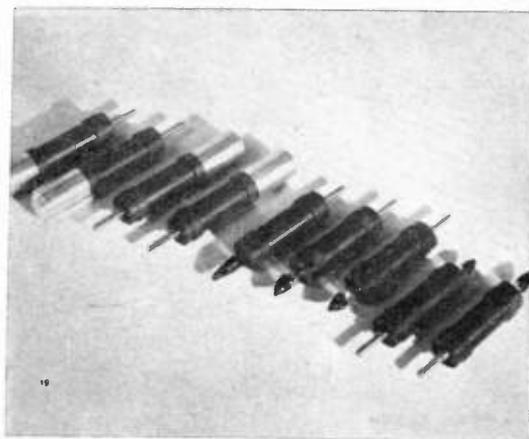


FIG. 5. — COMPTEURS POUR RAYON BETA

*Ces compteurs ont une paroi en métal léger dont l'épaisseur est de l'ordre du dixième de millimètre.*

mécaniquement et beaucoup moins absorbantes que les produits ci-dessus. Cependant elles ne permettent pas le dégazage à des températures supérieures à 180°, en outre leur fort coefficient de dilatation est parfois gênant. Récemment un nouveau pas a été fait : on commence à utiliser la soudure

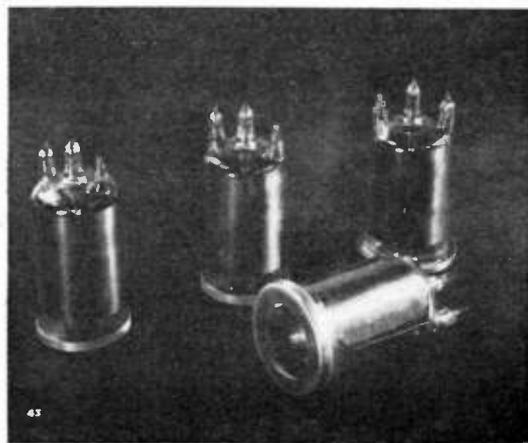


FIG. 6. — COMPTEURS « CLOCHE ».

*Terminés par une paroi mince de l'ordre du centième de millimètre d'épaisseur, ces compteurs sont destinés à détecter les rayons bêta très mous émis par certains éléments tels que le Carbone 14 ou le Soufre 35. Ils détectent également les rayons alpha.*

directe du verre ou d'un alliage spécial au mica, par interposition d'un verre fusible. Ce nouveau mode de scellement permet les dégazages à 350°, est tout à fait inerte, et très solide mécaniquement.

Il faut dire que c'est surtout grâce à l'appareillage électronique associé aux compteurs que l'on est parvenu à avancer dans la connaissance des

phénomènes dont ceux-ci sont le siège. Ainsi les progrès dans la technique de la transmission et de l'observation des impulsions ont apporté des

mesures dues à l'obligation où nous sommes de faire presque toujours des statistiques dans l'étude de ces phénomènes.

Avant d'en terminer avec les compteurs de Geiger-Müller, disons un mot de leur rendement dans la détection des particules : ils permettent de compter à peu près 100 % des particules des deux derniers groupes définis au début de cet exposé. Par contre il n'en est pas de même pour les particules du premier groupe (neutrons, photons) et, dans leur cas, un rendement de quelques pour cent, voire de quelques pour mille est déjà considéré comme bon.

En effet, les photons ont très peu de chances de projeter les électrons lors de leur traversée du gaz ou de la paroi des compteurs (de là vient leur très grand pouvoir pénétrant). Quant aux neutrons, leurs chances sont encore plus faibles de projeter les protons ou les noyaux d'hélium, indispensables pour qu'ils soient comptés. Lorsqu'ils sont lents, cela même leur devient impossible, et l'on est obligé de faire appel, pour les détecter, à une réaction de transmutation comme celle qui se produit aux dépens du bore et dont nous avons signalé plus haut l'utilisation.

Un dernier mot encore sur les compteurs de Gei-

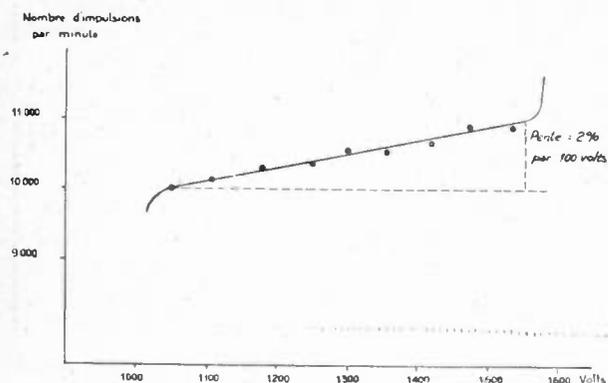


FIG. 7. — PALIER DE COMPTEUR GEIGER-MULLER.

Le « palier » ou « plateau » des compteurs est une de leurs principales caractéristiques.

Un bon compteur a un palier long et aussi horizontal que possible.

renseignements précieux sur le mécanisme de la décharge. D'autre part les échelles, les intégrateurs enregistreurs permettent d'abréger les si longues

Liste des types de compteurs Geiger Muller et proportionnels, produits ou susceptibles d'être produits en série au C. E. A. (1949)

Types	Dimensions	Gaz	Particules détectées	Particularités	Palier Pente (1)
A. V. P. (110 HP 9)	22 × 2 cm	Argon-méthylal	γ (prospection)	cathode externe	300 v à 500 v 2 %
Gammaphone (110 JP 7)	7 × 0,8	—	γ (prospection)	—	300 v à 500 v 2 %
Cosmique (110 GP 9)	50 × 2	—	γ, cosmiques	—	300 v à 500 v 2 %
Magnésium à radiateur (40 PI 10)	8 × 2	Argon-Alcool	β, X, γ avec radiateur amovible	Paroi 40 mg/cm <sup>2</sup>	300 v. 2 %
Magnésium (20 PI 10)	6 × 2	—	β au dessus de 150 KV	Paroi 9/100 mm (18 mg/cm <sup>2</sup> )	300 v. 2 %
Dural γ (150 NI 10 et 400 NI 10)	12 × 2	—	γ et X	200 et 400 mg/cm <sup>2</sup>	300 v. 2 %
Proportionnel (2 AK 15)	cloche surface : 12 cm <sup>2</sup>	Hélium-Alcool	α, β mous, etc.	Parois mica 2 mg/cm <sup>2</sup>	Domaine : 300 v.
Cloche β mous (3 AK 18)	—	—	β mous, (E > 60 KV)	Paroi mica : 3 à 5 mg/cm <sup>2</sup>	500 v. 2 %
Microcloche β (3 CI 8)	cloche surface 1 cm <sup>2</sup> volume 2cm <sup>3</sup>	Argon-Alcool	—	très faible mouvement propre	300 v. 2 %
Microcloche α (2 CI 8)	—	—	α et β mous	—	300 v. 2 %

(1) Voir figure 7.

Liste des types de compteurs et chambres à ionisation produits ou susceptibles d'être produits en série au C. E. A. (1949)

Type	Dimensions	Gaz	particules détectées	Particularités	Palier Pente
Compteur à neutrons lents (WE9)	5 × 0,7	BF <sub>3</sub> 1 kg.	neutrons lents	compteur à ionisation	500 v. < 2 %
Chambre à neutrons lents (XS5)	50 × 19	BF <sub>3</sub> 1 kg.	—	Chambre à ionisation	500 v. < 2 %
Chambre neutrons rapides	50 × 19	H <sub>2</sub> 20 kg	neutrons rapides	—	500 v. < 2 %
Chambre $\gamma$ (XA 5)	50 × 19	A 20 kg.	$\gamma$	—	500 v. < 2 %
Chambre « Baby »	40 × 15	air	$\gamma$ , X et n	chambre à ionisation autonome, étanche pour la protection du personnel	amplificateur et appareil de mesure incorporés à la chambre.
Chambre avertisseuse	40 × 25	air	$\alpha$ , $\beta$ , $\gamma$	Détection de la radioactivité de l'air	
Chambre alpha	6 × 3	air	$\alpha$		
Chambre à intégration	20 × 10 × 10	air	$\gamma$	Indique la dose de $\gamma$ qui a passé pendant un temps donné.	

ger. Pendant un certain temps, après le passage d'une particule, le compteur est incapable d'en détecter une nouvelle. Ce « temps mort », qui est de l'ordre de  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$  seconde, est dû au fait suivant : après l'avalanche qui a marqué le passage d'une particule, une paire d'ions s'est formée autour de l'anode. Elle s'en éloigne lentement, et ce n'est qu'au bout d'un certain temps seulement que le champ peut reprendre la valeur nécessaire, au voisinage du fil, pour qu'une nouvelle avalanche s'y produise.

Différents dispositifs électroniques permettent de réduire au 1/10 de sa valeur environ ce temps mort qui est souvent bien gênant lorsqu'on a affaire à de forts taux de comptage.

#### La détection des particules par émission de lumière.

Cette méthode, qui n'est autre que la vieille méthode des « scintillations » utilisée jadis par les pionniers de la radioactivité, consiste à observer les petits éclairs de lumière produits par le passage des particules atomiques à travers les substances fluorescentes, telles que le sulfure de zinc, l'iodure de sodium, ou des cristaux organiques comme le naphthalène et l'anthracène.

Autrefois, on observait et on comptait ces scintillations à l'œil, dans une pièce bien noire. Aujourd'hui on utilise un photomultiplicateur pour la même besogne, ce qui est plus sûr, plus rapide et plus efficace. Autrefois et jusqu'à il y a quelques années, on ne savait compter ainsi que les particules alpha et les protons. Aujourd'hui on sait compter, grâce au photomultiplicateur, toutes les particules citées plus haut, et, pour le cas des gamma et des neutrons rapides, on le fait avec des rendements

atteignant plusieurs dizaines pour cent, donc très supérieurs à ceux des appareils à ionisation.

Outre l'avantage, déjà considérable, du rendement, ces détecteurs à scintillation ont l'avantage de la rapidité : leur « temps mort » extrêmement faible leur permet de compter des particules se succédant à des cadences atteignant plusieurs millions à la seconde.

Enfin, leur réponse étant quasi instantanée, de l'ordre de  $10^{-8}$  seconde, ils permettent de déterminer avec une bien meilleure précision qu'on ne pouvait le faire avec des compteurs à ionisation, l'instant d'un événement atomique, ou la coïncidence de plusieurs de ces événements, ce qui ouvre de nouveaux champs de travail au physicien nucléaire.

Au C. E. A., nous commençons à développer de tels appareils. L'obtention de substances fortement luminescentes, et la collection de la lumière produite, soulèvent des problèmes assez délicats. La réalisation des systèmes électroniques à grand gain et ayant une courbe de réponse en fréquence permettant une bonne proportionnalité et un temps de résolution suffisamment court, nécessaires pour compter les impulsions de ces nouveaux détecteurs, vous sera décrite dans un article suivant par M. Valladas.

\*\*

Nous ne parlerons pas d'autres modes de détection des particules, tels que ceux basés sur l'apparition de charges dans certains cristaux lorsqu'ils reçoivent ces particules, car ils sont encore peu utilisés à l'heure actuelle.

Je cède maintenant la place à M. Chaminade, qui va vous décrire l'utilisation de quelques appareils électroniques dans la prospection des minerais.

# LES APPAREILS DE PROSPECTION DES MINERAIS RADIOACTIFS<sup>(1)</sup>

PAR

Robert CHAMINADE  
Ingénieur au C. E. A.

## I. Utilisation des détecteurs en prospection.

Pour réaliser et alimenter les réacteurs nucléaires il faut de l'uranium, radioélément métallique dont la famille radioactive comprend dans son émission des rayonnements  $\gamma$  pénétrants d'énergie supérieure à 1 MeV. Nos appareils sont donc des détecteurs  $\gamma$  étudiés spécialement pour la prospection de l'Uranium.

La probabilité de trouver un gisement en se déplaçant avec eux serait infime si l'on n'utilisait conjointement les méthodes générales de prospection des gîtes métallifères. Ces méthodes fondamen-

1° Echantillons uranifères sans caractères minéralogiques apparents.

2° Terrains stériles d'épaisseur inférieure à 1 m recouvrant un gisement.

3° Recherche des zones non stériles pour l'extraction du minerai.

4° Tri du minerai extrait suivant sa teneur en Uranium. Dans tous ces cas une indication qualitative suffit.

5° Dosage, sur le terrain, des échantillons prélevés dans un filon pour déterminer ses centres actifs et le sens de son enrichissement.

6° Etude des affleurements filoniens par le tracé des équiradiantes de la région. La figure 1 montre qu'elles permettent de retrouver la continuation d'un filon interrompu.

7° Sondage de l'activité gamma dans les forages destinés à préciser la structure filonienne en profondeur. Ces 3 dernières applications exigent une précision de mesure qui va être définie dans le paragraphe suivant.

## II. Limites de détection, établies par les conditions physiques.

### A) a) MOUVEMENT PROPRE AU TERRAIN

Le rayonnement gamma recherché n'est pas seul présent ; en tout lieu existe une activité spontanée appelée le « mouvement propre au lieu » et provenant :

1° Du rayonnement cosmique variable avec l'altitude.

2° Du rayonnement des substances radioactives (potassium, traces d'uranium et de thorium) normalement disséminées dans la nature, et que l'on trouve en plus grande proportion dans les roches éruptives (qui ont ainsi en moyenne une activité gamma double de celles des roches sédimentaires).

On peut constater ceci sur le tableau I qui donne les valeurs du mouvement propre à divers lieux, mesurées avec un appareil comportant 9 compteurs de Geiger-Müller, 1 impulsion/seconde de cet appareil étant équivalente à 13 micro Roentgen par 24 heures. Le gisement recherché se traduira par une « anomalie » dans le mouvement propre à la région.

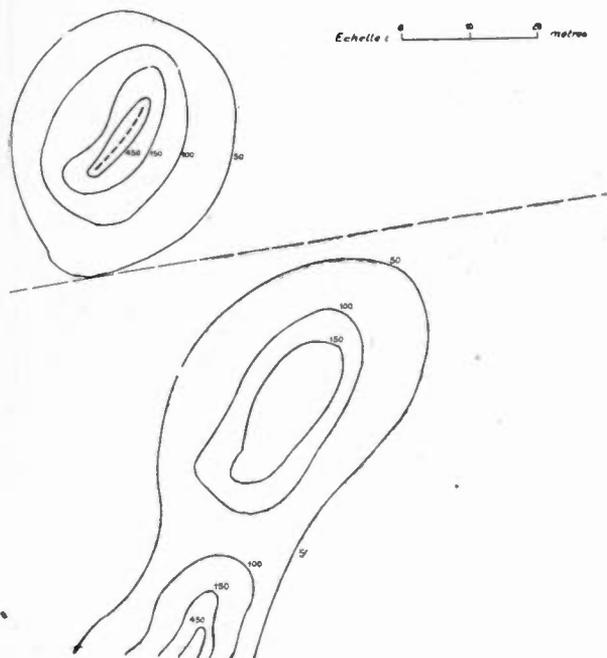


FIG. 1. — RECHERCHE D'AFFLEUREMENTS DE MINERAIS PAR LE TRACÉ DE LIGNES ÉQUIRADIANTES

Les lignes tracées sont les « équiradiantes » obtenues en notant les indications d'un « gammamètre », appareil comportant 9 compteurs de Geiger Muller.

En haut à gauche on aperçoit un filon anciennement connu et que l'on retrouve en bas de la figure, décalé par un glissement de terrain.

tales sont complétées par les indications des détecteurs  $\gamma$  particulièrement dans les cas suivants :

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 19 novembre 1949.

## VALEURS DU MOUVEMENT PROPRE

(TABLEAU I)

Nombres obtenus avec un gammamètre  
à 9 compteurs Geiger-Muller  
(surface totale sensible : 900 cm<sup>2</sup>)

terrain	Indication de l'appareil
1° 1 m sous la surface d'un lac à basse altitude	4 impulsions par s.
2° En surface d'un terrain calcaire	9 —
3° Sur une route pavée en granit	17 —
4° Sur un terrain en granulite tel qu'une lande à genêts du plateau central	35 —

Les hétérogénéités de surface (mottes de terre, touffes d'herbes) apportent des fluctuations de l'ordre de 20 % sur ces nombres.

Ce « mouvement propre » est formé par les impulsions dues au rayonnement gamma émis par les traces infimes de thorium et d'uranium présentes en plus ou moins grande quantité dans tous les terrains, et par le potassium, abondant, mais très faiblement radioactif.

b) *Variations du mouvement propre — limite décelable de l'intensité  $\gamma$  produite au point de mesure par les radioéléments recherchés.* Les irrégularités de structure des couches superficielles amènent des différences de 10 % entre les mouvements propres en des points voisins de quelques mètres. Pour conclure à une anomalie il faut donc que cette anomalie soit supérieure à 10 % du mouvement propre et qu'elle s'étende sur quelques mètres carrés.

ABSORPTION DU RAYONNEMENT  
EMIS PAR LES MINÉRAIS D'URANIUM  
(TABLEAU II)

1° Rayons utilisés : gamma d'énergie moyenne 1 MeV.

Ils ont absorbés suivant une loi exponentielle :

$$I = I_0 e^{-\mu x}$$

avec  $\mu = 1/17$ , soit une diminution de 50 % de l'intensité mesurée pour  $x = 12$  grammes par centimètre carré d'épaisseur de matière traversée.

Une telle masse est représentée par :

- 4 centimètres d'Aluminium
- 1,8 » de Fer
- 12 » d'eau
- 100 mètres d'air
- 10 centimètres de terreau, herbes, etc...
- 6 » de sable ou argile.
- 5 » de granit.

2° La variation est très rapide : si on multiplie par 7 ces épaisseurs, l'intensité diminue mille fois.

3° Pour avoir une précision de 10 % il faut compter 100 impulsions.

## B) ABSORPTION DU RAYONNEMENT GAMMA

Le rayonnement gamma subit une absorption dont la loi est donnée sur le tableau II ; sur celui-ci on peut voir également l'absorption due à la traversée de différentes épaisseurs d'absorbant de natures diverses. On y remarque en particulier qu'une couche de terrain organique de 2 m. d'épaisseur suffit à réduire l'intensité à 1/1.000.000 de sa valeur initiale. Ainsi les gisements les plus riches qui seraient recouverts d'une telle couche ne peuvent transmettre en surface qu'une intensité gamma bien inférieure à 10 % du mouvement propre du terrain c'est-à-dire qu'ils ne pourront être décelés en surface par aucun détecteur de rayonnement  $\gamma$ .

## C) FLUCTUATIONS SUR LES MESURES

Pour pouvoir détecter une concentration de radioéléments il ne suffit pas que l'anomalie qu'elle provoque soit supérieure à la valeur critique de 10 %, il faut encore que cette mesure elle-même ait une précision de 10 % au moins ; comme l'intensité du rayonnement varie statistiquement dans le temps, la mesure doit porter sur la détection de 100 événements pour être exacte à 10 % près ; par contre pour l'être à 20 % il suffit de détecter 25 événements par mesure.

L'intensité du mouvement propre d'une région sédimentaire correspond à la détection d'un événement par seconde par un compteur de G. M. d'une surface de 100 cm<sup>2</sup>. Si l'on veut détecter 25 événements, il faut admettre une durée de mesure de 25 secondes ou se résigner à augmenter le nombre ou la grandeur des compteurs c'est-à-dire le poids et l'encombrement de l'appareil.

## CONDITIONS D'UTILISATION

Ces conditions ressemblent à celles du matériel militaire colonial :

a) Les appareils ne sont pas manipulés par des spécialistes, leur réglage doit donc être simple.

b) Le transport et la manipulation imposent de dures conditions :

1° — Les appareils doivent être expédiés par air (dépression) ou par bateau : transportés fréquemment par routes très mauvaises (vibrations, chocs).

2° Ils doivent fonctionner loin des centres civilisés c'est-à-dire avoir une grande autonomie.

3° Travailler en climats humides et chauds (étanchéité, climatisation), enfin les prospecteurs travaillent souvent dans des terrains d'accès difficile : les appareils doivent donc être légers et maniables.

## III) Caractéristiques des différents appareils.

1° Appareils pour la prospection avancée et l'exploitation minière.

a) GAMMAPHONE SONDE. (brevets français n<sup>os</sup> 549.621, 549.622, 549.623).

Cet appareil que l'on peut voir sur la figure 2 ne comporte aucun amplificateur. Il peut fonctionner pendant les 2 heures qui suivent sa charge par un alternateur mû à la main pendant 5 secondes. Un casque branché en S (fig. 2a) permet ensuite la

Pour réaliser cette performance, le circuit de ce condensateur doit présenter une résistance d'isolement supérieure à  $10^{12}$  ohms.

Le condensateur est préalablement chargé à 850 v par la valve V dont le filament est chauffé par le transformateur t qui est, lui-même, pendant la charge, alimenté en basse tension par la manœuvre de la génératrice M préalablement branchée en m.

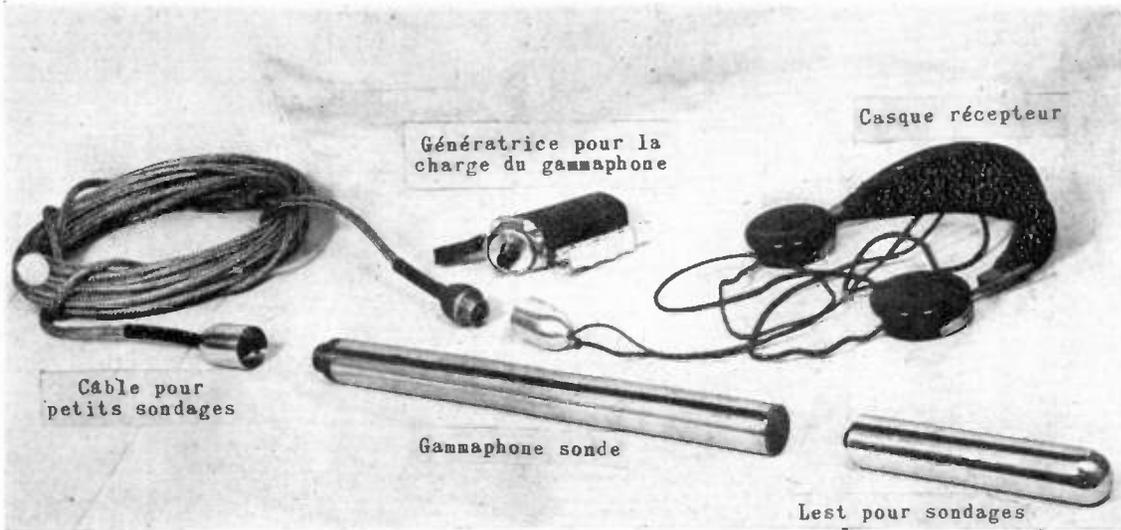


FIG. 2. — GAMMAPHONE SONDE ET ACCESSOIRES.

*Appareil léger, équipé d'un compteur Geiger-Muller, entièrement autonome (sans pile ni accu) permettant de détecter au casque l'activité à la surface du sol ou dans des trous de sondage.*

numération mentale des impulsions détectées sur les  $15 \text{ cm}^2$  de la surface sensible du compteur G. M.

Leur nombre probable en 1 minute sur un terrain sédimentaire étant 10, les nombres réellement comptés fluctueront fréquemment entre 6 et 16.

La figure 2 a représente le schéma électrique de cet appareil. Le condensateur au styroflex C dont la valeur est de  $30.000 \mu \mu\text{F}$  assure pendant

La tension secondaire est stabilisée par résonance de t avec Cr. La tension redressée par V est ainsi stabilisée à  $850 \text{ volts} \pm 20 \text{ volts}$ . Ce processus demande quelques secondes, on remplace alors en S la génératrice par le casque et l'appareil est en état de marche pour 2 heures.

Les impulsions détectées par le compteur G. M. sont transmises au transformateur T qui assure deux fonctions :

1<sup>o</sup> Abaisser l'impédance du circuit de façon à pouvoir transmettre l'impulsion au casque à travers une ligne longue et d'isolement quelconque.

2<sup>o</sup> Adapter la durée de l'impulsion pour avoir le maximum de rendement acoustique.

Pour permettre les petits sondages l'appareil est réalisé dans un tube étanche de diamètre 3 cm et d'une longueur de 30 cm. Pour résister aux chutes accidentelles, le montage est réalisé sur un châssis élastique en polythène moulé, thermiquement et électriquement isolant. L'isolement est amélioré par desséchement sous vide de l'ensemble. Les pertes par effluves étant diminuées par un remplissage d'azote

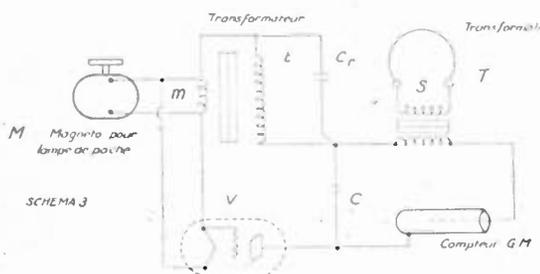


FIG. 2 a. — SCHÉMA DU GAMMAPHONE SONDE.

2 heures la tension nécessaire au fonctionnement du compteur G. M.

sous une pression de 5 kg/cm<sup>2</sup>. Le poids de l'appareil est inférieur à 500 grs. Son maniement n'exige aucun réglage.

#### GAMMAMÈTRE POUR PROSPECTION AVANCÉE.

Cet appareil que l'on peut voir sur la figure 2 b permet d'effectuer des mesures à 20 %, la lecture se faisant sur un appareil de mesure, en attendant dix secondes pour la mise en équilibre avec l'intensité à mesurer. Un casque permet la détection immédiate des variations rapides d'activité ; c'est donc un appareil similaire à ceux que l'on trouve sur le marché américain, mais complètement étanche. Alimenté par piles assurant une autonomie de 500 heures son poids est d'environ 4 kg. Le détecteur Geiger est contenu dans un bloc étanche électriquement identique au gammaphone sonde mais équipé d'un compteur gamma de 90 cm<sup>2</sup> c'est-à-dire fournissant 1 impulsion par seconde dans la région



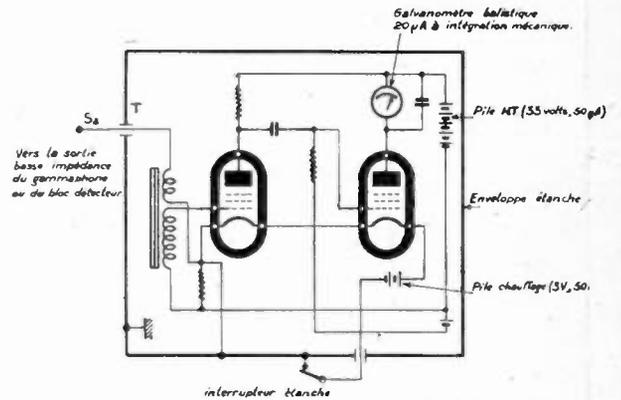
FIG. 2 b. — GAMMAMÈTRE POUR PROSPECTION AVANCÉE AVEC SON BLOC DÉTECTEUR.

Cet appareil, plus encombrant que le gammaphone, permet par contre de lire sur un cadran l'activité du terrain.

parisienne. La sensibilité peut être réduite au 1/6 de sa valeur par substitution d'un gammaphone au bloc détecteur ce qui permet en outre d'effectuer des mesures dans les forages superficiels.

Le schéma de l'amplificateur est représenté sur la figure 2 c. A la réception de chacune des impulsions du compteur, le transformateur T, identique

à celui du gammaphone, déclenche un uni-vibrateur à deux lampes, à couplage cathodique, qui envoie des impulsions standardisées en durée et en amplitude dans un microampèremètre. Celui-ci présen-



Nota : On peut adapter un bloc détecteur spécial, plus sensible que le gammaphone  
Poids : 3 Kgs  
Autonomie : 500 heures } Caractéristiques de l'amplificateur

FIG. 2 c. — SCHÉMA DE L'AMPLIFICATEUR PERMETTANT DE TRANSFORMER LE GAMMAPHONE EN GAMMAMÈTRE POUR PROSPECTION AVANCÉE

tant une constante de temps d'amortissement de dix secondes fonctionne ainsi en intégrateur et sa déviation est proportionnelle à la fréquence des impulsions d'électricité qui l'ont traversé.

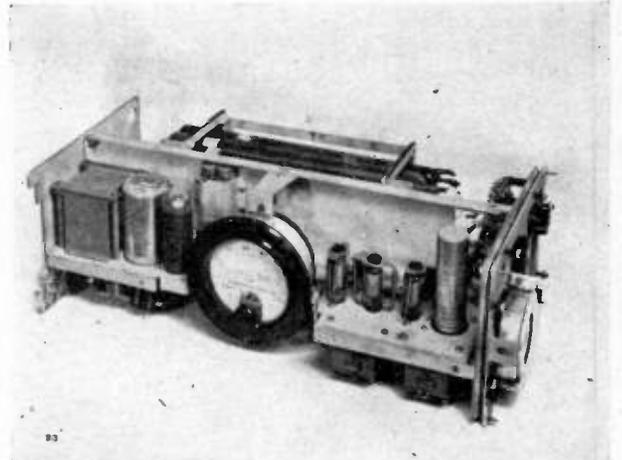


FIG. 3. — CHASSIS DU GAMMAMÈTRE DE PRÉCISION (Modèle A. V. P.)

On aperçoit à l'arrière le bloc des compteurs G.M.  
A gauche en avant les circuits d'alimentation.  
A droite les circuits de standardisation des impulsions.  
A l'extrême droite le panneau de réglage.

Le montage est stabilisé pour assurer des indications indépendantes des tubes et de leur tension de chauffage, dans de très larges limites : la consommation de l'appareil en courant anodique est de 50 μA sous 33 volts. La consommation en courant de chauffage est de 50 mA entre 1,5 volt et 3 volts.

Nous avons aussi réalisé un prototype de laboratoire avec des tubes spéciaux consommant seulement 27 mA sous 1,5 volt.

## 2° PROSPECTION SYSTÉMATIQUE.

L'appareil spécialisé dans ce travail est le gammamètre type AVP que l'on peut voir sur les figures 3 et 3 a. Il est étudié pour permettre des mesures reproductibles dans le temps et d'un appareil à

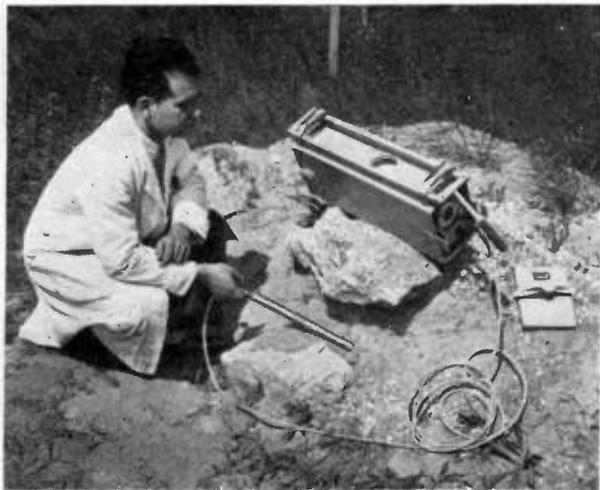
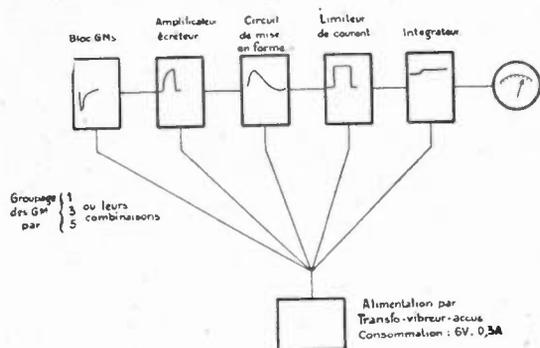


FIG. 3 a. — GAMMAMÈTRE DE PRÉCISION SUR LE TERRAIN.

La photographie le montre associé à un compteur unique au bout d'un prolongateur (normalement on utilise le gammamètre avec 9 compteurs qui sont fixés à l'intérieur).

l'autre. Il est destiné aux mesures nécessaires au tracé des équiradiantes et aux mesures sur le terrain de la teneur des minerais. Le gammamètre AVP comporte 9 compteurs de 100 cm<sup>2</sup> chacun pouvant être branchés par combinaisons en groupes de 1, 3 ou



— Poids total, en boîte étanche, avec accus : 10 Kgs

— Autonomie : 50 heures

FIG. 4. — BLOC DIAGRAMME DU GAMMAMÈTRE DE PRÉCISION

5 compteurs ce qui permet d'adapter la sensibilité aux conditions de la mesure. Dans le cas de l'utilisation avec 9 compteurs nous avons vu que le mouvement propre dans la région parisienne est

de l'ordre de 10 à 12 chocs par seconde. Le nombre d'impulsions détectées pendant les 5 secondes nécessaires à une mesure permet à celle-ci d'être connue à 10 % près, c'est à dire d'observer la plus faible activité  $\gamma$  détectable.

L'appareil permet des mesures absolues de l'activité  $\gamma$ . Lorsque l'appareil indique une impulsion par seconde, cela correspond à une dose de rayons gamma égale à 13 micro Roentgen par 24 heures.

À l'époque où cet appareil a été étudié la durée des piles françaises de haute tension à format réduit était déplorable : aussi nous avons utilisé une batterie d'accumulateurs à électrolyte immobilisé comme source d'énergie. Les tensions nécessaires au fonctionnement du circuit électronique sont produites par un ensemble vibreur, transformateur, redresseur sélénium-fer. Cette solution conduit au poids élevé de 11 kg pour une autonomie de fonctionnement de 50 heures. La figure 4 montre le bloc diagramme et les oscillogrammes des tensions dans

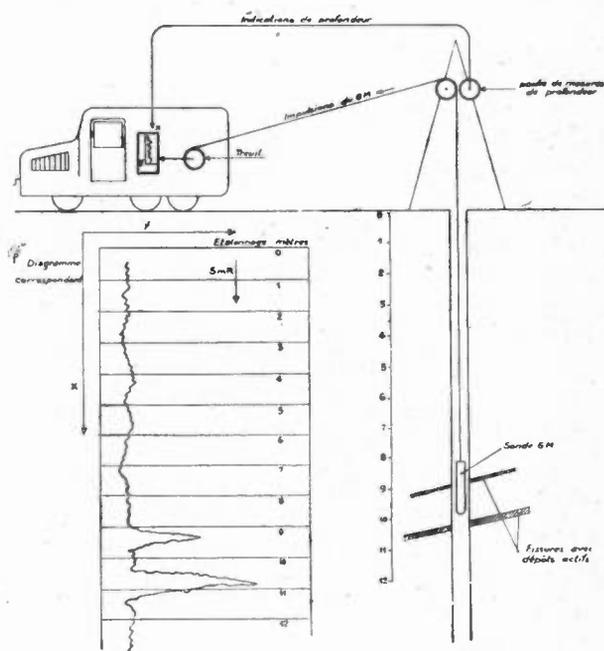


FIG. 5. — SCHÉMA D'UNE INSTALLATION DE SONDAGE.

chaque étage du circuit intégrateur. Le fréquence-mètre utilise un circuit oscillant excité par choc et qui sert de circuit de standardisation de durée de l'impulsion à la place du multivibrateur employé couramment pour cette fonction.

Les impulsions négatives fournies par le compteur arrivent sur le 1<sup>er</sup> étage écréteur avec une amplitude variable entre 1 et 3 volts et une durée variable de 1 à  $3 \cdot 10^{-5}$ . Elles y sont amplifiées et écrêtées : le circuit de liaison avec l'étage suivant réduit leur durée à  $5 \cdot 10^{-6}$  s. Dans le circuit de plaque de cet étage elles excitent un circuit oscillant de période  $10^{-3}$  sec ; après 1/4 de la période de ce circuit, un redresseur assure le retour à l'équilibre de ce circuit de façon apériodique. Le signal est donc ainsi allongé et a une durée constante de  $2,5 \cdot 10^{-4}$  sec, lorsqu'il attaque le dernier étage limitant le courant, chaque impulsion correspond alors à une quantité

constante d'électricité qui s'écoule dans le voltmètre de mesure, après intégration dans la capacité placée à ses bornes.

L'appareil est étalonné en fréquences, ses circuits étant conçus pour être indépendants des caractéristiques des tubes.

#### 4° Installations de sondages à grande profondeur.

On est amené à effectuer des forages pour préciser les niveaux du système filonien en profondeur. Cet intersection est constatée par la prise d'échantillons ou « carottes » ; cette opération constitue le carottage mécanique. Les régions filoniennes altérées par les eaux circulant ou ayant circulé dans les fissures donnent rarement des carottes. Cette condition caractéristique d'un filon n'est pas suffisante et d'autre part empêche d'obtenir des renseignements sur la nature du terrain dans le filon.

L'enregistrement de l'activité  $\gamma$  par un compteur de Geiger introduit dans le forage, opération dénommée « radio carottage », permet de remédier à cet inconvénient et de déterminer :

la profondeur, l'épaisseur, et l'activité  $\gamma$  des zones minéralisées.

Les problèmes techniques à résoudre pour cette opération sont les suivants :

1° — les forages étant en général remplis entièrement par l'eau, la pression au fond d'un forage de 700 m atteint 70 kg par  $\text{cm}^2$

la sonde qui contient le compteur doit par conséquent :

résister à l'écrasement et être absolument étanche sous cette pression.

2° Les forages mesurant 37 mm. de diamètre cette sonde doit mesurer au plus 31 mm pour que sa descente soit assez rapide.

3° Les zones à traverser étant généralement altérées s'éboulent aisément en obstruant le forage et bloquant la sonde.

La sonde doit donc être profilée et, en cas de

blocage le treuil doit fournir sur le câble la reliant à l'appareillage, un effort de 1 tonne.

4° Le câble étant immergé il ne peut transporter avec sécurité une tension supérieure à quelques volts, la sonde devra donc contenir le générateur de haute tension pour le compteur.

5° L'entraînement de la bande de l'enregistreur doit être synchronisé avec le déroulement du câble dans le forage.

#### Appareillage employé.

Comme on peut le voir sur la figure 5, outre le compteur de Geiger contenu dans la sonde, le câble et le treuil, l'appareillage comprend un fréquence-mètre de modèle semblable à celui du gammamètre dont le schéma est représenté sur la figure 2 c : ses indications actionnent l'équipage mobile d'un milliampéremètre enregistreur dont la bande est entraînée par les impulsions mesurant la longueur de câble déroulée dans le forage.

La figure 5 schématise une opération de sondage : on y a figuré à la même échelle et l'enregistrement obtenu et le forage, ce qui permet de voir la corrélation entre les maxima d'activités et les intersections du forage avec les fissures.

#### Conclusions.

Nous avons vu au cours de cet exposé les conditions sévères que remplissent des appareils utilisant des techniques jusqu'ici réservées aux laboratoires.

Grâce à l'endurance des appareils, la proportion d'incidents survenus sur l'ensemble de ceux-ci, après un service permanent de plusieurs années, n'est pas supérieure à celle observée avec le matériel radioélectrique professionnel.

Les résultats obtenus nous encouragent dans la poursuite de nos études pour perfectionner encore un outil devenu indispensable aux prospecteurs d'uranium.

# L'AMPLIFICATION DES COURANTS ÉLECTRIQUES A TRÈS BASSE FRÉQUENCE

PAR

Gérard LEHMANN

*Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité  
Ingénieur-Conseil à l'Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques*

## I. — Introduction.

Dans un certain nombre d'applications, il est nécessaire d'amplifier des signaux dont le spectre s'étend très loin dans le domaine des fréquences basses et doit contenir par exemple des composantes de fréquences inférieures à 1/100 ou 1/1000 de cycle par seconde.

Dans ce cas, on construit en pratique les appareils de manière à ce qu'ils puissent transmettre toutes les fréquences jusqu'à la fréquence zéro (ce qui ne serait nécessaire en toute rigueur que si les expériences s'étendaient depuis le temps « moins l'infini » jusqu'au temps « plus l'infini ») et on leur donne habituellement le nom d'amplificateurs à courant continu.

Ces amplificateurs à courant continu sont d'un usage très général dans la technique des mesures physiques et industrielles, ainsi que dans les servomécanismes. Par ailleurs, ils peuvent être réalisés à partir de plusieurs principes différents, dont l'application conduit à des réalisations très diverses par leurs avantages et inconvénients. La présente note a été rédigée à la demande de Mr. Marcel SCHWOB, Directeur scientifique à l'Onera, en vue de faciliter aux ingénieurs de recherches les choix qu'ils ont à faire en présence de chaque problème d'application.

J'ai pensé que ces informations pourraient être aussi utiles aux lecteurs de l'Onde Electrique, et j'adresse mes remerciements à Monsieur le Directeur Général de l'Onera qui en a autorisé la publication.

J'adresse également mes remerciements à mes collègues de l'Onera qui m'ont largement aidé à rassembler ces informations, et plus particulièrement à MM. Grandadam, Podliasky et Roulleau, ainsi qu'aux ingénieurs de leurs services.

## II. — Bruits, fluctuations, dérivés.

En l'absence de tout signal variable appliqué à l'entrée d'un amplificateur, on constate toujours que le signal de sortie présente néanmoins des variations, rangées, suivant leur rapidité, sous les noms de bruits, fluctuations et dérivés.

L'existence de ces irrégularités de la grandeur de sortie, dont les causes sont d'ailleurs multiples, constitue finalement la limite de la sensibilité de l'amplificateur et celle de la précision des mesures

effectuées avec son aide. L'étude quantitative de ces irrégularités se fait à l'aide de la théorie des fonctions aléatoires et on les évalue à l'aide de diverses moyennes, dont la plus importante est la valeur quadratique moyenne, liée à la notion de puissance. Ces questions sont maintenant classiques, quoique leur connaissance précise ne soit pas très répandue parmi les ingénieurs.

Les fluctuations sont toujours mesurées dans le circuit de sortie de l'amplificateur ; mais il est avantageux de les exprimer en fonction de la grandeur d'entrée, en vertu de la convention suivante :

on suppose l'amplificateur parfait et sans bruit et on calcule quelle devrait être la fluctuation de la grandeur d'entrée engendrant une fluctuation de sortie précisément identique à celle réellement observée. Ce calcul se fait aisément en divisant la fluctuation observée à la sortie par le coefficient d'amplification, convenablement exprimé.

On obtient ainsi la valeur fictive de la fluctuation de la grandeur d'entrée, correspondant aux fluctuations réelles de la sortie. Cette fluctuation équivalente d'entrée constitue évidemment la limite inférieure des grandeurs d'entrée réellement décelables grâce à l'amplificateur et par ailleurs une erreur absolue inévitable dans toute mesure de la grandeur d'entrée faite à l'aide de l'amplificateur.

Par ailleurs, on sait que toute source de signal faible est elle-même, indépendamment de tout amplificateur, le siège de fluctuations inévitables d'origine thermodynamique.

Dans le cas simple d'une source connectée à un circuit récepteur d'énergie adapté, on sait que la puissance apportée au récepteur par les fluctuations spontanées de la source est fournie par l'expression :

$$W_0 = k T F \quad (1)$$

expression dans laquelle :

$k$  est la constante de Boltzmann :  $1,37 \times 10^{-23}$  joule par degré.

$T$  la température absolue de la source en degrés Kelvin.

$F$  la largeur de bande du système d'observation en cycles/sec.

Dans ce cas  $W$  est exprimé en watt.

Donc  $W_0$  vaut  $4,1 \times 10^{-21}$  watt par cycle de largeur de bande, si la température de la source est de  $300^\circ k$ .

Il est d'usage d'exprimer la valeur des bruits engendrés par l'amplificateur lui-même à l'aide du facteur de bruit  $N$  ; pour évaluer celui-ci on mesure le bruit réel total existant à la sortie de l'amplificateur. Divisant par le coefficient d'amplification convenablement exprimé, on en déduit le bruit fictif total existant à l'entrée de l'amplificateur supposé parfait, soit  $W_B$  ; on connaît par ailleurs le bruit théorique de la source, supposée à la température ambiante,  $W_0$  fourni par (1).

Le facteur de bruit est par définition :

$$N = \frac{W_B}{W_0} \quad (2)$$

sa valeur est extrêmement variable d'un type d'amplificateur à un autre, entre 1,1 et  $10^{10}$ .

### III. — Caractéristiques fondamentales des amplificateurs.

Elles sont les suivantes, dépendant de la nature des problèmes étudiés :

#### a) Niveau normal du signal d'entrée.

Il peut être faible (voisin du bruit thermodynamique théorique) ou fort : de l'ordre de  $10^{-10}$  watt ou plus, par exemple.

#### b) Impédance interne de la source d'entrée.

Elle peut être faible (1 ohm dans le cas de certains thermocouples) ou forte ( $10^{15}$  ohms dans le cas d'une chambre d'ionisation ou d'une cellule photoélectrique).

#### c) Largeur de bande désirée.

Elle peut être faible (0,1 à 1 cycle/seconde, dans le cas de phénomènes lents) ou élevée (10 c/s, dans le cas de phénomènes rapides).

De la grande diversité des caractéristiques désirées résulte la variété des types d'amplificateurs entre lesquels il faut choisir pour obtenir la solution d'un problème déterminé.

Nous passerons maintenant en revue les propriétés essentielles de divers types d'amplificateurs à courant continu.

### IV. — Amplificateurs à lampes à courant continu.

L'impédance d'entrée d'un amplificateur à lampe à basse fréquence est pratiquement infinie (mise à part la capacité d'entrée naturellement) et il en résulte que la grandeur d'entrée normale est la différence de potentiel entre les bornes d'entrée. Ramené à ces bornes, l'effet des fluctuations et dérivé de zéro est équivalent à une différence de potentiel irrégulière de l'ordre de grandeur d'un millivolt et parfois davantage. La valeur élevée de ce chiffre est imputable au fait que le spectre des irrégularités de tension des sources d'alimentation, des variations de température et d'état des lampes coïncide avec

le spectre des grandeurs à amplifier ; de ce fait les effets parasites de ces variations ne peuvent pas être séparés par filtrage d'avec les signaux utiles, d'où la valeur élevée de l'indétermination du potentiel d'entrée de l'amplificateur.

Cet effet ne limite pas la sensibilité des mesures, chaque fois que les fluctuations propres de la source d'entrée surpassent les fluctuations internes de l'amplificateur. Ceci se produit dans le cas de source à très haute impédance interne. La force électromotrice de fluctuation thermique d'une source a pour valeur :

$$\overline{V^2} = 4 R k T F$$

si  $\overline{V}$  dépasse 1 millivolt, la sensibilité est limitée par la source et non par l'amplificateur :

or  $4 k T$  vaut  $16,4 \times 10^{-21}$  watt par cycle.

La condition précédente est remplie si :

$$RF > \frac{\overline{V^2}}{4 k T} \text{ avec } V = 10^{-3} \text{ volts.}$$

c'est-à-dire :  $RF > 6 \times 10^{13}$

soit, pour une largeur de bande :

$$F = 1 \text{ c/s, } R > 10^{14} \text{ ohms.}$$

$$F = 100 \text{ c/s, } R > 10^{12} \text{ ohms.}$$

Ces impédances sont celles rencontrées dans l'emploi des chambres d'ionisation, des cellules photoélectriques et d'une façon générale dans la technique de mesure des courants faibles et de l'électrométrie.

L'amplificateur à lampe à courant continu convient parfaitement à ces usages, pour lesquels il s'est substitué aux anciens électromètres.

Des lampes électromètres spéciales sont employées au premier étage d'amplification, les plus modernes et les plus sensibles étant construites aux U. S. A. par la Sté « Victoreen ». Il est alors possible de mesurer des courants atteignant  $10^{-17}$  ampères, soit un petit nombre d'électrons par seconde.

Lorsque l'impédance interne des sources d'entrée est faible (de 1 à 1.000 ohms, par exemple), on ne peut par ce moyen mesurer de tension inférieure à 1 millivolt, ce qui correspond à une puissance disponible très supérieure à la limite théorique.

Par exemple pour une source de résistance interne de 1.000 ohms, la plus petite puissance disponible décelable, vaut :

$$\frac{\overline{V^2}}{R} = \frac{10^{-6}}{10^3} = 10^{-9} \text{ watts.}$$

la limite théorique, pour une bande  $F = 100$  c/s étant  $4 \times 10^{-19}$  W. La perte de sensibilité atteint presque  $10^{10}$ , en puissance.

L'amplification à lampes à courant continu est utilisable, dans ce cas, en présence de signaux relativement intenses (transportant  $10^{-9}$  watts).

Une documentation récente sur les amplificateurs à courant continu sera trouvée dans l'ouvrage :

« Vacuum Tubes Amplifiers »

Par Valley et Walman, Mac Graw Hill, N. Y.

### V. — Amplificateurs à lampes à onde porteuse.

On appelle amplificateurs à courants alternatifs ceux qui n'amplifient pas les courants de fréquence inférieure à 10 c/s environ. Comme nous le verrons plus loin, ces amplificateurs présentent des avantages tels qu'ils sont fréquemment utilisés, chaque fois que de faibles différences de potentiels doivent être amplifiées. Il est alors nécessaire, avant amplification, de transformer le courant continu à mesurer, en courant alternatif. Cette opération s'effectue à l'aide d'un « modulateur », dont nous étudierons plus loin quelques exemples.

Les modulateurs les plus utilisés en électronique industrielle font correspondre à un courant lentement variable  $i_1 = f(t)$ , un courant modulé d'expression  $i_2 = f(t) \cos \omega t$ .

$\omega$  est appelée la fréquence angulaire porteuse du courant modulé.

Pour connaître le spectre du courant modulé, il suffit de remarquer qu'à une composante du courant initial :

$$i_1 = \cos \Omega t$$

correspond après modulation deux composantes qui se calculent facilement ; en effet, on a :

$$i_2 = \cos \Omega t \times \cos \omega t$$

d'où :

$$i_2 = \frac{1}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \frac{1}{2} \cos (\omega - \Omega) t$$

Le spectre du courant modulé se compose alors de deux ondes harmoniques, de fréquences symétriques par rapport à la fréquence porteuse  $\omega$  et égales à  $\omega + \Omega$  et  $\omega - \Omega$  ; ce sont les deux bandes latérales bien connues.

De ces relations bien simples et de considérations plus délicates sur le filtrage des ondes avant et après modulation, on tire deux conclusions classiques :

1°) la largeur de bande de l'amplificateur à onde porteuse doit être double de celle du spectre des signaux à amplifier.

2°) la valeur minimum théorique de la fréquence porteuse  $\omega$  est égale au double de la plus élevée des fréquences contenues dans le spectre du signal.

En fait, on choisit très rarement une fréquence porteuse inférieure à trois fois la largeur de bande du signal initial à amplifier.

Le spectre des fluctuations d'amplification dues aux variations des sources, à celles de la température et au vieillissement des lampes ne s'étend guère au delà de 10 c/s. Il en résulte que ces fluctuations parasites, au contraire de ce qui se passe dans les amplificateurs à courant continu, ne traversent pas les amplificateurs à courant alternatif, auxquels elles n'apportent aucune perturbation. C'est là l'origine de la grande supériorité de l'amplification par l'intermédiaire d'une onde porteuse.

Examinons la sensibilité limite d'un amplificateur à onde porteuse bien construit.

Dans un appareil tel, les seules sources propres à l'amplificateur, de fluctuation du courant de sortie sont les irrégularités du courant anodique de la lampe d'entrée.

Ces irrégularités ont deux causes principales :

1°) les fluctuations thermodynamiques du courant anodique de la lampe, qui possèdent un spectre parfaitement uniforme à toutes fréquences, jusqu'à 10 Mc/s au moins.

2°) les irrégularités de l'émission de cathode, dues à l'évolution superficielle de la cathode, qui engendrent le bruit nommé « scintillation ». Cet effet est surtout sensible aux fréquences inférieures à 1.000 c/s et il croît vers les fréquences basses.

Peu de données précises existent sur le bruit de scintillation, qui peut parfois engendrer une puissance plusieurs milliers de fois supérieure au bruit thermodynamique normal. Il varie considérablement d'un type de lampe à l'autre. (Pour la théorie de ce bruit, consulter : « Flicker Noise » par Mac Farlane Proc. Physical Soc., Londres, Mai, 1947). (\*)

Si l'on est obligé de construire un amplificateur sensible fonctionnant à des fréquences inférieures à 1.000 (par exemple autour de 50 ou 100 c/s), un soin extrême sera apporté au choix de la lampe d'entrée. Néanmoins, même dans ce cas, la sensibilité sera supérieure à celle d'un amplificateur à courant continu.

Parmi les lampes donnant une scintillation faible, mentionnons le tube 6 F 5.

Si l'on recherche une sensibilité extrême, on choisira de préférence une fréquence porteuse au moins égale à 1.000 c/s. Dans ce cas, la scintillation est en général négligeable et le seul bruit inévitable engendré dans l'amplificateur est celui dû à l'agitation thermodynamique dans la lampe d'entrée.

Celle-ci s'évalue facilement avec précision.

En effet, si l'on maintient absolument constant le potentiel de la grille d'entrée (en la mettant à la masse par un court-circuit, par exemple) on montre que le circuit de sortie est le siège de fluctuations qui sont identiques à celles qui seraient observées dans le cas fictif suivant :

on suppose l'amplificateur dénué de bruit ; on intercale entre masse et grille d'entrée une résistance, appelée « résistance équivalente de bruit de la lampe d'entrée »,  $R_B$ , aux bornes de laquelle apparaît le bruit thermodynamique normal de cette résistance, dont la tension carrée moyenne est, comme on sait :

$$\overline{V^2} = 4 R_B k T F$$

Les lampes possédant la plus faible résistance équivalente de bruit sont les triodes ; pour celles-ci la valeur de  $R_B$  est fournie par la relation approximative :

$$R_B = \frac{3}{g}$$

$g$  étant la pente statique de la lampe dans ses conditions de fonctionnement.

Pour les meilleures triodes amplificatrices, on a :

$$g = 10 \text{ mA/V d'où } R_B = 300 \text{ ohms}$$

En service normal, l'entrée de l'amplificateur étant connectée à une source de résistance interne

(\*) Consulter aussi le mémoire récent de Queiroz Orsini, sur l'effet scintillation. — «Onde Electrique», Décembre 1949 et Février 1950.

$R$  (vue de la grille d'entrée), le bruit correspondant à la sortie est celui qui serait calculé pour une résistance :

$$R + R_B$$

On voit donc, pour une lampe d'entrée possédant une résistance de bruit de 300 ohms, que si l'amplificateur est connecté à une source ayant une résistance interne de 1.000 ohms seulement, la contribution de l'amplificateur au bruit total ne sera que de 1,14 db.

En d'autres termes, pour toute source vue de la grille d'entrée sous une impédance égale ou supérieure à 1.000 ohms et dans le domaine des fréquences de 1.000 c/s à 10 Mc/s, les amplificateurs à onde porteuse permettent d'abaisser les fluctuations à celles de la source seule et d'obtenir ainsi la sensibilité ultime physiquement réalisable.

Outre cette propriété importante, il est bon d'en mentionner une autre :

À la sortie d'un modulateur, nécessaire à l'usage des amplificateurs à onde porteuse, le signal se présente sous forme alternative. On peut donc le faire passer à travers un transformateur élévateur d'impédance ; de cette façon, même une source à très basse impédance (10 ohms) telle que bobinome, thermocouple, ou jauge à résistance, pourra, à travers le transformateur d'entrée être vue de l'entrée de l'amplificateur sous une impédance suffisamment élevée (quelques milliers d'ohms).

De la sorte, l'ensemble « modulateur, transformateur d'entrée, amplificateur à onde porteuse » constitue un procédé de choix pour la mesure des différences de potentiel faibles apparaissant aux bornes de sources à basses impédances internes.

À titre d'exemple numérique, pour une largeur de bande de 1 c/s et une résistance de 10 ohms, à 300° K, la fluctuation de potentiels, mise en évidence par l'appareillage considéré, sera de  $4 \times 10^{-10}$  volt.

À ce niveau, les potentiels de contact, les effets thermoélectriques divers, jouent un rôle prépondérant dans l'expérimentation.

À la sortie de l'amplificateur à onde porteuse, les signaux devront traverser un démodulateur pour être restitués, amplifiés, sous leur forme primitive.

Il existe deux catégories de démodulateurs :

Les détecteurs ordinaires, qui font correspondre un courant toujours de même sens, au module de l'onde à détecter (cas des récepteurs de radiodiffusion).

*Ces détecteurs sont non linéaires dans le domaine des signaux faibles par rapport aux bruits.*

Les démodulateurs linéaires, qui restituent un courant proportionnel en grandeur et signe au courant initial. Tels sont les détecteurs équilibrés à deux diodes, les démodulateurs en anneaux à quatre redresseurs à contacts, les démodulateurs synchrones à vibreurs ou à contacts tournants. Dans cette catégorie de démodulateurs linéaires, il est important de faire rentrer tous les systèmes électromécaniques qui reçoivent du courant alternatif d'un côté et restituent des mouvements continus sur leur organe mobile : phasemètres, moteurs biphasés, etc...

Un tel organe (même s'il s'agit d'un moteur de 500 watts à la sortie d'un servo-mécanisme) est alors le « démodulateur linéaire » de l'ensemble.

Les remarques précédentes ont une importance capitale lorsqu'il s'agit d'utiliser des signaux très faibles et d'un niveau voisin de celui des bruits.

En effet dans les évaluations des bruits qui précèdent nous avons toujours trouvé la largeur de bande  $F$  en facteur dans l'expression des puissances de bruit.

En effet, dans les évaluations des bruits qui précèdent, nous avons toujours trouvé la largeur de bande  $F$  en facteur dans l'expression des puissances de bruit.

Ceci, sous deux conditions :

1°) que tous les circuits électromécaniques traversés par les signaux soient *linéaires*.

2°) que  $F$  représente la largeur de bande des filtres traversés par les courants, *en aval des sources de bruit* dans la chaîne linéaire.

Toute infraction à ces conditions conduit à un renforcement des bruits par rapport aux signaux.

On voit donc qu'il faut s'assurer de la présence d'un filtre ayant une largeur de bande  $F$  aussi étroite qu'il est permis, en aval du premier étage de l'amplificateur.

Ce filtre peut être placé (sous certaines conditions secondaires) en n'importe quel point de la chaîne linéaire, donc en particulier, à sa sortie.

Or, il arrive fréquemment que la bande nécessaire  $F$  soit très étroite (de 1 à 20 c/s par exemple).

Il est en général difficile de réaliser un filtre très étroit sur un circuit à onde porteuse (par exemple, la réalisation d'un filtre passe-bande de 5 c/s de large autour d'une porteuse de 2.000 c/s n'est pas très aisée).

Au contraire, la réalisation d'un filtre à bande étroite s'étendant de 0 à  $F$  c/s, sur un organe mécanique et utilisant l'inertie des pièces en mouvement est élémentaire : un galvanomètre, un moteur, constituent en fait des filtres dont la bande est souvent plus étroite même qu'on ne le désire. Or, il est légitime de prendre pour valeur  $F$  dans le calcul des fluctuations, la largeur de bande de l'organe mécanique de sortie, à condition que le démodulateur soit du type linéaire ; cet avantage très sérieux conduira souvent au choix d'un démodulateur linéaire, suivi d'un mécanisme faisant office de filtre.

Pour mieux mettre en évidence la différence entre un détecteur ordinaire et un démodulateur linéaire, supposons qu'aux signaux utiles sortant de l'amplificateur à onde porteuse (et compris dans la bande

$\frac{\omega}{2\pi} - F$  à  $\frac{\omega}{2\pi} + F$  cycles) soit superposé un courant parasite à la fréquence  $M$  situé hors de la bande utile.

Prenons par exemple :

$$\frac{\omega}{2\pi} = 400 \text{ c/s} \quad F = 5 \text{ c/s}$$

$M = 50 \text{ c/s}$  (induction du secteur d'alimentation).

Dans le cas d'un détecteur ordinaire, le courant parasite à 50 c/s sera détecté et produira un courant continu qui donnera une déviation erronée de l'organe de sortie (galvanomètre par exemple). Dans le cas du démodulateur linéaire, le courant parasite, après démodulation, donnera deux composantes à :

$$400 + 50 = 450 \text{ c/s} \quad \text{et} \quad 400 - 50 = 350 \text{ c/s}$$

Ces courants seront sans aucune action sur le galvanomètre, agissant comme filtre passe-bas. Ainsi l'inertie du galvanomètre éliminera totalement les effets de tout courant sortant de l'amplificateur et non compris dans la bande utile  $400 \pm 5$  c/s.

C'est là une propriété essentielle du démodulateur linéaire, qui en rend l'usage indispensable dans les instruments de précision.

C'est ainsi que sont organisés par exemple l'amplificateur à onde porteuse de la « Sexta » et le récepteur Decca dont le phasemètre constitue le filtre réduisant les bruits au minimum.

La portée remarquable du système de navigation Decca est due à l'emploi correct des principes exposés ci-dessus.

Une documentation importante sur les amplificateurs à onde porteuse sera trouvée dans :

« Vacuum Tubes Amplifiers »  
par Valley et Walman.

## VI. — Amplificateurs magnétiques.

Les qualités essentielles des amplificateurs magnétiques résultent de la substitution d'inductances saturables aux lampes électroniques ; il s'ensuit qu'ils possèdent une robustesse mécanique parfaite un fonctionnement en principe indéfini sans entretien ni remplacement d'organe et une grande stabilité de caractéristiques. Ces qualités les font apprécier soit pour les services en présence de chocs et mouvements violents, soit pour les usages de très longue durée. Ils possèdent par contre des limitations inhérentes à leur principe même. Chaque étage magnétique est en fait simultanément un modulateur et un amplificateur ; en effet, le signal d'entrée est du type « continu » et le signal de sortie est alternatif. Entre deux étages successifs doit donc être intercalé un démodulateur.

En vertu des propriétés des systèmes à modulation, la bande passante des signaux amplifiés est donc nécessairement inférieure à la moitié de la fréquence de l'onde porteuse, c'est-à-dire du courant d'alimentation. Or, si l'endurance et la sécurité de marche sont les qualités essentielles recherchées, il faut évaluer celles de l'amplificateur associé à ses sources d'alimentation. Ceci impose en fait d'alimenter directement l'amplificateur magnétique par le courant du réseau de distribution disponible, dont la fréquence est 50 c/s dans les installations fixes et 400 c/s à bord des avions. La nécessité de créer un courant spécial de fréquence supérieure aux valeurs précédentes ferait disparaître certains des avantages essentiels des amplificateurs magnétiques dont l'usage est ainsi restreint au cas des bandes étroites. En fait, la situation est encore aggravée par suite

des considérations suivantes : le gain d'un étage magnétique à l'état pur est de l'ordre de 20 db seulement.

Or, la nécessité de démoduler entre chaque étage interdit de mettre en cascade un grand nombre d'étages, sous peine de non linéarité et distorsions diverses qui s'accumuleraient désagréablement.

On est ainsi conduit à augmenter le gain par étage par l'usage de réaction positive (rendu acceptable grâce à la grande stabilité des caractéristiques des amplificateurs purs). On augmente fréquemment le gain par étage jusqu'à 40 db, par réaction positive mais, comme il est bien connu, cette opération se fait au prix d'une réduction massive de la largeur de bande transmise : c'est ainsi que la largeur de bande utile de certains amplificateurs magnétiques alimentés à 50 c/s est de l'ordre de 1 c/s ; pour des amplificateurs existants alimentés à 400 c/s elle est de 10 c/s environ.

C'est là le premier inconvénient essentiel des amplificateurs magnétiques, qui limite, semble-t-il leur usage aux problèmes d'amplification à bande étroite (régulation de température des fours, par exemple).

Cet inconvénient est très atténué si l'on n'emploie qu'un faible nombre d'étages magnétiques (un seul, par exemple) sans exiger de gain élevé.

Dans ce cas, ce type de circuit se prête avantageusement à l'amplification à niveau élevé, dans l'étage de sortie d'amplificateurs puissants (de 10 watts à plusieurs milliers de KW).

En fait l'amplificateur magnétique est l'un des trois seuls systèmes actuellement utilisés pour l'amplification industrielle des grandes puissances :

Redresseurs à arc à grille de contrôle.  
Amplificateurs rotatifs.  
Inductances saturables.

C'est ainsi que certains pilotes automatiques modernes (Pioneers, Smith) comportent un amplificateur électronique, suivi d'un étage final magnétique ; cette solution semble avantageuse dans de nombreux cas.

La réalisation d'amplificateurs à gain élevé, entièrement magnétiques, se heurte à une deuxième difficulté : lorsqu'ils doivent amplifier des puissances très faibles, les étages magnétiques présentent, par suite d'imperfections des propriétés magnétiques des alliages utilisés, des dérives et des trainages qui les rendent inutilisables en dessous d'un certain niveau, très supérieur au niveau théorique, dont s'approchent les amplificateurs à lampe.

Dans l'article :

« Magnetic Amplifiers » par A. G. Milnes  
J. I. E. E. Part. 1 Mai 1949

qui est le document le plus récent publié à ma connaissance, sur les amplificateurs magnétiques, il est indiqué que le niveau des instabilités, exprimé en puissance dans le circuit d'entrée est de  $10^{-11}$  watts.

Dans « Wave form » M.I.T. Radar Serie n° 19 page 426, on voit que le niveau des fluctuations pour une largeur de bande de 1 c/s est  $4 \times 10^{-14}$  watt.

Dans des conditions analogues, le chiffre de  $10^{-14}$  watt a été indiqué comme résultat d'observations faites sur un amplificateur magnétique réalisé à l'O. N. E. R. A. et dans le tableau du J. I. E. E. part. 1, Mai 1949, page 117.

Enfin soulignons encore un avantage à l'actif des amplificateurs magnétiques : le signal d'entrée étant appliqué à un enroulement bobiné sur un noyau magnétique, il est possible par choix du nombre de spires de cet enroulement d'adapter directement l'impédance d'entrée et l'amplificateur à l'impédance interne de la source entre des limites très étendues, de 0,1 ohm à 10.000 ohms environ. Il est également possible de totaliser les actions de plusieurs circuits d'entrée connectés à des bobines séparées enroulées sur le noyau.

En résumé :

1°) l'amplificateur entièrement magnétique est utilisable avec avantage si le niveau d'entrée n'est pas trop bas (de l'ordre de  $10^{-10}$  watt au moins) et si la bande passante nécessaire est faible.

2°) l'usage d'un étage de puissance magnétique faisant suite à un amplificateur électronique sera avantageux dans de nombreux problèmes (au niveau de 10 watts et au-dessus).

Une documentation importante sur les amplificateurs magnétiques sera trouvée dans l'article déjà cité :

« Magnetic Amplifiers » par Milnes J. I. E. E. part, 1 Mai 1949 ainsi que dans,

« Magnetic Amplifiers » par Cale et Atkinson J. I. E. E. part. 1 Mai 1949.

et dans la discussion relative à ces deux articles, contenue dans le même numéro de J. I. E. E.

## VII. — Amplificateurs à galvanomètre.

Ce système se compose d'un galvanomètre à miroir : d'une cellule photoélectrique décelant les mouvements du galvanomètre ; d'un amplificateur à courant continu amplifiant le courant de la cellule et d'un circuit de réaction négative faisant agir le courant de sortie de l'amplificateur sur le circuit d'entrée du galvanomètre.

Cet ensemble étant, nous semble-t-il, peu connu, on pourra se reporter aux documents suivants pour une description :

Gall J. I. E. E. part 11 octobre 1942, page 434.

Hill J. of Sc. Instr. Juillet 1948, page 145.

Frankenhaeuser et Mac Donald. J. of Sc. Inst. Mai 1949 page 145.

Vacuum Tubes Amplifiers Radar M.I.T. Séries n° 18 pages 487 à 491.

Ce dispositif possède les qualités suivantes :

1°) Il permet l'usage d'une amplification importante en courant continu, sans présenter l'inconvénient de dérive du zéro :

2°) Moyennant une protection parfaite du galvanomètre contre les vibrations mécaniques (par suspension élastique ou par immersion) il permet de ramener les fluctuations à peu près au niveau

minimum théorique de  $10^{-20}$  watt par cycle. Le facteur de bruit propre au système paraît être de l'ordre de 6 db dans les meilleures conditions, ce qui est excellent.

3°) Par un choix convenable du circuit de réaction négative, il permet d'obtenir à volonté toute valeur désirée pour l'impédance apparente d'entrée du système, quelle que soit la résistance du galvanomètre. Il permet ainsi l'adaptation à des sources d'impédance interne variant de moins de 10 ohms à plus de 100.000 ohms.

Sur ce point consulter « Vacuum Tubes Amplifiers » page 488.

4°) L'usage de la réaction négative permet d'étendre la bande passante utilisable bien au delà de la fréquence d'oscillation naturelle du galvanomètre. L'article de Frankenhaeuser et Mac Donald mentionne une bande utile de 100 c/s avec un galvanomètre résonnant à 15 c/s.

L'inconvénient principal du dispositif réside donc dans l'emploi d'un galvanomètre à miroir et dans une bande passante étroite (1 à 100 c/s).

Ce système est donc capable de rendre des services identiques à ceux d'un ensemble « amplificateur à onde porteuse et modulateur mécanique » qui semble par ailleurs moins fragile et moins sensible aux chocs et vibrations. Il est peut être plus facile en France, actuellement de se procurer un galvanomètre à immersion qu'un modulateur vibreur spécial à contacts d'or.

## VIII. — Amplificateurs à lampes à courant continu à correction de la dérive (Système Marc Grégoire).

Il existe certains cas où il est nécessaire d'amplifier des phénomènes dont le spectre s'étend de zéro à une valeur élevée (plusieurs kilocycles/seconde, par exemple) et dont le niveau est voisin des fluctuations thermiques. Aucun des dispositifs examinés précédemment ne répond à un tel problème : les uns permettent l'accès aux niveaux thermiques, mais leur bande passante est faible (100 c/s par exemple) les autres transmettent bien la bande passante voulue, mais ils présentent des instabilités et dérives inacceptables (amplificateurs à courant continu).

De tels problèmes se présentent dans l'enregistrement des efforts à l'aide des extensomètres à résistance. L'alimentation des ponts d'extensomètres par du courant alternatif à fréquence élevée (5 à 8 Kc/s) permet bien d'amplifier les phénomènes dont la bande s'étend de 0 à 3.000 c/s, mais une autre difficulté apparaît : il faut équilibrer à la fois les termes actifs et réactifs des impédances des ponts, et à 5 Kc/s, l'influence des capacités parasites, celle du câblage en particulier, devient notable. L'équilibrage des réactances dues aux capacités diffère pour les différentes jauges mises en place sur l'ensemble étudié, et il en résulte une difficulté pratique d'emploi réelle. Cette difficulté est levée par l'usage de l'amplificateur à courant continu à correction de dérive, dont le principe, proposé par Mr. Marc Grégoire est le suivant :

— les tensions faibles apparaissant dans la diagonale de mesure du pont d'extensométrie sont amplifiées par un amplificateur à courant continu normal, à couplage direct entre étages, couvrant un spectre s'étendant de 0 à plusieurs dizaines de Kc/s. La dérive lente propre à ce type d'amplificateur est alors annulée périodiquement (200 fois par seconde) par un circuit auxiliaire de correction, qui fonctionne comme suit : pendant la majeure partie du cycle de fonctionnement (95 % par exemple), l'amplification fonctionne d'une façon normale et transmet intégralement le signal d'entrée.

Pendant le reste du cycle (5 % du temps) un premier dispositif interrompt totalement le circuit d'alimentation du pont de mesure : la tension aux bornes de la diagonale de mesure est ainsi obligatoirement nulle. Un second circuit modifie alors l'une des tensions d'alimentation de l'étage d'entrée, de manière à annuler la tension de sortie de l'amplificateur, et à corriger ainsi la dérive s'il s'en était produit une.

On a ainsi réalisé les conditions suivantes :

tension d'entrée nulle,

tension de sortie nulle,

c'est-à-dire qu'à ce moment la dérive de l'amplificateur a été annulée par réglage automatique. Une fois écoulé le temps nécessaire (500 microsecondes environ) pour effectuer cette remise à zéro de l'amplificateur, celui-ci est laissé libre à nouveau de fonctionner normalement pendant 9,5 millisecondes et le cycle recommence. Il y a ainsi élimination périodique de la dérive et seule subsiste la variation de zéro qui peut survenir pendant un intervalle court de 10 millisecondes environ.

Celle-ci est négligeable et l'expérience montre qu'ainsi corrigé, l'amplificateur se prête aux mesures de tension voisines du niveau thermique.

Ce dispositif résout ainsi élégamment un problème très difficile. Il ne présente que deux limitations : tout d'abord pendant les instants consacrés à la remise à zéro, l'amplificateur est inutilisable.

Il ne semble pas que ces courtes périodes de paralysie (500 microsecondes à intervalle de 10.000 microsecondes) constituent un inconvénient prohibitif du système.

Par ailleurs, le dispositif semble limité à la mesure des déséquilibres faibles d'un pont de Wheatstone. En effet, le commutateur électronique utilisé ne peut couper que des courants intenses (alimentation du pont de mesure).

Si l'on applique le système à un autre circuit, celui d'un thermocouple par exemple, le commutateur devrait être placé dans le circuit de mesure à niveau faible : sa présence même introduit alors des erreurs comparables à celles qu'on veut diminuer et le dispositif est inutilisable.

Le système Marc Grégoire n'est donc applicable qu'aux mesures faisant appel à un pont, tel que le holomètre ou extensomètre à résistance ; il convient particulièrement bien à ce dernier cas, en vue duquel il a d'ailleurs été imaginé.

(+ sous sa forme actuelle).

On trouvera une documentation sur ce système dans une notice de l'O. N. E. R. A.

## IX. — Modulateurs, Démodulateurs.

Nous avons, au paragraphe V, indiqué les propriétés avantageuses des amplificateurs à onde porteuse ; nous avons donc jugé utile de rassembler ici quelques informations sur les systèmes modulateurs et démodulateurs les plus utilisés actuellement.

### A) SYSTÈMES MODULATEURS A NIVEAU FAIBLE.

On rencontre d'abord ceux dont le rôle est de moduler un courant électrique, c'est-à-dire ceux qui suivent un instrument de mesure dont il sort du courant continu.

On rencontre ainsi :

1°) *Le condensateur variable* (condensateur à lame vibrante ou tournante).

Ce modulateur convient aux sources à impédances internes élevées (supérieures à un mégohm) et aux signaux à bande étroite (jusqu'à 100 c/s pour une lame vibrant à 400 c/s). Il permet d'atteindre les signaux thermiques et de construire ainsi des électromètres stables et robustes atteignant la sensibilité ultime théoriquement réalisable.

2°) *Le modulateur à contact vibrant.*

Ce modulateur convient aux sources à impédances internes faibles (supérieures à 0,1 ohm) et aux signaux à bande étroite (jusqu'à 100 c/s pour une lame vibrant à 400 c/s).

Il permet d'atteindre les signaux thermiques et de construire des galvanomètres stables et robustes atteignant la sensibilité ultime réalisable.

Il semble que le premier équipement de ce type ait été mis au point en France par M. Lyot, astronome à l'Observatoire de Paris. Des équipements industriels sont construits par des firmes étrangères.

Il faut signaler que le réglage des contacts de ces modulateurs est susceptible de se dérégler à la longue et on trouvera dans « Wave forms » (Mit Radar Séries n° 19) quelques indications sur les durées de vie de certains modulateurs construits aux U. S. A.

Une description complète d'un amplificateur utilisant un modulateur mécanique sera trouvée dans l'article de Liston, Rev. Of Sc. Instr. Mai 1946.

3°) *Modulateur magnétique à harmonique 2.*

Ce modulateur convient aux sources à impédances internes faibles (de 10.000 ohms à 0,1 et même moins). Ne comportant pas d'organe mécanique il peut être employé avec une fréquence porteuse moyennant élevée (10 Kc/s par exemple) et permet donc l'amplification de bandes atteignant plusieurs Kc/s.

Employé sur signaux à bande étroite (50 c/s) ce modulateur engendre un niveau de fluctuations un peu supérieur au minimum théorique. Les chiffres les plus optimistes (J. I. E. F. part. I, Mai 1949, page 117. Discussion sur les Amplificateurs magné-

tiques) mentionnent un niveau de fluctuations de  $10^{-17}$  watt pour 50 c/s. Ce chiffre est environ 40 fois supérieur au niveau théorique des bruits thermodynamiques.

Nous n'avons pu trouver dans la littérature le facteur de bruit propre à ce modulateur, pour une largeur de bande de 1.000 c/s.

Par conséquent, ce modulateur a les avantages suivants : il est statique, robuste et indé réglable ; il permet des largeurs de bande dépassant 1.000 c/s.

Ses inconvénients sont :

une sensibilité un peu moindre que les systèmes mécaniques et une plus grande complication des circuits de démodulation, le signal apparaissant modulé à une fréquence double de celle de l'onde excitant l'anneau magnétique.

Il semble que l'emploi de ce modulateur soit recommandable dans un grand nombre de cas pratiques.

#### 4°) Modulateur magnétique à saturation.

Voir paragraphe VI. Nous rappelons que pour une largeur de bande de 1 c/s le niveau des fluctuations est de  $10^{-14}$  watts un million de fois supérieur au bruit thermique. Ce modulateur ne convient donc pas aux signaux très faibles.

5°) On rencontre ensuite les *détecteurs-modulateurs* qui reçoivent un signal continu non électrique (mécanique ou physique) et restituent un signal électrique modulé. Ces appareils dérivent en général de la technique des ponts (électriques ou magnétiques) dont l'équilibre est dérangé par la grandeur physique à mesurer. Si le pont est alimenté en courant alternatif, il constitue un détecteur-modulateur.

Dans cette classe rentrent :

- les ponts d'extensomètre alimentés en alternatif.
- les bolomètres alimentés en alternatif,
- les synchrodétecteurs,
- les micromètres à capacité variable,
- les micromètres magnétiques des divers types.

Tous ces systèmes délivrent leur courant de mesure sous forme modulée et permettent d'obtenir des sensibilités extrêmes.

Il sortirait du cadre de cette note d'entreprendre une analyse quantitative du fonctionnement de chacun d'eux et d'ailleurs leur emploi ne relève pas de la technique d'amplification des courants continus.

Enfin dans certains équipements de mesure, la grandeur physique à mesurer est modulée mécaniquement avant de parvenir au détecteur électrique.

Cette technique est fréquemment utilisée pour la mesure des rayonnements lumineux et infrarouge ; un obturateur tournant est alors placé sur le trajet du faisceau, avant qu'il ne tombe sur le détecteur, d'où sort un signal électrique modulé, qui n'exige pas l'emploi d'amplificateur à courant continu.

#### B) DÉMODULATEURS A NIVEAU ÉLEVÉ.

Au paragraphe V, nous avons souligné l'importance du choix correct du système de démodulation

dans le fonctionnement des systèmes à onde porteuse. Passons rapidement en revue les principales catégories de démodulateurs linéaires (le terme linéaire est ici entendu dans le sens qu'une relation linéaire existe entre courants d'entrée et de sortie du démodulateur, au voisinage du zéro, par opposition aux démodulateurs à caractéristiques parabolique ou quadratique au voisinage du zéro).

Si l'instrument de sortie est à courant continu (galvanomètre) la démodulation sera électrique. Le type du démodulateur linéaire électrique est le démodulateur à 4 redresseurs à contact. On en trouvera description et théorie dans les articles Belevitch (Electrical Communication Vol 25 n° 1, Mars 1948 p. 62).

Sous réserve de ne pas oublier qu'un démodulateur à contact présente des instabilités atteignant normalement 1/100 et exceptionnellement 1/1.000 du courant continu maximum détecté on constituera un ensemble de qualité exceptionnelle en associant un galvanomètre à cadre mobile à un démodulateur linéaire à contacts (démodulateur de l'extensomètre Siemens, par exemple).

On pourra aussi réaliser des démodulateurs à contacts mécaniques, contacts vibrants ou commutateurs tournant, synchronisés avec un modulateur mécanique (consulter Liston, Rev. of Sc. Instr. Mai 1946).

Dans de nombreux cas, la grandeur de sortie est un déplacement mécanique (enregistrement, servo-mécanismes). Dans ce cas on emploiera de préférence un démodulateur électromécanique c'est-à-dire un « moteur à courant alternatif ».

Tout moteur à courant alternatif est un démodulateur qui d'ailleurs exigera l'alimentation d'un de ses bobinages par l'onde porteuse à niveau élevé pour être du type linéaire.

On trouve dans ce cas, tous les appareils de mesure et moteurs biphasés d'induction. Une phase est alimentée par l'onde porteuse, l'autre par le courant de mesure. Sur ce principe fonctionne le moteur démodulateur des pilotes automatiques Pioneer PB 10.

Dans d'autres cas, un déplacement linéaire sera obtenu en faisant agir un champ magnétique alternatif (engendré par une bobine parcourue par l'onde porteuse) sur une bobine mobile parcourue par le courant de mesure issu de l'amplificateur. L'emploi d'un moteur démodulateur est avantageux dans de nombreux cas.

#### X. — Conclusions.

Dans cette note, on n'a pas naturellement examiné tous les dispositifs à l'aide desquels il est possible de mesurer des courants faibles lentement variables mais seulement ceux qui ont semblé les plus importants du point de vue de leur utilisation pratique. Même ceux-ci sont déjà assez nombreux et le problème subsiste de choisir celui que l'on désire employer pour étudier une question déterminée. Les considérations techniques seules ne sont pas toujours suffisantes pour dicter un choix unique et il arrivera souvent qu'entre plusieurs appareils capables de résoudre un problème, l'expérimentateur

se décidera en faveur de celui dont il peut disposer le plus facilement. Néanmoins, une règle importante doit toujours rester présente à l'esprit : il ne faut pas prendre un marteau pilon pour casser une noix. Il faudra donc toujours analyser soigneusement le problème posé, choisir de faire les mesures les plus simples possibles et ne mettre en œuvre les instruments les plus puissants et les plus perfectionnés qu'en cas d'absolue nécessité : le meilleur physicien est plus souvent celui qui use habilement d'un appareillage simple que celui qui s'entoure d'un appareillage impressionnant....

Par exemple, rares sont, nous semble-t-il, les cas où il faut mesurer des courants à la fois très faibles et s'étendant sur un spectre allant de 0 à de nombreux Kc/s.

Le dépouillement même d'enregistrements faits dans de telles conditions peut devenir très difficile et il sera parfois plus fructueux d'enregistrer séparément les phénomènes lents et les phénomènes brefs, à l'aide de deux appareils chacun mieux adaptés à ces deux types d'études.

Ainsi que nous l'avons rappelé au début de cette étude, on sera ainsi appelé à analyser pour chaque problème :

1°) l'amplitude maximum du courant à mesurer et celle des fluctuations ou erreurs tolérables,

2°) l'impédance de la source,

3°) les limites du spectre que l'on désire analyser.

Après avoir ensuite examiné l'usage que l'on entend faire du résultat des mesures, on sera en état de déterminer les instruments réellement nécessaires.

Nous terminerons cette note par un tableau résumant les caractéristiques essentielles des systèmes qui y ont été passés en revue.

TABLEAU DES DISPOSITIFS AMPLIFICATEURS POUR COURANTS LENTEMENT VARIABLES.

Dispositif	Impédance de la source (ohms)	Bande de fréquence utilisable (c/s)	Puissance minimum décelables $\times$ KTF	Observations
Amplificateurs à lampes à courant continu	$> 10^{12}$ $< 10^5$	100 $10^6$	$< 10$ $> 1\ 000$	Electrométrie moderne. Sensibilité mauvaise

Amplificateur à onde porteuse modulateur à pont	1 à 100 000	2 000	$< 10$	Système en usage.
Modulateur à contact	1 à 100 000	100	$< 10$	Industriel
Modulateur à capacité	$10^6$ à $10^{16}$	100	$< 10$	Electrométrie moderne.
Modulateur magnétique à harmonique 2.	0,1 à 10.000	200 à 2.000	$> 40$	Sensibilité moyenne
Amplificateur magnétique	0,1 à 10.000	100	$> 10^6$	Sensibilité mauvaise.
Amplificateur à galvanomètre	0,1 à $10^7$	100	$< 10$	Sensibilité aux vibrations mécaniques.
Amplificateur à correction de dérive	100 à 100.000	$10^6$	$< 10$	Emploi limité aux mesures utilisant un pont.

#### BIBLIOGRAPHIE

1. — « Vacuum Tubes Amplifiers » par VALLEY et WALMAN. Mit Radar series n° 18. Mac Graw Hill-New York.
2. — « Waveform » par Britton CHANCE. Mit Radar series n° 19. Mac Graw Hill-New York.
3. — FLICKER NOISE Mac FARLANE, *Proc. Physical Society* Londres, Mai 1947.
4. — Magnetic Amplifiers. MILNES *J. I. E. E.* part. 1 Mai 1949.
5. — Magnetic Amplifiers. GALE et ATKINSON *J. I. E. E.* part. 1 Mai 1949.
6. — Galvanometer Amplifier. GALL *J. I. E. E.* part II. Oct. 42, p. 434.
7. — Galvanometer Amplifier. FRANKENHEUSER et Mac DONALD *J. of Sc. Instr.* Mai 1949, page 145.
8. — Galvanometer Amplifier. HIL. *J. Of Sc. Instr.* Juillet 48, p. 225.
9. — Modulateur Mécanique à contacts. LISTON. *Rev. of Sc. Instr.* Mai 1946.
10. — Démodulateurs en anneau et en pont. BELEVITCH. *Electrical Communication.* Vol. 25 n° 1 Mars 1948, p. 62.

# THÉORIE ET PRATIQUE DES MULTIPOLES EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

Georges GOUDET  
Docteur ès-Sciences

ET

Henri JASSIN  
Ingénieur Civil des Télécommunications

PREMIÈRE PARTIE

## LA THÉORIE DES MULTIPOLES EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

Georges GOUDET  
Centre National d'Études des Télécommunications

La première partie de cet article rappelle la théorie des multipôles sous une forme générale qui la rend utilisable aussi bien en hyperfréquences que dans la gamme des fréquences plus basses..

En particulier nous définissons des coefficients appelés « impédances réduites » et nous attirons l'attention sur l'avantage de leur emploi valable aussi bien dans le cas où les multipôles sont terminés par des guides d'onde de forme quelconque que par des lignes de transmission à un nombre quelconque de conducteurs.

Dans la deuxième partie nous décrivons une méthode de mesure au voisinage de 3.000 MCs des caractéristiques des câbles coaxiaux : impédance, affaiblissement, vitesse de propagation ; nous indiquons également une méthode de mesure des coefficients de transmission et de réflexion des fiches coaxiales.

Quelques résultats typiques sont fournis à titre d'exemples.

L'importance qu'ont pris les câbles coaxiaux dans la technique moderne, leur utilisation en hyperfréquences soit comme feeders d'antenne, soit comme éléments de liaison dans les appareils RADAR dans les centres de téléphonie multiplex sur câbles hertziens, nous ont conduit à mesurer leurs caractéristiques à ces fréquences.

### I. — Diverses façons de caractériser un circuit connecté à l'extrémité d'un guide d'ondes (1). Dipôles.

#### 1) GÉNÉRALITÉS.

Un circuit passif connecté à l'extrémité d'un guide d'ondes (fig. 1) est l'équivalent de ce qu'on appelle, dans la théorie classique des circuits, un *dipôle*.

Nous imposerons à ce circuit d'être composé d'éléments passifs conducteurs, résistances, substances diélectriques ou magnétiques à propriétés linéaires et d'être pourvu d'un dispositif de connexion constitué par un tronçon de guide  $g$  ; ce dispositif permet donc de relier le circuit à un guide  $G$  de même section que  $g$ , auquel il se raccorde le

long d'une section  $S$  qui constitue l'entrée du dipôle.

Nous nous placerons dans le cas de phénomènes qui dépendent sinusoidalement du temps, et à une

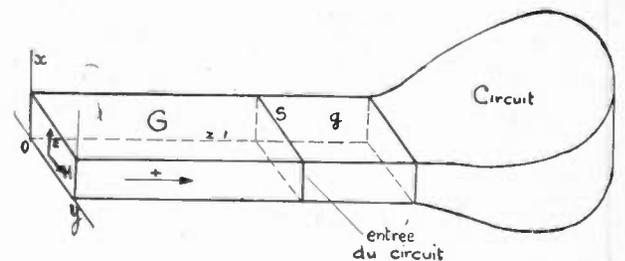


Fig. 1

fréquence telle qu'il n'existe dans  $g$  qu'un seul mode de propagation possible. De plus nous supposerons que le tronçon  $g$  est assez long pour que les régimes guidés amortis que peut provoquer la présence du circuit soient pratiquement négligeables dans la section  $S$ .

(1) Nous désignerons sous le terme général de guides d'ondes, les guides d'ondes proprement dits et les lignes de transmission.

Nos formules sont valables dans tous les systèmes usuels d'unités électriques non rationalisés. (M. K. S. A. — U. E. S. C. G. S. — U. E. M. C. G. S — système de Gauss, système d'Heaviside-Lorentz.)

Dans tout ce qui suit nous ne considérerons que les *composantes transversales* des champs électriques et magnétiques et nous définirons celles-ci par leurs amplitudes complexes. Pour alléger le langage nous les désignerons simplement sous les noms de « champ électrique » et « champ magnétique ». Rappelons enfin que pour une onde progressive, les composantes transversales du champ électrique et du champ magnétique sont en phase en tous les points d'une section droite ; en chaque point, la composante magnétique fait avec la composante électrique un angle égal à  $+\frac{\pi}{2}$  compté algébriquement autour de la direction de propagation.

Si l'on choisit arbitrairement un sens positif dans  $g$  et si l'on mesure en chaque point le champ électrique sur un axe qui lui est parallèle et le champ magnétique sur un axe qui fait avec le précédent l'angle  $+\frac{\pi}{2}$ , on obtient deux nombres complexes  $E$  et  $H$ .

$$\text{La quantité : } Z_0 = 4 \pi \frac{E}{H}$$

est caractéristique du guide considéré et de la fréquence. On l'appelle « impédance d'onde ».

Dans le cas d'un guide sans pertes, c'est un nombre réel, positif pour une onde qui se propage dans le sens positif.

On démontre que pour une onde  $H$ ,  $Z_0$  est donnée par la formule :

$$Z_0 = 4 \pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

dans laquelle  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  sont les constantes caractéristiques du vide,  $\lambda$  la longueur d'onde utilisée et  $\lambda_g$  la longueur d'onde de phase dans le guide.

Pour une onde  $E$ , on a au contraire :

$$Z_0 = 4 \pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\lambda}{\lambda_g}$$

Enfin, dans une ligne de transmission, pour une onde purement transversale  $\lambda_g$  est égale à  $\lambda$ . L'une ou l'autre des formules ci-dessus fournit :

$$Z_0 = 4 \pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$$

(soit 377 ohms dans le système pratique d'unités).

## 2) ONDE DE RÉFÉRENCE.

Nous appelons « onde de référence » une onde progressive transportant dans  $g$  une puissance moyenne égale à  $\frac{1}{2}$

Si nous désignons par  $e_0(M)$  et  $h_0(M)$  les modules des amplitudes de champ électrique et de champ magnétique au point courant  $M$  d'une section droite,  $S$  par exemple, cette condition se traduit par :

$$(1) \quad \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} c^2}{8 \pi} \iint_S e_0 h_0 dS = \frac{1}{2}$$

( $c$  désigne la vitesse de la lumière dans le vide).

La relation (1) jointe à  $4 \pi e_0 = Z_0 h_0$  définit entièrement, pour un type d'onde déterminé, les fonctions  $e_0(M)$  et  $h_0(M)$ .

## 3) COEFFICIENT DE RÉFLEXION.

Choisissons pour sens positif dans  $g$  celui qui va de  $S$  vers le circuit, et envoyons dans ce sens une onde incidente progressive. Elle correspond dans  $S$  à des amplitudes  $E_i = \alpha e_0$ ,  $H_i = \alpha h_0$ ,  $\alpha$  étant un nombre complexe.

La présence du circuit, donne naissance, en général, à une onde réfléchie qui se propage dans  $g$  dans le sens négatif. Dans la section  $S$ , celle-ci correspond à des amplitudes complexes :

$$(2) \quad \begin{cases} E_r = \rho E_i = \rho \alpha e_0 \\ H_r = -\rho H_i = -\rho \alpha h_0 \end{cases}$$

$\rho$  est un nombre complexe appelé *coefficient de réflexion* du dipole, qui est constant dans chaque section droite de  $g$  et indépendant de l'intensité des phénomènes électromagnétiques.

## 4) INTENSITÉS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE.

### a) Définitions.

Dans l'expérience précédente, le champ électrique dans  $S$  est :

$$E = E_i + E_r = \alpha e_0 (1 + \rho)$$

et le champ magnétique est :

$$H = H_i + H_r = \alpha h_0 (1 - \rho)$$

Le phénomène dans  $S$  est donc entièrement défini par la connaissance des deux quantités complexes.

$$(3) \quad \begin{cases} i_E = \frac{E}{e_0} = \alpha (1 + \rho) \\ i_H = \frac{H}{h_0} = \alpha (1 - \rho) \end{cases}$$

Nous appellerons « intensité électrique » la première d'entre elles, et « intensité magnétique » la seconde.

Quoique  $E$ ,  $e_0$ ,  $H$  et  $h_0$  varient quand on se déplace dans la section droite, il résulte des formules (3) que  $i_E$  et  $i_H$  sont constants en tous les points de cette section.

### b) Cas particuliers d'une ligne de transmission.

Soient  $V$  et  $I$  la tension et le courant correspondant aux valeurs  $i_E$ ,  $i_H$ .

L'onde de référence, qui transporte une puissance égale à  $1/2$  a donc une amplitude de tension  $v_0$  telle que :

$$\frac{v_0^2}{2 Z_c} = \frac{1}{2}$$

$Z_c$  étant l'impédance caractéristique de la ligne.

D'où :  $v_0 = \sqrt{Z_c}$ .

D'autre part, si  $E$  est la distribution de champ électrique correspondant à  $V$ , on a évidemment :

$$\frac{V}{v_0} = \frac{E}{c_0} = i_E$$

On obtient donc finalement :

$$(4) \quad i_E = \frac{V}{\sqrt{Z_c}}$$

On démontre de même la relation :

$$(5) \quad i_H = I \sqrt{Z_c}$$

Ces formules montrent que  $i_E$  et  $i_H$  ont les dimensions de la racine carrée d'une puissance.

### c) Puissance complexe.

La puissance complexe moyenne qui traverse la section  $S$  est :

$$\bar{P} = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} c^2}{8\pi} \iint_S \mathbf{E} \cdot \mathbf{H}^* dS = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} c^2}{8\pi} i_E i_H^* \iint_S e_0 h_0 dS$$

(l'astérisque indiquant la quantité conjuguée).

Mais d'après l'équation (1) la dernière intégrale est égale à  $4\pi/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} c^2$ .

Nous obtenons donc :

$$(6) \quad \bar{P} = \frac{i_E i_H^*}{2}$$

### 5) IMPÉDANCE RÉDUITE.

On appelle ainsi le rapport sans dimensions :

$$(7) \quad z = \frac{i_E}{i_H}$$

On déduit immédiatement de la formule (3) la relation

$$(8) \quad z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

L'introduction de  $z$  permet d'écrire la formule (6) de la puissance complexe :

$$\bar{P} = \frac{z |i_H|^2}{2} = \frac{|i_E|^2}{2z}$$

On déduit de cette formule qu'à l'entrée d'un dipôle non dissipatif,  $z$  est imaginaire pur. Si le dipôle est dissipatif, la partie réelle de  $z$  est positive. On retrouve des résultats bien connus dans la théorie des circuits.

Dans le cas d'une ligne de transmission, on déduit des formules (4), (5), (7) l'expression

$$z = \frac{V/I}{Z_c}$$

Or  $V/I$  est l'impédance  $Z$  dans la section considérée.

Nous retrouvons donc, dans le cas d'une ligne de

transmission, la définition classique de l'impédance réduite :

$$(9) \quad z = \frac{Z}{Z_c}$$

### 6) TAUX D'ONDES STATIONNAIRES.

Remarquons bien, cependant, que dans le cas général d'un guide d'ondes, nous avons défini  $z$  directement sans passer par la notion d'impédance caractéristique qui est dépourvue de sens précis.

La connaissance de  $z$  (ou de  $\rho$ ) permet de déterminer entièrement les caractéristiques des phénomènes d'ondes stationnaires dont le guide  $G$  est le siège.

Les ventres de champ électrique correspondent à une intensité :

$$i_E = \alpha [1 + |\rho|]$$

tandis que les nœuds correspondent à :

$$i'_E = \alpha [1 - |\rho|]$$

Le taux d'ondes stationnaires est donc :

$$(10) \quad \theta = \frac{i'_E}{i_E} = \frac{1 - |\rho|}{1 + |\rho|}$$

De plus, un nœud est caractérisé par le fait que l'onde incidente et l'onde réfléchie sont en opposition de phase.

Or, si dans le plan de  $S$ , l'onde incidente a pour amplitude complexe 1 et l'onde réfléchie  $\rho$ , dans un plan  $S'$  situé à la distance  $d$  dans le sens de l'onde réfléchie, les amplitudes complexes s'écrivent, en supposant les pertes négligeables :

$$e^{2-j\frac{d}{\lambda g}} \text{ pour l'onde incidente,}$$

$$\rho e^{-2-j\frac{d}{\lambda g}} \text{ pour l'onde réfléchie.}$$

Le coefficient de réflexion, compté dans le plan  $S'$  est donc :

$$\rho' = \rho e^{-4-j\frac{d}{\lambda g}}$$

Si le plan  $S'$  est un plan nodal,  $\rho'$  a pour argument  $\pm \pi$ . On déduit donc de la relation ci-dessus :

$$-\pi = \arg \rho - 4\pi \frac{d}{\lambda g}$$

D'où :

$$(11) \quad \frac{d}{\lambda g} = \frac{\arg \rho}{4\pi} + \frac{1}{4}$$

Réciproquement, la mesure de  $\theta$  et  $d$  permet de déterminer  $\rho$  et  $\arg \rho$ .

Les formules (10) et (11) résolues dans ce sens deviennent :

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

$$\arg \rho = -\pi + 4\pi \frac{d}{\lambda g}$$

En résumé, pour caractériser un circuit (ou dipole) connecté à l'extrémité  $S$  d'un guide  $G$  nous avons introduit les paramètres suivants :

1) Le coefficient de réflexion  $\rho$

2) l'impédance réduite  $z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$

3) les variables  $\theta$  et  $d$  qui définissent les ondes stationnaires dans  $G$  :

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

$$\frac{d}{\lambda g} = \frac{\arg \rho}{4\pi} + \frac{1}{4}$$

Ces trois groupes de variables sont indépendants de l'intensité de l'onde incidente envoyée dans  $G$  et sont vraiment caractéristiques du circuit.

D'autre part, pour décrire les phénomènes électromagnétiques dans le plan de  $S$  en tenant compte de l'intensité de l'onde incidente, nous avons introduit une onde progressive de référence (onde transportant une puissance moyenne égale à  $\frac{1}{2}$ ) ; nous avons alors caractérisé les phénomènes dans  $S$  par « l'intensité électrique » et « l'intensité magnétique » définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_E = \frac{E}{e_0} \\ i_H = \frac{H}{h_0} \end{array} \right.$$

## II. — Quadripoles.

1) COEFFICIENTS DE TRANSMISSION ET DE RÉFLEXION.

Les sources d'énergie électromagnétique et les dispositifs d'utilisation sont généralement enfermés à l'intérieur de blindages métalliques.

Ils n'exercent leurs effets les uns sur les autres que par transmission d'énergie à travers des guides d'ondes  $G_1, G_2$  reliés aux blindages et généralement limités par des sections droites.

Le raccordement du générateur et du circuit d'utilisation peut alors s'effectuer au niveau de ces sections à l'aide d'une enceinte métallique pourvue de tronçons de guides  $g_1$  et  $g_2$  ayant respectivement mêmes sections droites que  $G_1$  et  $G_2$ .

Une telle enceinte est appelée « quadripole ». Le métal qui la constitue est généralement assez bon conducteur pour qu'elle puisse être considérée comme dépourvue de pertes.

Cependant dans la théorie qui suit, les quadripoles considérés pourront renfermer des métaux mauvais conducteurs et des substances diélectriques ou magnétiques imparfaites pourvu que les propriétés de celle-ci soient traduites par des équations linéaires.

La théorie s'applique même si l'enceinte est imparfaitement fermée et produit un rayonnement

d'énergie. Tel est par exemple le cas où les guides  $g_1$  et  $g_2$  sont terminés par des cornets ou autres organes rayonnants (Fig. 3.)

Soulignons enfin que  $g_1$  et  $g_2$  peuvent avoir des sections droites différentes sans que la théorie cesse de s'appliquer.

Désignons par  $e_1, h_1$  les modules des amplitudes de champ électrique et de champ magnétique de l'onde de référence dans  $g_1$  ; désignons par  $e_2, h_2$  les quantités analogues relatives à  $g_2$ .

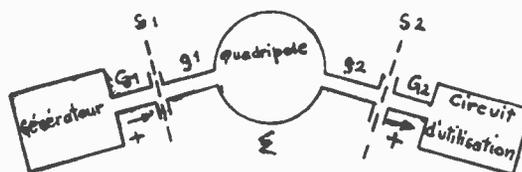


Fig. 2

Choisissons dans  $g_1$  et  $g_2$  les sens positifs indiqués sur la fig. 2.

Dans une première expérience, supposons que  $G_2$  soit fermé sur une terminaison sans réflexion et que nous alimentions le système par  $G_1$  de façon que l'onde incidente ait précisément pour amplitudes complexes  $e_1, h_1$ .

Il existera dans  $g_1$  une onde réfléchie ayant dans  $S_1$  les amplitudes :  $\rho_1 e_1, -\rho_1 h_1$ .

( $\rho_1$  étant le coefficient de réflexion du système, calculé dans le plan  $S_1$ ).

Dans  $G_2$  on n'aura qu'une seule onde se propageant dans le sens positif. Le champ électrique et le champ magnétique dans  $S_2$  seront de la forme  $t_1 e_2, t_1 h_2$ .

$t_1$  est appelé coefficient de transmission du quadripole.



Fig. 3

Dans une deuxième expérience, permutons les rôles de  $G_1$  et de  $G_2$ .

Nous supposons donc que  $G_1$  soit fermé sur une terminaison sans réflexion. Dans  $G_2$  est envoyée une onde incidente, caractérisée dans par les amplitudes :  $e_2, -h_2$ .

Il apparaîtra dans  $G_2$  une onde réfléchie :

$$\rho_2 e_2, \rho_2 h_2$$

et dans  $G_1$  une onde transmise ayant dans  $S_1$  les amplitudes :

$$t_2 e_1, -t_2 h_1$$

Nous allons étudier maintenant les propriétés des quatre coefficients

$$\rho_1, \rho_2, t_1, t_2$$

2) ÉGALITÉ DES COEFFICIENTS DE TRANSMISSION.

On sait que les équations de Maxwell permettent de démontrer le théorème de réciprocité suivant :

soient  $\vec{E}, \vec{H}$  les amplitudes complexes du champ électrique et du champ magnétique dans un milieu quelconque, (pourvu ou non de pertes) au cours d'une première expérience et soient  $\vec{E}', \vec{H}'$  les amplitudes dans une deuxième expérience.

Le vecteur  $\vec{V} = \vec{E} \times \vec{H}' - \vec{E}' \times \vec{H}$  a un flux conservatif. Plaçons nous d'abord dans le cas où le quadripole est limité par une enceinte  $\Sigma$  complètement fermée et appliquons ce théorème aux deux expériences qui ont été relatées au paragraphe 2.

Exprimons que le flux de  $\vec{V}$  à travers la surface  $\Sigma$  du quadripole est nul. Si nous supposons les parois parfaitement conductrices,  $\vec{V}$  leur est manifestement tangent : nous obtenons donc :

$$\begin{aligned} & \iint_{S_1} [-t_2 (1 + \rho_1) - t_2 (1 - \rho_1)] e_1 h_1 dS_1 \\ & = \iint_{S_2} [t_1 (-1 + \rho_2) - t_1 (1 + \rho_2)] e_2 h_2 dS_2 \end{aligned}$$

$$\text{ou } t_2 \iint_{S_1} e_1 h_1 dS_1 = t_1 \iint_{S_2} e_2 h_2 dS_2$$

ou enfin, compte tenu de l'égalité des deux intégrales :

$$t_1 = t_2 = t$$

On obtiendrait le même résultat dans le cas où l'enceinte est imparfaitement fermée (fig. 3). Il suffit de substituer à  $\Sigma$  l'ensemble de trois surfaces : la surface  $S_1$  infiniment voisine du système 1, la surface analogue  $S_2$  et la surface de l'infini.

Les deux coefficients de transmission sont donc égaux dans tous les cas. Remarquons qu'ils ont un sens énergétique, les énergies transmises dans les expériences 1 et 2 étant respectivement proportionnelles à leurs carrés.

Le coefficient de transmission énergétique d'un quadripole, dissipatif ou non, a donc même valeur dans les deux sens d'utilisation du quadripole.

### 3) IMPÉDANCES (RÉDUITES) D'UN QUADRIPOLE.

La connaissance des nombres complexes  $\rho_1, \rho_2, t$  permet d'exprimer la relation qui existe dans le cas général entre les amplitudes complexes  $E_1, H_1$  des champs dans  $S_1$  et les amplitudes complexes  $E_2, H_2$  des champs dans  $S_2$ .

En vertu de la linéarité des équations de Maxwell nous pouvons en effet considérer que le cas général résulte de la superposition de deux distributions ;

a) une distribution comportant une onde incidente :

$$\alpha_1 e_1, \alpha_1 h_1 \text{ dans } G_1$$

une onde réfléchie :

$$\alpha_1 \rho_1 e_1, -\alpha_1 \rho_1 h_1 \text{ dans } G_1$$

une onde transmise :

$$\alpha_1 t e_2, \alpha_1 t h_2 \text{ dans } G_2$$

b) une distribution comportant une onde incidente :

$$\alpha_2 e_2, -\alpha_2 h_2 \text{ dans } G_2$$

une onde réfléchie :

$$\alpha_2 \rho_2 e_2, \alpha_2 \rho_2 h_2 \text{ dans } G_2$$

une onde transmise :

$$\alpha_2 t e_1, -\alpha_2 t h_1 \text{ dans } G_1$$

En identifiant avec les distributions données, nous obtenons :

$$(12) \quad \begin{cases} E_1 = [\alpha_1 (1 + \rho_1) + \alpha_2 t] e_1 \\ H_1 = [\alpha_1 (1 + \rho_1) - \alpha_2 t] h_1 \\ E_2 = [\alpha_2 (1 + \rho_2) + \alpha_1 t] e_2 \\ H_2 = [\alpha_2 (-1 + \rho_2) + \alpha_1 t] h_2 \end{cases}$$

Introduisons les intensités électriques et magnétiques :

$$\begin{cases} i_{E,1} = \frac{E_1}{e_1} & i_{E,2} = \frac{E_2}{e_2} \\ i_{H,1} = \frac{H_1}{h_1} & i_{H,2} = \frac{H_2}{h_2} \end{cases}$$

Les équations (12) s'écrivent alors :

$$\begin{cases} i_{E,1} = \alpha_1 (1 + \rho_1) + \alpha_2 t \\ i_{H,1} = \alpha_1 (1 - \rho_1) - \alpha_2 t \\ i_{E,2} = \alpha_2 (1 + \rho_2) + \alpha_1 t \\ i_{H,2} = \alpha_2 (-1 + \rho_2) + \alpha_1 t \end{cases}$$

En éliminant  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  entre ces quatre relations, nous obtenons enfin :

$$(13) \quad \begin{cases} i_{E,1} = z_{1,1} i_{H,1} + z_{1,2} i_{H,2} \\ i_{E,2} = -z_{1,2} i_{H,1} + z_{2,2} i_{H,2} \end{cases}$$

Les coefficients  $z_{1,1}, z_{1,2}, z_{2,2}$  sont exprimés par les formules :

$$(14) \quad \begin{cases} z_{1,1} = \frac{1 + t^2 + \rho_1 - \rho_2 - \rho_1 \rho_2}{1 - t^2 - \rho_1 - \rho_2 + \rho_1 \rho_2} \\ z_{1,2} = \frac{-2t}{1 - t^2 - \rho_1 - \rho_2 + \rho_1 \rho_2} \\ z_{2,2} = \frac{-1 - t^2 + \rho_1 - \rho_2 + \rho_1 \rho_2}{1 - t^2 - \rho_1 - \rho_2 + \rho_1 \rho_2} \end{cases}$$

En résolvant ces équations en  $\rho_1, \rho_2, t$ , on trouve :

$$(15) \quad \begin{cases} \rho_1 = \frac{z_{1,1} + z_{2,2} - (z_0^2 + 1)}{z_{1,1} - z_{2,2} - z_0^2 + 1} \\ \rho_2 = \frac{-(z_{1,1} + z_{2,2}) - (z_0^2 + 1)}{z_{1,1} - z_{2,2} - z_0^2 + 1} \\ t = \frac{-2z_{1,2}}{z_{1,1} - z_{2,2} - z_0^2 + 1} \end{cases}$$

Dans ces formules, on a posé :

$$z_0^2 = z_{1,2}^2 + z_{1,1} z_{2,2}$$

Le quadripole peut indifféremment être caractérisé par  $\rho_1, \rho_2, t$  ou par les coefficients  $z_{1,1}, z_{1,2}, z_{2,2}$  que nous appellerons « impédances du quadripole ».

Dans le cas où le quadripole est utilisé en liaison avec deux lignes de transmission d'impédances caractéristiques respectives  $Z_{c,1}$  et  $Z_{c,2}$  les formules (13) peuvent s'exprimer à l'aide des tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et des courants  $I_1$ ,  $I_2$  d'entrée et de sortie. En utilisant les formules (4) et (5) on obtient.

$$\frac{|V_1|}{\sqrt{Z_{c,1}}} = z_{1,1} \sqrt{Z_{c,1}} I_1 + z_{1,2} \sqrt{Z_{c,2}} I_2$$

$$\frac{V_2}{\sqrt{Z_{c,2}}} = -z_{1,2} \sqrt{Z_{c,1}} I_1 + z_{2,2} \sqrt{Z_{c,2}} I_2$$

$$\begin{cases} V_1 = Z_{1,1} I_1 + Z_{1,2} I_2 \\ V_2 = -Z_{1,2} I_1 + Z_{2,2} I_2 \end{cases}$$

en posant

$$\begin{cases} Z_{1,1} = z_{1,1} Z_{c,1} \\ Z_{1,2} = z_{1,2} \sqrt{Z_{c,1} \cdot Z_{c,2}} \\ Z_{2,2} = z_{2,2} Z_{c,2} \end{cases}$$

On retrouve les formules classiques de la théorie des circuits.

4) QUADRIPOLES SANS PERTES.

Si nous admettons que le quadripole considéré ne dissipe pas d'énergie, nous pouvons en déduire des particularités concernant soit

$$\rho_1, \rho_2, t \text{ soit } z_{1,1}, z_{1,2}, z_{2,2}.$$

a) Coefficients de transmission et de réflexion.

Le caractère non dissipatif s'exprime en annulant la partie réelle de :

$$\iint_{S_1} \frac{E_1 H_1^* dS_1}{8 \pi} - \iint_{S_2} \frac{E_2 \cdot H_2^* dS_2}{8 \pi}$$

Compte tenu des relations (12), l'expression ci-dessus apparaît comme proportionnelle à :

$$[\alpha_1 (1 + \rho_1) + \alpha_2 t] [\alpha_1 (1 - \rho_1) - \alpha_2 t]^* - [\alpha_2 (1 + \rho_2) + \alpha_1 t] [\alpha_2 (-1 + \rho_2) + \alpha_1 t]^*$$

dont la partie réelle est :

$$\alpha_1 \alpha_1^* [1 - |\rho_1|^2 - |t|^2] - \alpha_2 \alpha_2^* [1 - |\rho_2|^2 - |t|^2] - (\alpha_1 \alpha_2^* + \alpha_1^* \alpha_2) \times \text{Partie réelle de } (\rho_1 t^* + \rho_2^* t)$$

$\alpha_1$  et  $\alpha_2$  étant deux nombres complexes indépendants, les trois nombres réels

$$\alpha_1 \alpha_1^*, \alpha_2 \alpha_2^*, \alpha_1 \alpha_2^* + \alpha_1^* \alpha_2$$

sont également indépendants.

On en déduit les trois relations :

$$\begin{cases} |\rho_1|^2 + |t|^2 = 1 \\ |\rho_2|^2 + |t|^2 = 1 \end{cases}$$

Partie réelle de  $(\rho_1 t^* + \rho_2^* t) = 0$

Les deux premières permettent de poser :

$$\begin{cases} t = \sin \varphi e^{j\Psi} \\ \rho_1 = j \cos \varphi e^{j\Psi_1} \\ \rho_2 = j \cos \varphi e^{j\Psi_2} \end{cases}$$

$\varphi, \Psi, \Psi_1, \Psi_2$  étant réels.

On déduit alors de la troisième :

$$\sin(\Psi_1 - \Psi) + \sin(\Psi_2 - \Psi) = 0$$

ou :

$$\sin\left(\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} - \Psi\right) \cos\left(\frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}\right) = 0$$

En général  $\Psi_1$  et  $\Psi_2$  ne sont liés par aucune relation. Il suffit en effet de changer une section,  $S_1$  par exemple pour modifier  $\Psi_1$  sans changer  $\Psi_2$ .

On a donc nécessairement :

$$\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} - \Psi = k \pi$$

Finalement, les expressions des coefficients de transmission et de réflexion sont, pour un quadripole sans pertes.

$$(16) \begin{cases} t = \pm \sin \varphi e^{j\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2}} \\ \rho_1 = j \cos \varphi e^{j\Psi_1} \\ \rho_2 = j \cos \varphi e^{j\Psi_2} \end{cases}$$

Ils dépendent de trois paramètres réels  $\varphi, \Psi_1, \Psi_2$ . On peut d'ailleurs toujours choisir  $\varphi$  de façon à avoir le signe + dans la première de ces formules.

b) Impédances.

La puissance dissipée est, d'après la formule (6) la partie réelle de :

$$\frac{i_{E_1} \cdot i_{H_1}^* - i_{E_2} \cdot i_{H_2}^*}{2}$$

ou, en utilisant les relations (13) de :

$$\frac{z_{1,1} i_{H_1} i_{H_1}^* + z_{1,2} (i_{H_2} i_{H_1}^* + i_{H_2}^* i_{H_1}) - z_{2,2} i_{H_2} i_{H_2}^*}{2}$$

La partie réelle de cette quantité est :

$$R(z_{1,1}) |i_{H_1}|^2 + R(z_{1,2}) [i_{H_2} i_{H_1}^* + i_{H_2}^* i_{H_1}] - R(z_{2,2}) |i_{H_2}|^2$$

(le symbole  $R$  indiquant la partie réelle)

$i_{H_1}$  et  $i_{H_2}$  étant deux nombres complexes indépendants on en déduit :

$$R(z_{1,1}) = R(z_{1,2}) = R(z_{2,2}) = 0$$

On posera donc ici :

$$z_{1,1} = j s_{1,1}$$

$$z_{1,2} = j s_{1,2}$$

$$z_{2,2} = j s_{2,2}$$

$s_{1,1}, s_{1,2}, s_{2,2}$  étant réels.

Les relations (13) s'écriront =

$$(17) \begin{cases} i_{E_1} = j s_{1,1} i_{H_1} + j s_{1,2} i_{H_2} \\ i_{E_2} = j s_{1,2} i_{H_1} + j s_{2,2} i_{H_2} \end{cases}$$

Enfin, en utilisant les formules 14 et 16, nous pouvons exprimer  $s_{1,1}$ ,  $s_{1,2}$ ,  $s_{2,2}$  en fonction des angles  $\varphi$ ,  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ .

Le résultat de ce calcul est :

$$(18) \quad \begin{aligned} s_{1,1} &= \frac{\cos \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} - \cos \varphi \sin \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}}{\sin \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}} \\ s_{1,2} &= \frac{-\sin \varphi}{\sin \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}} \\ s_{2,2} &= \frac{-\cos \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} - \cos \varphi \sin \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}}{\sin \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}} \end{aligned}$$

En résumé, un quadripôle non dissipatif peut être caractérisé par les angles réels  $\varphi$ ,  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ .

Ceux-ci permettent de calculer simplement les coefficients de réflexion et de transmission  $\rho_1$ ,  $\rho_2$  et  $l$  (formules 16) et les impédances (formules 18).

Remarquons enfin qu'il est souvent possible de choisir arbitrairement les sections de guide  $S_1$  et  $S_2$  qui limitent le quadripôle. Si l'on remplace  $S_1$  par une section  $S'_1$  située à la distance  $d$  en s'éloignant du quadripôle, on déduit de la formule :

$$\rho' = \rho e^{-4\pi jd/\lambda_g}$$

la relation :

$$\Psi'_1 = \Psi_1 - 4\pi \frac{d}{\lambda_g}$$

$\Psi'_1$  étant la nouvelle valeur de  $\Psi_1$ . On peut profiter de cette arbitraire pour rendre égaux les coefficients de réflexion qui ne diffèrent que par leur argument.

Dans ce cas, on peut poser :

$$\begin{cases} \Psi_1 = \Psi_2 = \Psi_0 \\ \Psi' = \Psi_0 + k\pi \end{cases}$$

les formules (16) et (18) deviennent respectivement :

$$(19) \quad \begin{cases} l = \sin \varphi e^{j\Psi_0} \\ \rho_1 = \rho_2 = j \cos \varphi e^{j\Psi_0} \end{cases}$$

$$(20) \quad \begin{cases} s_{1,1} = \frac{\cos \Psi_0}{\sin \Psi_0 + \cos \varphi} \\ s_{1,2} = \frac{-\sin \varphi}{\sin \Psi_0 + \cos \varphi} \\ s_{2,2} = \frac{-\cos \Psi_0}{\sin \Psi_0 + \cos \varphi} \end{cases}$$

On obtient ipso facto ces formules dans le cas d'un quadripôle géométriquement symétrique tel par exemple qu'un tronçon de guide ou de ligne de transmission.

### 5) MATRICE DE CHAÎNE.

Il est souvent commode, en particulier pour étudier des chaînes de quadripôles, d'exprimer les

intensités d'entrée en fonction des intensités de sortie.

Les équations (13) résolues dans ce sens s'écrivent :

$$(21) \quad \begin{cases} i_{E1} = a i_{E2} + b i_{H2} \\ i_{H1} = c i_{E2} + d i_{H2} \end{cases}$$

Si l'on pose :

$$(22) \quad \begin{cases} a = -\frac{z_{1,1}}{z_{1,2}} \\ b = \frac{z_{1,2}^2 + z_{1,1} z_{2,2}}{z_{1,2}} \\ c = -\frac{1}{z_{1,2}} \\ d = \frac{z_{2,2}}{z_{1,2}} \end{cases}$$

En éliminant les trois impédances entre les quatre équations (22), on obtient la relation :

$$(23) \quad ad - bc = 1$$

Résolues en  $z_{1,1}$ ,  $z_{1,2}$ ,  $z_{2,2}$ , les équations (22) et (23) fournissent :

$$(24) \quad \begin{cases} z_{1,1} = \frac{a}{c} \\ z_{1,2} = -\frac{1}{c} \\ z_{2,2} = -\frac{d}{c} \end{cases}$$

De plus, si nous introduisons le groupement :

$$z_0^2 = z_{1,2}^2 + z_{1,1} \cdot z_{2,2}$$

que nous aurons encore l'occasion de rencontrer, celui-ci s'exprime par :

$$(24 \text{ bis}) \quad z_0^2 = -\frac{b}{c}$$

La matrice  $\begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix}$  s'appelle matrice de chaîne.

Si le quadripôle n'est pas dissipatif, les formules (22) deviennent :

$$(25) \quad \begin{cases} a = -\frac{s_{1,1}}{s_{1,2}} = A \\ b = j \frac{(s_{1,2}^2 + s_{1,1} \cdot s_{2,2})}{s_{1,2}} = j B \\ c = \frac{j}{s_{1,2}} = -j C \\ d = \frac{s_{2,2}}{s_{1,2}} = D \end{cases}$$

Dans ce cas, les formules (21) s'écrivent donc :

$$(26) \quad \begin{cases} i_{E1} = A i_{E2} + j B i_{H2} \\ i_{H1} = -j C i_{E2} + D i_{H2} \end{cases}$$

A, B, C, D, étant quatre coefficients réels, liés par la relation :

$$AD - BC = 1$$

Les coefficients  $A, B, C, D$  ont été exprimés en fonction des impédances du quadripole par les formules (25). On peut aussi les exprimer en fonction des angles  $\varphi, \Psi_1, \Psi_2$ .

Il suffit d'associer aux formules (25) les formules (18); on obtient ainsi :

$$(27) \quad A = \frac{+\cos \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} - \cos \varphi \sin \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}}{\sin \varphi}$$

$$(28) \quad B = \frac{-1 + \cos^2 \varphi \cos^2 \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2} + \cos^2 \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2}}{\sin \varphi \left[ \sin \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2} \right]}$$

$$(29) \quad C = \frac{\sin \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}}{\sin \varphi}$$

$$(30) \quad D = \frac{\cos \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2} + \cos \varphi \cos \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2}}{\sin \varphi}$$

Dans le cas où les plans de référence ont été choisis de façon à obtenir :

$$\Psi_1 = \Psi_2 = \Psi_0$$

les relations ci-dessus s'écrivent :

$$(31) \quad A = \frac{\cos \Psi_0}{\sin \varphi}$$

$$(32) \quad B = \frac{-\sin^2 \varphi + \cos^2 \Psi_0}{\sin \varphi (\sin \Psi_0 + \cos \varphi)}$$

$$(33) \quad C = \frac{\sin \Psi_0 + \cos \varphi}{\sin \varphi}$$

$$(34) \quad D = \frac{\cos \Psi_0}{\sin \varphi}$$

#### 6) TRANSFORMATION D'IMPÉDANCE DUE A UN QUADRIPOLE.

Des équations (21) on peut immédiatement déduire la relation qui existe entre l'impédance réduite d'entrée  $z_1$  d'un quadripole et son impédance réduite de sortie  $z_2$  :

$$(35) \quad z_1 = \frac{a z_2 + b}{c z_2 + d} = \frac{z_{1,1} z_2 - z_0^2}{z_2 - z_{2,2}}$$

L'impédance d'entrée est donc fonction homographique de l'impédance de sortie.

Si le quadripole n'est pas dissipatif, la formule (35) s'écrit à l'aide des 4 coefficients réels  $A, B, C, D$ .

$$(36) \quad z_1 = \frac{j A z_2 - B}{C z_2 + j D}$$

#### 7) TRANSFORMATION DES COEFFICIENTS DE RÉFLEXION PAR UN QUADRIPOLE.

On peut également exprimer sans peine la relation entre le coefficient de réflexion  $\rho'_1$  à l'entrée du quadripole et le coefficient de réflexion  $\rho'_2$  à la sortie.

En utilisant les deux expériences décrites au paragraphe 4 on obtient immédiatement :

$$\frac{j}{\rho'_1} = \frac{\alpha_1 \rho_1 + \alpha_2 l}{\alpha_1} = \rho_1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} l.$$

$$\frac{1}{\rho'_2} = \frac{\alpha_2 \rho_2 + \alpha_1 l}{\alpha_2} = \rho_2 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} l.$$

ou en éliminant  $\frac{\alpha_1}{\alpha_2}$  entre ces deux équations :

$$(37) \quad (\rho'_1 - \rho_1) \left( \frac{1}{\rho'_2} - \rho_2 \right) = l^2$$

On en déduit :

$$(38) \quad \rho'_1 = \frac{\rho_1 + (l^2 - \rho_1 \rho_2) \rho'_2}{1 - \rho_2 \rho'_2}$$

En particulier, pour un quadripole sans pertes, cette relation s'écrit, par utilisation des formules (16) :

$$(39) \quad \rho'_1 = \frac{j \cos \varphi e^{j\Psi_1} + e^{j(\Psi_1 + \Psi_2)} \rho'_2}{1 - j \cos \varphi e^{j\Psi_2} \rho'_2}$$

#### 8) ADAPTATION D'IMPÉDANCES.

On dit qu'un quadripole sans pertes réalise l'adaptation d'impédance d'un guide  $G_1$  et d'un guide  $G_2$  illimité, quand une onde incidente envoyée dans  $G_1$  est transmise sans réflexion dans  $G_2$ .

Par définition, l'adaptation d'impédance correspond donc à :

$$\rho_1 = 0$$

ou  $\cos \varphi = 0$

On en déduit immédiatement :  $\rho_2 = 0$ .

Si l'adaptation d'impédance est réalisée dans un sens elle l'est également dans l'autre sens.

On en déduit aussi :  $|l| = 1$ .

L'énergie incidente est totalement transmise à travers le quadripole.

Les divers coefficients quadripolaires s'expriment alors à l'aide du seul paramètre :

$$\Psi = \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{2}$$

En particulier les coefficients  $A, B, C, D$  sont, d'après les formules (27) à (30).

$$(40) \quad \begin{cases} A = \cos \Psi \\ B = -\sin \Psi \\ C = \sin \Psi \\ D = \cos \Psi \end{cases}$$

Si maintenant  $G_2$  est fermé sur une impédance réduite  $z_2$ , la formule (36) de transformation d'impédance fournit :

$$(41) \quad z_1 = \frac{z_2 - j \operatorname{tg} \Psi}{1 - j z_2 \operatorname{tg} \Psi}$$

La formule (39) relative au coefficient de réflexion s'écrit :

$$(42) \quad \rho'_1 = e^{2j\Psi} \rho'_2$$

Le coefficient de reflexion est conservé en valeur absolue. Seul son argument est modifié.

On se trouve en particulier dans le cas d'un quadripole adapté quand on relie deux guides identiques par un tronçon de guide de même nature de longueur  $l$ .

L'angle  $\Psi$  est alors donné évidemment par :

$$(43) \quad \Psi = -\frac{2\pi l}{\lambda_g}$$

$\lambda_g$  étant la longueur d'onde dans le guide.

Les formules (41) et (42) s'identifient alors aux formules des lignes bien connues :

$$(44) \quad z_1 = \frac{z_2 + j \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{1 + j z_2 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}$$

$$(45) \quad \rho'_1 = e^{-1-j\lambda} \rho'_2$$

9) DÉTERMINATION DES CONSTANTES D'UN QUADRIPOLE SANS PERTES.

Pour déterminer les trois constantes d'un quadripole sans pertes, il suffit d'utiliser celui-ci entre un guide  $G_1$  pourvu des dispositifs classiques de

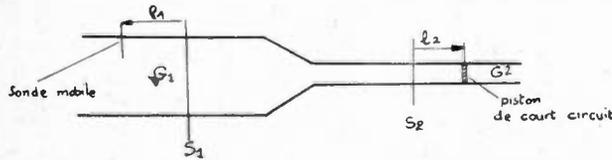


Fig. 4

prospection des ondes stationnaires et un guide  $G_2$  fermé par un piston de court circuit mobile (Fig. 4).

L'impédance d'entrée de  $G_2$  s'obtient en faisant  $z_2 = 0$  dans la formule 44.

Elle vaut donc :  $j \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}}$

L'impédance d'entrée du quadripole est alors, d'après la formule (36) :

$$(46) \quad z_1 = \frac{-A \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} - B}{j C \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} + j D}$$

Or  $z_1$  peut être déterminé par mesure de la distance  $l_1$  à l'entrée du quadripole d'un nœud de champ électrique.

En ce point, l'impédance est nulle :  $z_1$  est donc l'impédance d'un tronçon de guide de longueur  $l_1$  dont l'impédance d'entrée est nulle.

On déduit de la formule (44) :

$$0 = z_1 + j \operatorname{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{g1}}$$

D'où :  $z_1 = -j \operatorname{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{g1}}$

En portant cette valeur dans l'équation (46) nous obtenons finalement :

$$(47) \quad \operatorname{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{g1}} = \frac{-A \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} - B}{C \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} + D}$$

On mesurera donc les quantités :

$$\left\{ \begin{aligned} \xi_1 &= \operatorname{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{g1}} \\ \xi_2 &= \operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} \end{aligned} \right.$$

et on tracera l'hyperbole d'équation :

$$(48) \quad \xi_1 = -\frac{A \xi_2 + B}{C \xi_2 + D}$$

On en déduira les coefficients  $A, B, C, D$  compte tenu de  $AD - BC = 1$ .

Examinons le cas particulier où le quadripole étudié réalise l'adaptation d'impédance du guide  $G_1$  et du guide  $G_2$ . On a vu qu'on a dans ce cas : (formules 40)

$$\left\{ \begin{aligned} A &= D = + \cos \Psi \\ B &= -C = - \sin \Psi \end{aligned} \right.$$

La formule (47) devient :

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{g1}} = \frac{-\operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} + \operatorname{tg} \Psi}{\operatorname{tg} \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} \operatorname{tg} \Psi + 1} = \operatorname{tg} \left( \Psi - \frac{2\pi l_2}{\lambda_{g2}} \right)$$

ou :

$$(49) \quad \frac{l_1}{\lambda_{g1}} + \frac{l_2}{\lambda_{g2}} = \frac{\Psi}{2\pi} + \frac{k}{2} \quad (k \text{ étant un entier arbitraire})$$

La variation de  $l_1$  en fonction de  $l_2$  est donc linéaire. Dans le cas général, on obtient au contraire une courbe ayant l'aspect indiqué figure 5.

Connaissant  $A, B, C, D$  nous pouvons calculer  $\rho_1, \rho_2, t$ .

En effet, quand le guide de sortie  $G_2$  d'un quadripole est fermé par une terminaison sans reflexion l'impédance réduite de sortie est :

$$z_2 = 1$$

L'impédance d'entrée est, d'après la formule (36) :

$$z_1 = \frac{jA - B}{C + jD}$$

On en déduit :

$$(50) \quad \rho = \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1} = \frac{A - D + j(B + C)}{A + D + j(B - C)}$$

On démontre de même :

$$(51) \quad \rho_2 = \frac{-(A - D) + j(B + C)}{A + D + j(B - C)}$$

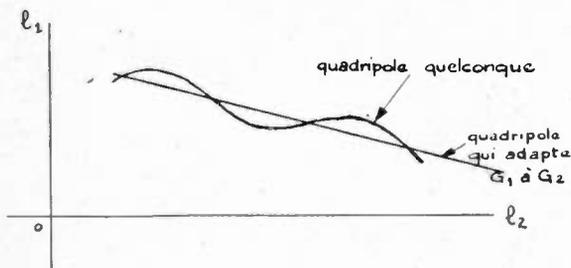


Fig. 5

Si l'onde incidente, envoyée dans le guide d'entrée  $G_1$ , est l'onde de référence, tandis que  $G_2$  est fermé sur  $z_2 = 1$  l'intensité électrique à l'entrée est :

$$i_{E_1} = 1 + \rho_1$$

L'intensité électrique à la sortie est :

$$i_{E_2} = t$$

L'intensité magnétique à la sortie est :

$$i_{H_2} = t$$

En portant ces valeurs dans la première des formules (26) nous obtenons :

$$1 + \rho_1 = (A + jB) t$$

D'où :

$$(52) \quad t = \frac{2}{A + D + j(B - C)}$$

En introduisant dans ces formules les impédances grâce aux relations (25), nous obtenons :

$$(53) \quad \rho_1 = \frac{s_{1,1} + s_{2,2} - j(s_0^2 - 1)}{s_{1,1} - s_{2,2} - j(s_0^2 + 1)}$$

$$(54) \quad \rho_2 = \frac{-(s_{1,1} + s_{2,2}) - j(s_0^2 - 1)}{s_{1,1} - s_{2,2} - j(s_0^2 + 1)}$$

$$(55) \quad t = \frac{-2 s_{1,2}}{s_{1,1} - s_{2,2} - j(s_0^2 + 1)}$$

Ces relations sont un cas particulier des formules (15). On a posé :

$$s_0^2 = s_{1,2}^2 + s_{1,1} \cdot s_{2,2}$$

10) CELLULE EN T ÉQUIVALENTE A UN QUADRIPOLE. IMPÉDANCE EN SÉRIE. IMPÉDANCE EN PARALLÈLE.

A) Généralités.

Suivant un résultat bien connu de la théorie des circuits tout quadripole (qui dépend de trois paramètres complexes,  $a, b, d$ ) peut être remplacé par une cellule comportant trois impédances  $z_A, z_B, z_C$ .

Pour garder à ce paragraphe la généralité du reste de l'exposé nous considérerons ces impédances com-

me des impédances réduites obéissant à la loi d'ohm sous la forme :

$$i_E = z i_H$$

Elles peuvent être disposées comme l'indique la figure, constituant alors une cellule en T.

On peut immédiatement écrire, pour cette cellule, les relations :

$$i_{E_1} - z_A i_{H_1} = z_B (i_{H_1} - i_{H_2}) = i_{E_2} + z_C i_{H_2}$$

On en déduit :

$$i_{E_1} = (z_A + z_B) i_{H_1} - z_B i_{H_2}$$

et : 
$$i_{E_2} = z_B i_{H_1} - (z_C + z_B) i_{H_2}$$

Nous pouvons donc identifier ces équations à celles d'un quadripole quelconque en posant :

$$\begin{cases} z_{1,1} = z_A + z_B \\ z_{1,2} = -z_B \\ z_{2,2} = -(z_C + z_B) \end{cases}$$

D'où : 
$$z_0^2 = -(z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A)$$

On en déduit d'après les formules 15 :

$$(56) \quad \rho_1 = \frac{z_A - z_C + z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A - 1}{z_A + z_C + 2z_B + z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A + 1}$$

$$(57) \quad \rho_2 = \frac{z_C - z_A + z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A - 1}{z_A + z_C + 2z_B + z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A + 1}$$

$$(58) \quad t = \frac{2 z_B}{z_A + z_C + 2z_B + z_A z_B + z_B z_C + z_C z_A + 1}$$

On peut également établir ces expressions par un calcul direct. Si on les résoud en  $z_A, z_B, z_C$ , on obtient :

$$(59) \quad z_A = \frac{1 + \rho_1 - \rho_2 - \rho_1 \rho_2 - 2t + t^2}{1 - (\rho_1 + \rho_2) + \rho_1 \rho_2 - t^2}$$

$$(60) \quad z_C = \frac{1 - \rho_1 + \rho_2 - \rho_1 \rho_2 - 2t + t^2}{1 - (\rho_1 + \rho_2) + \rho_1 \rho_2 - t^2}$$

$$(61) \quad z_B = \frac{2t}{1 - (\rho_1 + \rho_2) + \rho_1 \rho_2 - t^2}$$

B) Cas particuliers.

a) Cellules géométriquement ou électriquement symétriques.

On a alors :  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$

$$(62) \quad \begin{cases} z_A = z_C = \frac{1 + \rho - t}{1 - \rho + t} \\ z_B = \frac{2t}{(1 - \rho + t)(1 - \rho - t)} \end{cases}$$

b) Quadripoles à diffraction symétrique.

On appelle quadripoles à diffraction symétrique des quadripoles qui produisent des champs électriques propres identiques des deux côtés du guide, quel que soit le côté d'où vient l'onde incidente.

Or, le champ électrique propre, rayonné vers l'avant quand il arrive un champ électrique incident 1 est  $\rho_1$ . Le champ électrique propre, rayonné vers l'arrière est donc aussi  $\rho_1$ . Il s'ajoute au champ incident ; d'où :  $t = 1 + \rho_1$ .

De même :  $t = 1 + \rho_2$ .

Les formules du paragraphe a) deviennent donc ici :

$$\begin{cases} z_A = z_C = 0 \\ z_B = -\frac{\rho + 1}{2\rho} \end{cases}$$

La cellule équivalente se réduit à une impédance en parallèle.

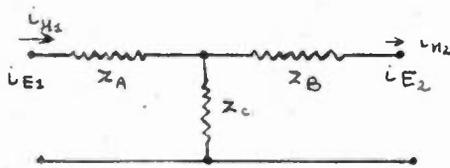


Fig. 6

Remarquons qu'un tel quadripole rayonne un champ magnétique propre antisymétrique.

c) Quadripoles à diffraction antisymétrique.

On appelle ainsi des quadripoles qui produisent des champs électriques propres antisymétriques des deux côtés du guide. C'est ici le champ magnétique propre qui est symétrique.

D'où :  $t = 1 - \rho_1 = 1 - \rho_2$

On a donc :  $\rho_1 = \rho_2 = 1 - t$

Les formules du paragraphe a) fournissent ici :

$$\begin{cases} z_B = \infty \\ z_A = z_C = \frac{\rho}{1 - \rho} \end{cases}$$

La cellule équivalente se réduit donc à une impédance en série :

$$z_A + z_C = \frac{2\rho}{1 - \rho}$$

C) Obstacles minces placés dans une section droite du guide.

Soit  $\vec{E}$  la composante transversale du champ incident. Le champ propre rayonné par l'obstacle doit être tel qu'à la surface de l'obstacle sa composante transversale soit égale à  $-\vec{E}$ .

Le déphasage de  $\vec{E}$  d'une face à l'autre étant négligeable, on voit donc que la condition imposée au champ électrique propre de l'obstacle est symétrique par rapport au plan de celui-ci.

Le champ électrique rayonné par l'obstacle est donc symétrique. Tout obstacle mince placé dans une section droite est donc équivalent à une impédance en parallèle.

### 11) ASSOCIATION DE DEUX QUADRIPOLES.

Disposons l'un derrière l'autre deux quadripoles. Soient  $\rho_1, \rho_2, t$  les coefficients de réflexion et de transmission du premier,  $\rho'_1, \rho'_2, t'$  les coefficients correspondants du second.

On démontre sans peine les formules qui permettent de calculer les coefficients de réflexion  $r_1, r_2$  et le coefficient de transmission  $T$  du quadripole constitué par l'ensemble.

Ces formules sont :

$$\begin{cases} r_1 = \frac{\rho_1 + (t^2 - \rho_1 \rho_2) \rho'_1}{1 - \rho_2 \rho'_1} \\ r_2 = \frac{\rho'_2 + (t'^2 - \rho'_1 \rho'_2) \rho_2}{1 - \rho_2 \rho'_1} \\ T = \frac{t t'}{1 - \rho_2 \rho'_1} \end{cases}$$

### III. — Généralisation — Multipoles.

1) DÉFINITION. — HYPOTHÈSES.

Les résultats établis pour les quadripoles peuvent être généralisés au cas où l'enceinte  $\Sigma$  est pourvue non seulement de deux guides mais d'un nombre quelconque  $n$  de ceux-ci.

Elle constitue alors un multipole d'ordre  $2n$  (Fig. 7). Nous nous placerons dans les mêmes hypothèses que plus haut : linéarité des équations qui définissent les champs à l'intérieur du multipole ;

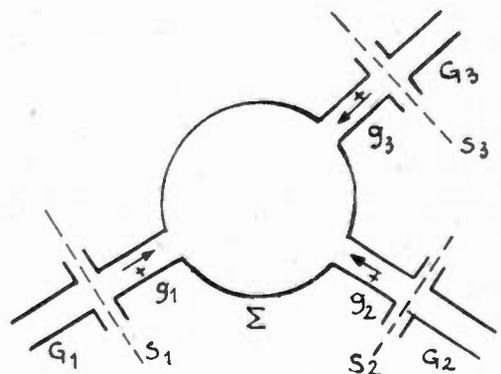


Fig. 7

existence d'un seul type d'onde au voisinage de la surface de raccordement  $S_m$  de chacun des guides  $g_m$ .

Nous désignerons par  $e_m, h_m$  les amplitudes (réelles) des champs transportés par l'onde de référence d'un guide  $g_m$ .

Nous choisirons comme sens positif de propagation dans  $g_m$  celui qui va du guide vers le multipole.

Dans l'étude particulière du quadripole nous avons trouvé plus commode d'adopter une convention différente, utilisant le sens positif dans le guide  $g_1$  qui était relié au circuit d'utilisation et le sens inverse dans le guide  $g_2$  relié au générateur.

Par contre, pour une théorie générale, on obtient une écriture plus symétrique des équations en ne particularisant aucun des guides et en adoptant une convention uniforme pour le choix du sens positif.

D'ailleurs, il est aisé de voir que si dans un guide on change le sens positif, il apparaît les modifications suivantes :

une des quantités  $i_E$  ou  $i_H$  relatives à une onde donnée demeure invariante tandis que l'autre se change en sens opposé ;

l'impédance réduite  $z$  se change donc en sens opposé.

Par contre, le coefficient de réflexion, qui peut-être défini en faisant intervenir uniquement le champ électrique et indépendamment du choix d'un sens positif de propagation demeure constant.

Il en est de même du coefficient de transmission d'un quadripole si l'on ne change pas le sens des axes sur lesquels on mesure algébriquement le champ électrique en chaque point des sections terminales.

2) COEFFICIENTS DE RÉFLEXION. MATRICE DE RÉFLEXION.

Supposons que nous fermions tous les guides par des terminaisons sans réflexion, à l'exception du guide  $g^m$  que nous relierons à un générateur.

Celui-ci peut être choisi de façon telle que l'onde progressive incidente, qui se propage dans  $g_m$  dans le sens positif, ait pour amplitudes complexes dans  $S_m$  les nombres réels  $e_m, h_m$ .

Il apparaît alors dans  $g_m$  une onde réfléchie d'amplitudes  $\rho_{mm} e_m, -\rho_{mm} h_m, \rho_{mm}$  étant un coefficient complexe constant. De même dans un quelconque  $g_m$  des autres guides il apparaît une onde progressive qui se déplace dans le sens négatif et dont les amplitudes sont :

$$\rho_{m,p} e, -\rho_{m,p} h_p$$

$\rho_{m,p}$  étant un coefficient complexe constant.

On peut donc caractériser le multipole d'ordre  $n$  par un tableau carré de  $n^2$  coefficients complexes.

$\rho_{1.1}$	$\rho_{1.2}$	$\rho_{1.3}$	.....	$\rho_{1.n}$
$\rho_{2.1}$	$\rho_{2.2}$	$\rho_{2.3}$	.....	$\rho_{2.n}$
— — — — —	— — — — —	— — — — —	— — — — —	— — — — —
$\rho_{n.1}$	$\rho_{n.2}$	$\rho_{n.3}$		$\rho_{n.n}$

Ces coefficients sont appelés coefficients de réflexion.

Le tableau ci-dessus constitue une matrice que nous désignerons par  $[\rho]$  et que nous appellerons « matrice de réflexion » du multipole.

3) SYMÉTRIE DE LA MATRICE DE REFLEXION.

Si nous fermons tous les guides d'un multipole sur des impédances fixes, à l'exception de deux d'entre eux  $g_m$  et  $g_p$  nous obtenons un quadripole. Choisissons ces impédances de façon qu'elles constituent des terminaisons sans réflexion. Dans ce cas les coefficients de réflexion du quadripole obtenu sont précisément les coefficients  $\rho_{m,m}, \rho_{p,p}, \rho_{m,p}$  et  $\rho_{p,m}$  du multipole. Or on déduit la relation :

$$\rho_{m,p} = \rho_{p,m}$$

La matrice  $[\rho]$  est donc symétrique.

Le nombre de coefficients indépendants, pour un multipole d'ordre  $2n$  est donc :  $\frac{n(n+1)}{2}$

4) MATRICE IMPÉDANCE.

Imaginons maintenant que nous envoyions dans chaque guide une onde incidente d'amplitudes  $\alpha_m e_m, \alpha_m h_m$  c'est-à-dire d'intensités :

$$\left\{ \begin{array}{l} i'_{Em} = \alpha_m \\ i'_{Hm} = \alpha_m \end{array} \right.$$

Nous obtiendrons des ondes réfléchies d'intensités :

$$(63) \quad \left\{ \begin{array}{l} i''_{Em} = \sum_p \rho_{pm} \alpha = \sum_p \rho_{pm} i'_{Em} \\ i''_{Hm} = -\sum_p \rho_{pm} \alpha_m = -\sum_p \rho_{pm} i'_{Hm} \end{array} \right.$$

Désignons par  $\vec{i}'_E$  le vecteur de composantes  $i'_{E1}, i'_{E2}, \dots$

Introduisons de même les vecteurs  $\vec{i}'_H, \vec{i}''_E, \vec{i}''_H, \vec{\alpha}$ .

Les relations ci-dessus s'écrivent :

$$(64) \quad \left\{ \begin{array}{l} \vec{i}''_E = [\rho] \vec{\alpha} = [\rho] \vec{i}'_E \\ \vec{i}''_H = -[\rho] \vec{\alpha} = -[\rho] \vec{i}'_H \end{array} \right.$$

Ces expressions généralisent les formules (2) relatives au coefficient de réflexion d'un dipole. Désignons enfin par  $i_{Em}$  et  $i_{Hm}$  les intensités totales dans le guide. Les vecteurs correspondants ont pour expressions :

$$(65) \quad \vec{i}_E = \vec{i}'_E + \vec{i}''_E = [1 + \rho] \vec{\alpha}$$

$$(66) \quad \vec{i}_H = \vec{i}'_H + \vec{i}''_H = [1 - \rho] \vec{\alpha}$$

De la relation (66), on déduit :

$$(67) \quad \vec{\alpha} = [1 - \rho]^{-1} \vec{i}_H$$

$$\text{D'où : } \vec{i}_E = [1 + \rho] [1 - \rho]^{-1} \vec{i}_H$$

La matrice :

$$(68) \quad [z] = [1 + \rho] [1 - \rho]^{-1}$$

est appelée matrice impédance.

Son introduction permet d'écrire la relation (67) sous la forme :

$$(69) \quad \vec{i}_E = [z] \vec{i}_H$$

On peut aussi introduire la « matrice admittance » :

$$(70) \quad [y] = [z]^{-1}$$

$$(71) \quad \text{et écrire : } \vec{i}_H = [y] \vec{i}_E$$

En d'autres termes, les intensités électriques  $i_{E1}, i_{E2}, i_{E3}, \dots$  sont fonctions linéaires et homogènes des intensités magnétiques  $i_{H1}, i_{H2}, i_{H3}, \dots$

$$(72) \begin{cases} i_{E1} = z_{1,1} i_{H1} + z_{1,2} i_{H2} + \dots + z_{1,n} i_{Hn} \\ i_{E2} = z_{2,1} i_{H1} + z_{2,2} i_{H2} + \dots + z_{2,n} i_{Hn} \\ \dots \\ i_{En} = z_{n,1} i_{H1} + z_{n,2} i_{H2} + \dots + z_{n,n} i_{Hn} \end{cases}$$

Les coefficients  $z_{m,p}$  de ces formules sont appelés impédances du multipole ; ils constituent la matrice impédance.  $[z]$ .

La formule (68) donne la possibilité de calculer ces coefficients à partir des coefficients  $\rho$ .

Montrons que la symétrie de la matrice  $[\rho]$  entraîne celle de  $[z]$ . En effet, posons :

$$[A] = [1 + \rho]$$

$$[B] = [1 - \rho]$$

$$\text{D'où : } [Z] = [A] [B]^{-1}$$

Les deux matrices  $[A]$  et  $[B]$  sont commutables.

En effet  $[A] [B] = [1 - \rho]^2 = [B] [A]$

Pour introduire  $[Z]$  multiplions en avant et en arrière les deux membres de cette relation par  $[B]^{-1}$ . Nous obtenons :

$$[B]^{-1} [A] = [A] [B]^{-1}$$

ou :  $[Z] = [B]^{-1} \cdot [A]$

Transposons les deux membres de cette égalité :

$$[\tilde{Z}] = [\tilde{A}] [\tilde{B}]^{-1}$$

(Le signe  $\sim$  indique la transposition).

Or les matrices  $[A]$  et  $[B]^{-1}$  étant symétriques sont égales à leurs transposées respectives. D'où finalement :

$$[\tilde{Z}] = [A] \cdot [B]^{-1} = [Z]$$

La matrice  $[Z]$  est donc bien symétrique :

$$(73) \quad Z_{mp} = Z_{pm}$$

Dans l'étude des quadripoles nous avons rencontré cette relation au signe près. Cette différence provient de la différence de choix des sens positifs.

La formule (68) peut enfin être résolue en  $[\rho]$  :

$$(74) \quad [\rho] = [z + 1]^{-1} \cdot [z - 1]$$

Elle permet alors de calculer les coefficients  $\rho$  à partir des coefficients  $z$ .

Dans le cas d'un dipole, les matrices  $[z]$  et  $[\rho]$  sont d'ordre 1 et se réduisent à un terme. Les formules (68) (69) et (74) s'identifient respectivement

aux formules (8) (7) et à  $\rho = \frac{z-1}{z+1}$ .

Dans le cas d'un quadripole, elles équivalent aux formules 14, 13 et 15.

5) MULTIPLES SANS PERTES.

a) *Matrice impédance.* — La puissance complexe moyenne qui entre dans un multipole est d'après la formule (6) :

$$\bar{P} = \sum_{m=1}^n \frac{i_{Em} \cdot i_{Hm}^*}{2} = \frac{[z] \vec{i}_H \cdot \vec{i}_H^*}{2}$$

Au second membre de cette expression, on trouve des termes du type  $z_{mm} |i_{H,m}|^2$  et des termes du type :

$$z_{mp} i_{Hp} i_{Hm}^* + z_{pm} i_{Hm} i_{Hp}^* = z_{mp} [i_{Hp} i_{Hm}^* + i_{Hm} i_{Hp}^*]$$

Pour que  $\bar{P}$  soit imaginaire pur, quelles que soient les valeurs données aux variables indépendantes  $i_H$  il faut et il suffit que tous les coefficients  $z$  soient imaginaires purs. Dans un multipole sans pertes, la matrice  $[z]$  est donc imaginaire pure.

b) *Matrice de réflexion.* — Utilisons maintenant les expressions (65) et (66) pour calculer la puissance complexe  $\bar{P}$ . Nous obtenons :

$$2 \bar{P} = ([1 + \rho] \vec{\alpha}) \cdot ([1 - \rho]^* \vec{\alpha}^*) \\ = \vec{\alpha} \cdot \vec{\alpha}^* - ([\rho] \vec{\alpha}) \cdot ([\rho]^* \vec{\alpha}^*) + ([\rho] \vec{\alpha}) \cdot \vec{\alpha}^* - ([\rho]^* \vec{\alpha}^*) \cdot \vec{\alpha}$$

La partie réelle de cette expression est constituée par les deux premiers termes. Le caractère non dissipatif du multipole se traduit donc par la condition :

$$\vec{\alpha} \cdot \vec{\alpha}^* - ([\rho] \vec{\alpha}) \cdot ([\rho]^* \vec{\alpha}^*) = 0$$

Or le second terme du premier membre a pour valeur :

$$\sum_m \sum_p \sum_q \rho_{mp} \alpha_p \rho_{mq}^* \alpha_q^*$$

ou, compte tenu de la symétrie de la matrice

$$\sum_q \alpha_q^* (\sum_m \sum_p \rho_{qm}^* \rho_{mp} \alpha_p) = \vec{\alpha}^* \cdot [\rho^* \rho] \vec{\alpha}$$

Nous obtenons donc finalement la condition :

$$\vec{\alpha}^* \cdot ([1 - \rho^* \rho] \vec{\alpha}) = 0$$

Cette condition n'est satisfaite quel que soit  $\vec{\alpha}$  que si l'on a :

$$(75) \quad [\rho]^* \cdot [\rho] = 1$$

ou  $[\rho]^{-1} = [\rho]^*$

$[\rho]$  étant symétrique, on en déduit :

$$(76) \quad [\rho]^{-1} = [\tilde{\rho}]^*$$

$[\tilde{\rho}]$  étant la matrice transposée de  $[\rho]$ .

La relation (76) est la caractéristique d'une matrice unitaire.

Pour un multipole sans pertes, la matrice de réflexion est donc *symétrique et unitaire*.

Explicitons la condition (75) ; elle s'écrit :

$$|\rho_{m1}|^2 + |\rho_{m2}|^2 + \dots + |\rho_{m,n}|^2 = 1$$

(pour toute valeur de  $m$  comprise entre 1 et  $n$ )

$$\rho_{m1} \rho_{p1}^* + \rho_{m2} \rho_{p2}^* + \dots + \rho_{m,n} \rho_{pn}^* = 0$$

(pour toutes valeurs de  $m$  et  $p$  comprises entre 1 et  $n$ ).

APPLICATION. T MAGIQUE.

Un  $T$  magique est un octopole constitué par exemple par un assemblage de quatre guides rectangulaires conforme à la figure 8.



$$\vec{V}'' = [B] \vec{V}'$$

on obtient une correspondance linéaire entre  $\vec{V}''$  et  $\vec{V}'$

Celle-ci s'exprime par :

$$\vec{V}'' = [C] \vec{V}$$

La matrice  $[C]$  est appelée produit  $[B] [A]$ .  
Son terme général est :

$$C_{ij} = \sum B_{ik} A_{kj}$$

(règle analogue dans la multiplication des déterminants par lignes et colonnes).

d) *Propriétés du produit de matrices :*

$$[A] \cdot [B] \neq [B] \cdot [A]$$

$$[A] \cdot [1] = [1] \cdot [A] = [A]$$

$$[A] \cdot [[B] \cdot [C]] = [[A] \cdot [B]] \cdot [C]$$

$$[A] \cdot [[B] + [C]] = [A] \cdot [B] + [A] \cdot [C]$$

Si :  $[A] = [B] \cdot [C]$  on a :  $[\tilde{A}] = [\tilde{C}] \cdot [\tilde{B}]$ .

Si  $[A] \cdot [B] = [B] \cdot [A]$ , les matrices  $[A]$  et  $[B]$  sont dites commutables entre elles.

e) *Matrice inverse.* On appelle matrice inverse :

$[A]^{-1}$  de  $[A]$  une matrice  $[B]$  telle que :  $[A] \cdot [B] = 1$ .  
On démontre la relation :

$$B_{ij} = \frac{A'_{ji}}{\Delta}$$

$\Delta$  est le déterminant des termes de la matrice  $[A]$ .  $A'_{ji}$  est le mineur de ce déterminant pris avec son signe, associé au terme  $A_{ji}$ .

*Propriétés :*  $[A] [A]^{-1} = [A]^{-1} [A] = 1$

Si :  $[A] = [B] \cdot [C]$  on a  $[A]^{-1} = [C]^{-1} [B]^{-1}$ .

f) *Matrice unitaire :*

Matrice telle que  $[u]^{-1} = [\tilde{u}]^*$ .

(L'astérisque désignant la matrice conjuguée).

## APPENDICE II

### Note sur le diagramme de Smith.

Pour une représentation graphique, il est souvent plus commode de caractériser un dipole par son coefficient de réflexion  $\rho$  que par son impédance réduite  $z$ .

La partie utile du plan complexe des  $\rho$  se réduit en effet à l'intérieur du cercle de centre 0 et de rayon 1 puisque  $|\rho|$  est inférieur ou égal à 1.

On peut dans cette représentation tracer les courbes  $|\rho| = C^{te}$  qui sont les cercles  $C$  de centre 0 et de rayon  $|\rho|$  ainsi que les courbes  $\arg \rho = C^{te}$  qui sont les diamètres  $D$  faisant avec l'axe réel l'angle  $\arg \rho$ .

On préfère en général utiliser un autre mode de graduation sur ces courbes.

Il est avantageux en effet d'introduire deux nouvelles variables réelles  $u'$  et  $v'$  telles que :

$$\rho = -e^{-2(u'+jv')}$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} |\rho| = e^{-2u'} \\ \arg \rho = \pi - 2v' \end{cases}$$

$u'$  peut donc varier de 0 à  $+\infty$ .

La variation de  $2v'$  peut être limitée à l'intervalle  $0, 2\pi$ .  $v'$  sera donc choisi entre 0 et  $\pi$ .

L'intérêt des variables  $u'$  et  $v'$  résulte d'abord du fait que leur connaissance permet de calculer simplement l'impédance réduite  $z$  ainsi que les caractéristiques  $\theta$  et  $d$  des ondes stationnaires.

On a en effet :

$$z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = \text{th}(u' + jv')$$

$$\theta = \frac{1 - e^{-2u'}}{1 + e^{-2u'}} = \text{th } u'$$

$$\frac{\lambda_g}{d} = \frac{\arg \rho}{4\pi} + \frac{1}{4} = 0,5 - \frac{v'}{2\pi}$$

De plus, l'expression de  $z$  permet de préciser le sens physique de  $u'$  et de  $v'$ . Si nous fermons par un court circuit un tronçon de guide ayant pour atténuation totale  $u'$  et une longueur  $L$  telle que  $\frac{2\pi}{\lambda_g} L = v'$ , son impédance réduite d'entrée est précisément, d'après une formule bien connue de la théorie des lignes :

$$z = \text{th}(u' + jv')$$

$u'$  est donc l'atténuation totale (en néper) et  $v'$  l'angle de phase d'un guide fermé par un court circuit qui permet précisément de réaliser l'impédance  $z$ .

En pratique, on donne souvent l'atténuation en décibels. on introduit donc, au lieu de  $u'$  le paramètre :

$$u = 8,686 u'$$

et au lieu de  $v'$  on introduit le nombre d'ondes :

$$v = \frac{L}{\lambda_g} = \frac{v'}{2\pi}$$

$u$  peut varier de 0 à  $+\infty$  et  $v$  de 0 à  $1/2$ .

Ces quantités sont reliées à  $\rho$  par les relations :

$$\begin{cases} |\rho| = 10^{-\frac{u}{10}} \\ \arg \rho = \pi - 4\pi v \end{cases}$$

Enfin, un dernier avantage des paramètres  $u$  et  $v$  (ou  $u'$  et  $v'$ ) est qu'ils réduisent à de simples additions les formules de transformation d'impédance par un tronçon de guide. En effet, si un tronçon de guide est fermé sur un circuit dont le coefficient de réflexion est  $\rho_2$ , le coefficient de réflexion  $\rho_1$  à l'entrée du guide est :

$$\rho_1 = \rho_2 e^{-2Pl}$$

Dans cette formule  $l$  désigne la longueur du guide utilisé,  $P$  est la constante de propagation ; si  $\alpha_N$



est l'atténuation (en neper) par unité de longueur et  $\lambda_g$  la longueur d'onde,  $P$  s'exprime par la formule :

$$P = \alpha_N + \frac{2 \pi j}{\lambda_g}$$

En introduisant les variables  $u'$  et  $v'$ , la formule de transformation de  $\rho$  fournit :

$$\begin{cases} u'_1 = u'_2 + \alpha_N l \\ v'_1 = v'_2 + 2 \pi \frac{l}{\lambda_g} \end{cases}$$

ou encore :

$$\begin{cases} u_1 = u_2 + \alpha l \\ v_1 = v_2 + \frac{l}{\lambda_g} \end{cases}$$

$\alpha$  est ici l'atténuation par unité de longueur, comptée en décibels.

En pratique on gradue en  $u = 10 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho} \right|$  et en  $\theta = \frac{1 - |\rho|}{1 + |\rho|}$  les cercles  $|\rho| = C^{te}$ .

On gradue en  $\nu = \frac{1}{4} - \frac{\arg \rho}{4 \pi}$  les diamètres  $\arg \rho = C$ .

Le diagramme ainsi obtenu est appelé diagramme de Smith (page 190). On a l'habitude de le compléter en y représentant, les courbes d'équation :

$$r = \text{partie réelle de } z = C^{te}.$$

$$s = \text{partie imaginaire de } z = C^{te}.$$

Pour les tracer, remarquons que  $\rho$  est une fonction homographique de  $z$  :

$$\rho = \frac{z - 1}{z + 1} = 1 - \frac{2}{z + 1}$$

Les courbes  $r = C^{te}$  et  $s = C^{te}$  sont donc les transformées dans cette représentation conforme, des droites parallèles aux axes de coordonnées dans le plan des  $z$ .

On démontre sans peine qu'elles constituent deux familles de cercles orthogonaux passant par le point  $A$  ( $\rho = 1$ ). Les cercles  $r = C^{te}$  ont leur centre sur l'axe réel. Leur rayon vaut  $\frac{1}{r + 1}$  les cercles  $s = C^{te}$  sont tangents en  $A$  à l'axe réel leur rayon vaut  $\frac{1}{|s|}$ .

Notons enfin que si nous nous donnons une admittance réduite  $y = \frac{1}{z}$ ,

le coefficient de réflexion correspondant est donné par :

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

On retrouve, au signe près, la même transformation que si l'on exprime  $\rho$  en fonction de  $z$ .

Il en résulte que si l'on a représenté un dipôle par un point  $M$  du diagramme, on obtient la partie réelle  $g$  et la partie imaginaire  $b$  de l'admittance réduite correspondante en opérant de la façon suivante :

on prend le symétrique  $M'$  du point par rapport au centre du diagramme. La valeur de  $r$  correspondant à  $M'$  est la quantité  $g$  cherchée ; de même celle de  $s$  est  $b$ . On trouvera ci-après un diagramme de Smith autour duquel on a résumé les principales formules utiles.

# L'UTILISATION DES CONVERTISSEURS DE MODULATION DANS LES ÉQUIPEMENTS MULTIPLEX A IMPULSIONS

PAR

Gaston POTIER

*Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

Lors de l'Exposition qui eut lieu pendant le Congrès d'Electronique et de Radioélectricité, on a pu voir un certain nombre d'équipements multiplex à impulsions. A cette occasion, le Centre National d'Etudes des Télécommunications présentait l'équipement ayant servi, au début de l'an dernier, aux essais entre Paris et Montmorency (1). Un second équipement relié par radio à celui exposé était situé au central téléphonique Vaugirard et connecté à ce dernier. Cette liaison rendait possible l'appel direct au cadran, depuis l'Exposition, d'un abonné du réseau urbain. L'intérêt porté par les visiteurs à ce genre de liaison les a amenés à poser de nombreuses questions auxquelles il ne pouvait pas toujours être répondu avec toute la précision désirable. Si la plupart d'entre elles ont déjà été traitées dans l'Onde Electrique (2,3) il nous a par contre, semblé utile de donner quelques précisions sur un dispositif qui se rencontrait dans tous les équipements exposés et que nous appellerons le convertisseur de modulation.

Le rôle de ce dispositif est de transformer des impulsions modulées d'une certaine façon en impulsions modulées de façon différente. Le procédé n'est pas nouveau et fut plus ou moins utilisé par la plupart des réalisateurs d'équipements à impulsions, mais il ne semble pas que l'on ait mise en évidence l'intérêt que présente son utilisation judicieuse en vue de réduire la complexité des équipements. C'est ce que nous nous proposons de faire dans les lignes suivantes en nous appuyant sur les travaux personnels ayant donné lieu à des réalisations dont certaines seront décrites ci-dessous.

Les éléments constitutifs d'un équipement multiplex peuvent être divisés en deux groupes distincts, le premier comprenant les éléments dits communs qui n'existent qu'à peu d'exemplaires et les éléments dits particuliers, lesquels existent en autant d'exemplaires qu'il y a de voies à transmettre. Toute simplification apportée à l'un de ces derniers a donc une répercussion importante sur la complexité de l'ensemble et il est d'autant plus nécessaire de s'attacher à simplifier les éléments particuliers que le nombre de voies à transmettre est plus important.

Pour simplifier au maximum un équipement, il y a lieu d'éviter l'emploi des convertisseurs de mo-

dulation comme organes particuliers et de les utiliser surtout comme organes communs.

## UTILISATION DES CONVERTISSEURS DE MODULATION A L'ÉMISSION.

De toute évidence les modulateurs d'impulsions font partie des éléments particuliers et c'est dans leur réalisation que les convertisseurs de modulation peuvent permettre une grande économie de matériel.

On sait que les façons classiques de moduler les impulsions se répartissent en trois types : la modulation d'amplitude, la modulation de durée et la modulation de position. L'intérêt que présentent les deux derniers procédés a à peine besoin d'être

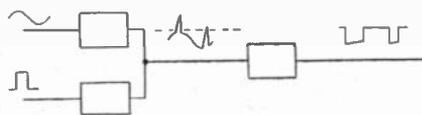


Fig. 1

rappelé. Entre autres avantages la possibilité d'améliorer le rapport signal/bruit à l'aide de dispositifs écrêteurs fait qu'ils sont presque exclusivement utilisés et la modulation d'amplitude n'est généralement signalée que pour mémoire. Malheureusement les modulateurs de durée ou de position d'impulsions sont complexes et nécessitent un nombre de lampes et circuits supérieur à celui qu'exige la modulation d'amplitude. La figure 1 donne une représentation schématique d'un modulateur de durée d'impulsion en supposant que l'on dispose déjà d'une impulsion définissant la position et la durée maximum de l'impulsion modulée. Nous voyons qu'il faut au moins trois lampes pour obtenir les impulsions modulées en durée. Etant donné que dans les mêmes conditions il suffit d'une seule lampe pour obtenir des impulsions modulées en amplitude il semble intéressant d'utiliser la modulation d'amplitude comme procédé intermédiaire de modulation et d'appliquer l'ensemble des impulsions ainsi modulées à un convertisseur de modulation unique qui les transformera en impulsions modulées en durée (6).

Sous réserve que le convertisseur de modulation soit simple il est alors possible, pour un nombre de voies important, de diviser approximativement par trois le nombre total de lampes nécessaire pour moduler l'ensemble des impulsions de voie.

Rappelons brièvement le procédé le plus couramment utilisé pour obtenir des impulsions modulées en durée. On superpose au signal à transmettre des dents de scie régulièrement espacées telles que  $a_1, a_2, a_3, \dots$  représentées figure 2 A. La fréquence de répétition de ces dents de scie est au moins égale à  $2 F_m$  en appelant  $F_m$  la plus haute fréquence

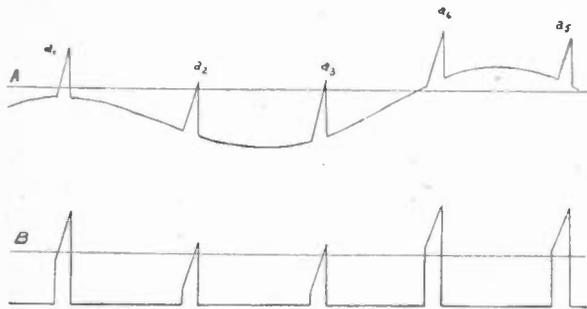


Fig. 2

à transmettre. Le signal complexe ainsi obtenu est appliqué à un amplificateur dont le seuil de fonctionnement est représenté par la ligne horizontale de la figure 2 A. Cet amplificateur fonctionne également en écrêteur pour toute valeur légèrement supérieure à son seuil de fonctionnement. On obtient de cette manière des impulsions dont l'amplitude est constante et dont la durée est égale à celle que possède la dent de scie au niveau d'écrêtage. On voit immédiatement que cette durée est proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal à transmettre, ce qui est bien le résultat désiré.

Notons au passage le grave défaut que présente le procédé en cas de surmodulation. Le niveau d'écrêtage n'est plus atteint uniquement par le signal en dent de scie mais également par le signal à transmettre (c'est ce qui se produit pour l'extrémité droite de la figure 2 A) ; il en résulte des impulsions dont la durée est de beaucoup supérieure à la durée de la dent de scie, et pouvant se produire à des instants quelconques. Le trouble qui en résulte affecte la totalité des voies transmises.

Supposons maintenant que les dents de scie ne soient plus superposées au signal à transmettre mais à des impulsions modulées en amplitude par celui-ci. Ces impulsions ayant une durée égale à celle des scies et se produisant en même temps qu'elles, le signal complexe a la forme indiquée fig. 2 B. Dans ces conditions on obtient des impulsions modulées en durée exactement comme dans le cas précédent mais le défaut signalé est supprimé puisque les impulsions existant en sortie de l'écrêteur ne peuvent avoir une durée supérieure à celle des impulsions modulées en amplitude. Une surmodulation accidentelle ne peut donc provoquer de trouble que dans la voie où elle se produit, ce qui est d'ailleurs inévitable.

Cette particularité rend déjà l'utilisation de ce procédé intéressante dans un modulateur de voie, car la limitation de la durée est plus stricte que celle résultant de la limitation de l'amplitude du signal modulant. On évite ainsi tout trouble diaphonique important dans les cas de surmodulation. Un tel exemple d'utilisation a déjà été donné dans l'Onde Electrique (4).

Considérons maintenant le cas où, pour simplifier un équipement, on envisage d'utiliser uniquement un modulateur d'amplitude d'impulsion par voie et de transformer l'ensemble des impulsions modulées en amplitude à l'aide d'un convertisseur de durée. Pour le fonctionnement de celui-ci, il est nécessaire de disposer d'un générateur de dents de scie par voie ou d'un générateur de dents de scie unique commandé par des impulsions occupant des positions identiques à celles des diverses impulsions modulées en amplitudes.

Tout l'intérêt du procédé repose donc sur la possibilité de réaliser la série de dents de scie, indispensable au fonctionnement du convertisseur de modulation, en utilisant un nombre d'éléments inférieur à celui que son emploi permet d'économiser.

Plusieurs dispositifs peuvent être envisagés parmi lesquels nous examinerons celui qui fut finalement

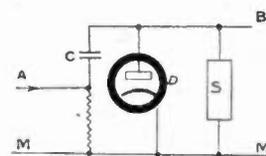


Fig. 3

retenu et dont le schéma de principe est donné figure 3. Il comprend une résistance  $r$  en série avec une capacité  $C$ , celle-ci est chargée par la source de courant constant  $S$  possédant une résistance interne très élevée, elle est déchargée par la diode  $D$  de faible résistance interne. Supposons que nous dis-



Fig. 3

posions d'impulsions négatives occupant la même place que les impulsions de voies lorsqu'elles sont mélangées. Ces impulsions étant appliquées entre  $A$  et  $M$  les dents de scie sont recueillies entre  $B$  et  $M$ . Si la source de courant constant  $S$  n'existait pas, les impulsions, développées aux bornes de la résistance  $r$ , seraient telles qu'elles sont représentées en  $a$  figure 4. L'effet de la source  $S$  est de réduire la valeur de l'amplitude d'une quantité égale à la chute de tension provoquée par le passage du courant dans la résistance  $r$ . Si ce courant existe pendant toute la durée de l'impulsion celle-ci aura la forme représentée en  $b$  figure 4. Examinons maintenant l'action de la capacité  $c$  et de la diode  $D$ . En

absence d'impulsions la tension aux bornes de l'ensemble résistance-capacité est nulle car le passage du courant venant de la source de courant constant ne pourrait que la rendre positive ce qui est rendu impossible par la présence de la diode. Le courant traverse alors la diode dont la résistance interne est très faible. Lorsque survient une impulsion la valeur de la tension aux bornes de l'ensemble  $r c$  devient négative, la diode cesse d'être conductrice et le courant de la source  $S$  se referme par l'ensemble résistance-capacité. Au début de l'impulsion cette tension négative est donc égale à celle représentée en  $b$ . Par la suite le condensateur se charge proportionnellement au temps qui s'est écoulé depuis le début de l'impulsion et ceci jusqu'à ce que la tension développée aux bornes du condensateur soit égale à celle représentée en  $b$ . A ce moment, la tension

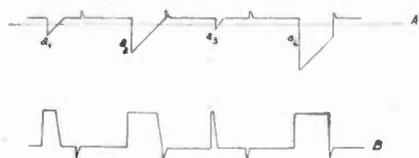


Fig. 5

aux bornes de l'ensemble  $r c$  devient nulle et, la diode l'empêchant de devenir positive, conserve cette valeur jusqu'à la fin de l'impulsion. Pendant ce temps le courant de la source  $S$  cesse de passer par l'ensemble résistance-capacité et se referme par la diode qui est redevenue conductrice. Immédiatement après la disparition de l'impulsion la tension aux bornes de l'ensemble  $r c$  est uniquement due à la charge précédemment prise par la capacité  $C$  : elle est donc positive et de valeur égale à celle de l'impulsion. Pratiquement on ne constate qu'une impulsion positive très brève et d'amplitude notablement inférieure car la présence de la diode à faible résistance interne provoque la décharge du condensateur dans la résistance  $r$  et tout se retrouve à l'état initial. Le même cycle peut alors se renouveler à l'arrivée de l'impulsion suivante.

On voit que ce générateur permet d'obtenir des dents de scie dont la durée est proportionnelle à l'amplitude. Cette dernière étant égale, à une constante près, à celle des impulsions appliquées à la résistance, il est possible, en appliquant l'ensemble des impulsions modulées en amplitude aux bornes de la résistance  $r$ , d'obtenir directement une série de dents de scie dont chacune d'elles aura une durée proportionnelle à l'amplitude de l'impulsion qui lui a donné naissance. Il suffit ensuite d'appliquer ces dents de scie à un amplificateur à seuil ne transmettant que leur base pour avoir immédiatement des impulsions modulées en durée.

La figure 5 montre en  $A$  une telle série de dents de scie  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  et  $a_4$ . Cette dernière correspond à une impulsion de grande amplitude se produisant pendant une surmodulation accidentelle. La ligne horizontale indique le seuil de fonctionnement d'un amplificateur branché entre les points  $B$  et  $M$  de la

figure 3. Les impulsions recueillies dans la plaque de cet amplificateur sont représentées en  $B$  figure 5. On voit que la protection contre les effets de surmodulations accidentelles est toujours assurée bien que les diagrammes de signaux de la figure 5 soient différents de ceux de la figure 2.

Ce montage a été utilisé lors de la construction en 1945, par la Société Sadir-Carpentier, d'un équipement multiplex à impulsions modulées en durée destiné au C. N. E. T. Cet appareil permettait la transmission de 12 voies téléphoniques, l'équipement de départ comportait 18 lampes et l'équipement d'arrivée 17. A titre de comparaison disons que dans la station N° 10 de l'armée Anglaise utilisant également la modulation de durée, mais dont la capacité n'était que de 9 communications, l'équipement de départ avait 43 lampes et celui d'arrivée 40. Pour lui permettre de transmettre 12 voies ils auraient dû en comprendre respectivement 52 et 49.

Ces quelques chiffres montrent l'intérêt que présente le convertisseur de modulation utilisé dans ce premier équipement à impulsions du C. N. E. T. Cet intérêt n'a pas échappé au Service des Recherches et du Contrôle Technique des P. T. T. qui a décidé de l'adopter pour ses propres appareils. C'est ce qui explique pourquoi tous les équipements à impulsions présentés à l'Exposition du Congrès utilisaient le convertisseur de modulation décrit ci-dessus. L'auteur de ce dispositif a été particulièrement sensible à cette consécration officielle des avantages d'un procédé qui a maintenant fait ses preuves depuis bientôt cinq ans.

La figure 3 ne constitue qu'un schéma de principe et la réalisation pratique peut prendre une forme légèrement différente. C'est ainsi, en particulier, que le point  $A$  peut être branché directement aux plaques des modulatrices d'amplitude, que l'extrémité de la résistance  $r$  branchée à la masse  $M$  peut être réunie à la haute tension. Le fonctionnement reste cependant le même, la capacité  $C$  prenant sim-

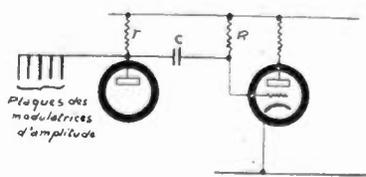


Fig. 6

plement une charge supplémentaire constante. D'autre part dans un certain nombre d'applications, et particulièrement en téléphonie, la source de courant  $S$  peut être remplacée par une résistance  $R$  disposée entre le point  $B$  et la haute tension. Enfin la diode  $B$  peut être omise, un effet analogue étant obtenu grâce à la grille de commande de l'amplificateur à seuil branchée entre  $B$  et  $M$ . On arrive en définitive au montage pratique de la figure 6 qui est celui utilisé dans le premier équipement du C. N. E. T. et dans les équipements construits pour le S. R. C. T. (5).

Les transmissions par impulsions modulées en position n'exigent pas un équipement de départ plus complexe que les transmissions par impulsions modulées en durée. L'utilisation d'un second convertisseur de modulation en cascade avec le premier ne pose aucun problème particulier et il est bien connu qu'en appliquant des impulsions modulées en durée à un circuit différentiateur on obtient des impulsions modulées en position.

#### UTILISATION DES CONVERTISSEURS DE MODULATION A LA RÉCEPTION.

Les convertisseurs de modulation sont pratiquement indispensables dans les équipements d'arrivée des liaisons par impulsions modulées en position. En effet si les impulsions modulées en position possèdent bien une composante à la fréquence de modulation, l'amplitude de cette composante est très faible et pratiquement on ne peut songer à reconstituer le signal de modulation par simple filtrage des impulsions comme on le fait en modulation d'amplitude ou de durée. C'est pour cette raison qu'il est d'usage courant de transformer les impulsions modulées en position en impulsions modulées en amplitude ou en durée ; ces dernières étant ensuite appliquées au filtre passe-bas permettant d'isoler la composante basse fréquence. La question se pose alors à nouveau de savoir quel est le dispositif le plus avantageux et quel emplacement il doit occuper pour que l'on puisse en retirer le maximum de profit.

Il est certain qu'ici encore la simplification maximum est obtenue lorsque l'ensemble des impulsions est appliqué à un convertisseur de modulation unique. Parmi les divers procédés pouvant être utilisés celui que nous décrirons présente l'avantage d'être simple et la particularité d'effectuer la conversion de modulation en deux temps. Il permet, sans modifications importantes, la réception d'impulsions modulées en position à l'aide d'un équipement primitivement conçu pour la réception d'impulsions modulées en durée. C'est d'ailleurs pour résoudre un tel problème que nous avons imaginé ce procédé.

Pour créer des impulsions modulées en durée à l'aide d'impulsions brèves il est nécessaire de disposer d'une série d'impulsions définissant les positions des fronts avant et d'une autre série d'impulsions définissant les positions des fronts arrière. Comme seule l'une de ces deux séries d'impulsions est transmise, il est, en principe, nécessaire de créer la seconde à la réception ; nous allons cependant voir que ceci n'est pas indispensable. Remarquons tout d'abord que, quel que soit le procédé de détection utilisé, il faudra, pour séparer les diverses voies de transmission, disposer d'impulsions définissant le temps réservé au canal qu'elles doivent permettre d'isoler. Ces impulsions sont utilisées pour effectuer le déverrouillage des lampes sélectrices de voie. Or le fait de désirer des impulsions modulées en durée à la sortie des lampes sélectrices n'implique pas obligatoirement que des impulsions identiques soient appliquées à l'entrée de celles-ci. Pour que ce résultat

soit atteint il suffit que l'utilisation combinée des impulsions modulées en position et des impulsions de déverrouillage permette d'obtenir des impulsions modulées en durée.

Supposons tout d'abord que nous disposions d'impulsions modulées en position dont la durée est au moins égale à leur déplacement total, c'est-à-dire pratiquement au temps réservé à une voie. Ces impulsions coïncideront partiellement dans le temps avec les impulsions de déverrouillage et la durée d'une coïncidence sera fonction de la position occupée par l'impulsion modulée. Il suffit donc que la sélectrice de voie transmette uniquement la portion de l'impulsion modulée coïncidant avec l'impulsion de déverrouillage pour obtenir des impulsions modulées en durée. Un résultat identique est évi-

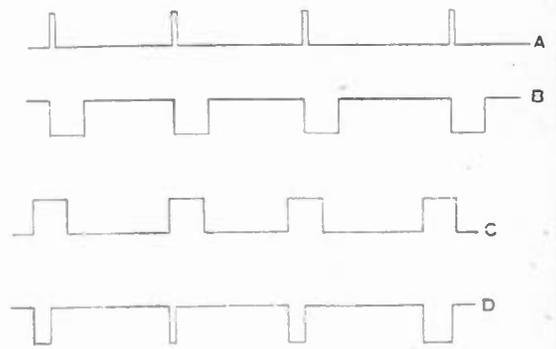


Fig. 7

demment obtenu si elle ne transmet que la partie de l'impulsion de déverrouillage ne coïncidant pas avec l'impulsion modulée.

L'émission d'impulsions modulées en position dont la durée serait égale au déplacement total ne saurait évidemment être envisagée, car on perdrait le bénéfice du principal avantage que procure la modulation de position sur la modulation de durée c'est-à-dire la diminution de la puissance moyenne de l'émetteur. Malgré cela le procédé conserve son intérêt car la durée indiquée précédemment n'est indispensable que dans l'équipement d'arrivée et rien ne s'oppose à l'utilisation d'impulsions brèves dont la durée aura été augmentée après réception (7, 8). Le fonctionnement du convertisseur de modulation est le même que dans le cas d'impulsions larges, alors que la durée des impulsions émises n'a pas été augmentée.

La figure 7 montre en A des impulsions brèves modulées en position tandis que l'on voit en B ces mêmes impulsions élargies et en C des impulsions de déverrouillage. Supposons que les impulsions élargies négatives soient appliquées au suppresseur d'une lampe pentode et les impulsions de déverrouillage appliquées à la grille de commande, on obtient aux bornes d'une résistance placée dans le circuit plaque les impulsions représentées en D.

Dans l'équipement à 24 voies réalisé par le S. R. C. T. (5) les impulsions sont d'abord divisées en deux groupes de douze par suppression d'une impulsion sur deux et la méthode qui vient d'être décrite

est ensuite appliquée à chaque groupe. Cette division en deux groupes permet de réduire le temps de garde entre deux impulsions successives. Pour que deux impulsions élargies successives ne puissent se chevaucher il est en effet nécessaire que le temps de garde soit égal à la durée des impulsions c'est-à-dire pratiquement au temps réservé à chaque voie. Cette condition est forcément satisfaite dans chacun des deux groupes d'impulsions obtenus en supprimant une impulsion de voie sur deux. Cette division en deux groupes permet donc d'utiliser un temps de garde quelconque entre les impulsions issues de l'équipement de départ.

Nous espérons avoir montré comment, grâce à l'utilisation rationnelle des convertisseurs de modulation, il est possible de simplifier les équipements multiplex à impulsions tant du côté émission que côté réception. L'auteur de cet article tient à remercier la Société Sadir-Carpentier, à laquelle il travaillait au moment où il a étudié les dispositifs ci-dessus, de l'avoir autorisé à publier une description détaillée de ceux-ci.

#### BIBLIOGRAPHIE

1. — J. ICOLE et G. POTIER. — Description et caractéristiques générales d'un équipement multiplex à impulsions étudié et mis au point au C. N. E. T. *Annales des Télécommunications* N° 8-9 — Août-septembre 1949.
2. — G. POTIER. — Procédés et dispositifs utilisés dans les transmissions multiplex par impulsions. *Onde Electrique* N° 243 Juin 1947 et N° 244 Juillet 1947.
3. — L. J. LIBOIS. — Rapport signal à bruit dans différents modes de transmissions radioélectriques. *Onde Electrique* N° 248 — Novembre 1947.
4. — CHAMAGNE et GUYOT. — Ensemble multiplex à six voies pour radiodiffusion. *Onde Electrique*. N° 245-246 — Août-Septembre 1947.
5. — L. J. LIBOIS. — Un équipement multiplex à impulsions à 24 voies téléphoniques. *Onde Electrique*. N° 274 — Janvier 1950.
6. — G. POTIER. — Procédé pour la modulation en durée d'impulsions électriques. Demandes de brevets déposés par la Société Sadir-Carpentier et non encore délivrés :  
En France le 31-7-45 sous le N° PV 500.982  
1-8-45 sous le N° PV 42.469  
(2° addit. au PV 500.982)  
En Hollande sous le N° 132.185.  
Brevets déjà délivrés :  
aux Etats-Unis sous le N° 2.482.004  
en Angleterre sous le N° 628.260  
en Belgique sous le N° 474.223
7. — G. POTIER. — Procédé de détection d'impulsions modulées en position. Note technique Sadir-Carpentier N° 62.002 du 12-4-46.
8. — G. POTIER. — Perfectionnements aux systèmes de réception d'impulsions électriques. Demande de brevet déposée en France par la Société Sadir-Carpentier le 8-3-47 sous le N° PV 531.030. Brevet délivré sous le N° 944.467.

## RECTIFICATIONS

PAR

R. BARTHELEMY

Il m'a été attribué, dans un article de l'Onde Electrique de l'an dernier, un certain nombre de propos sur lesquels je ne suis pas d'accord. La mise au point a été effectuée verbalement dans la séance de la 4<sup>e</sup> Section de juin 1949.

#### 1<sup>o</sup>) Détermination de la bande de fréquence en télévision.

Je n'ai, à aucun endroit, écrit que la largeur de la bande de protection était constante — au contraire, j'ai indiqué (p. 184, *Onde Electrique*) « que, logiquement, cette largeur devait diminuer avec le nombre de lignes ». En particulier, il n'a jamais été question « d'une protection de 3 mégacycles/s pour une émission à 30 lignes ».

#### 2<sup>o</sup>) Confusion entre champ et acuité visuels.

Sans répéter le texte de ma conférence, j'ajouterai que cette phrase signifiait que, si notre acuité vi-

suelle est du même ordre dans les 2 sens, notre champ visuel est plus étendu horizontalement (Laboratoire de Physique du Muséum, et Institut d'Optique).

#### 3<sup>o</sup>) Installations doubles.

Je n'ai pas écrit que la définition choisie pour les futures émissions conduirait à des installations doubles. J'ai simplement posé la question d'un double réseau, et montré qu'avec une définition assez élevée on pouvait se contenter d'un seul. (propositions de MM. Castellani, Mansion, Schröter).

#### 4<sup>o</sup>) Question de l'entrelacé.

Je maintiens que la qualité réelle, sur images mobiles, entrelacées, est inférieure à une analyse séquentielle de même nombre de lignes (l'expérience de Baird, de Weiss, etc..) et que les grands diviseurs, dans les multivibrateurs couplés, sont peu favorables à la stabilité.

# UN NOUVEAU TYPE DE MAGNÉTRON AMPLIFICATEUR

(suite et fin) (1)

PAR

P. MARIE

## X. — Réalisations de magnétron amplificateur.

### Magnétron excité axialement

La figure 28 représente l'ensemble d'un magnétron amplificateur et des dispositifs qui amènent la puissance incidente et captent la puissance amplifiée. Une légende détaillée désigne les différents organes.

Le magnétron proprement dit est situé dans la section *E F* de l'ensemble, la coupe nous montre que son anode est constituée par 12 segments numérotés de 1 à 12, réunies par des connexions en trois groupes :

Les groupes ainsi constitués sont :

1,4,7,10.                      2,5,8,11.                      3,6,9,12.

Les segments d'anode appartenant à un même groupe vibrent en synchronisme.

Les échanges d'énergie se font à travers une cloison en céramique qui maintient l'étanchéité du

magnétron et se trouve placée perpendiculairement à l'axe de celui-ci de façon à n'avantager aucun segment d'anode par rapport aux autres. Le magnétron devant fonctionner à basse impédance, le couplage à travers cette paroi doit être fort, il peut être à la fois capacitif et magnétique ou se faire par conduction.

La section du guide qui échange de l'énergie avec le tube à travers cette cloison a le même aspect que celle du bloc d'anode. Au niveau de la section *C D* les lames qui dans la structure du guide prolongent les segments d'anode du magnétron sont strappées par des bandes de métal assez larges que l'on voit en  $B_1, B_2, B_3$  sur la coupe *CD*. Ces trois bandes de métal sont respectivement réunies aux trois points  $A_1, A_2, A_3$ , placés aux angles des parois métalliques  $P_1, P_2, P_3$  qui raccordent le guide en *Y* au cylindre qui contient le magnétron ; ces points peuvent être considérés comme l'aboutissement de la ligne trifilaire équivalente au guide en *Y*.

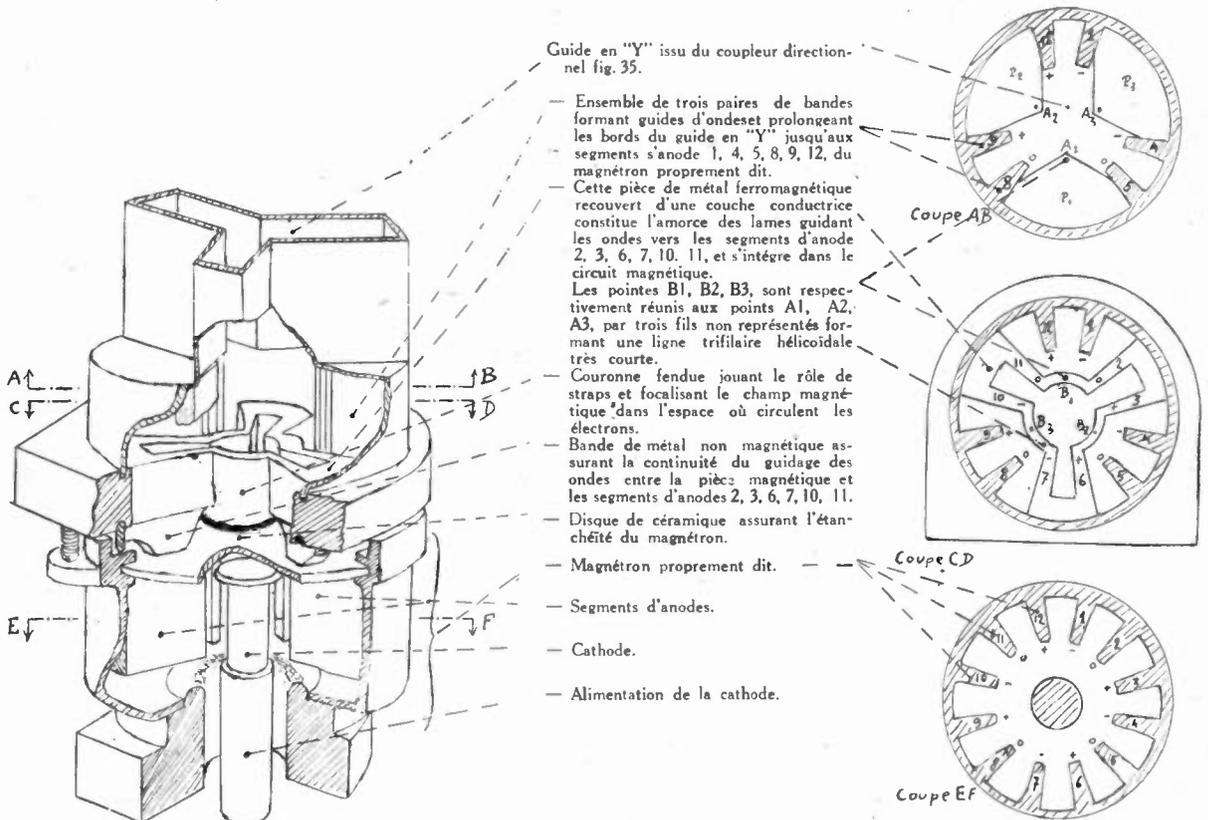


Fig. 28. — Magnétron amplificateur dans lequel l'onde polyphasée est introduite à travers l'un des pôles de l'aimant.

(1) Suite de l'article paru dans les N° 274 (Janvier 1950) et 275 (Février 1950) de l'Onde Électrique.

L'ensemble de ces connections relie par des impédances très faibles les extrémités des lames 1, 4, 7, 10, au point  $A_3$ : 1 et 4 sont réunis par la paroi  $P_3$ , 7 et 10 sont d'abord réunis par  $B_3$  avant d'être connectés.

Au niveau de la coupe  $CD$  le métal qui constitue le guide est ferromagnétique et s'insère dans le circuit magnétique.

La couronne interrompue  $B_1 B_2 B_3$  qui strappe les segments résonants, focalise le champ magnétique dans la zone où circulent les électrons.

*Magnétron dont la structure s'intègre dans celle du coupleur directionnel.*

Pour le type de solution que nous venons de décrire et les types analogues, la principale difficulté de réalisation réside dans le passage à travers l'un des pôles de l'aimant du système triphasé aux segments d'anode.

Il est possible d'éviter cette difficulté, de rendre l'ensemble plus compact et d'intégrer la structure du magnétron dans celle du coupleur directionnel en utilisant le système d'anodes imbriquées représenté par les figures 29, 30 et 31.

Ces figures donnent respectivement une perspective du magnétron seul et deux coupes du magnétron couplé au guide.

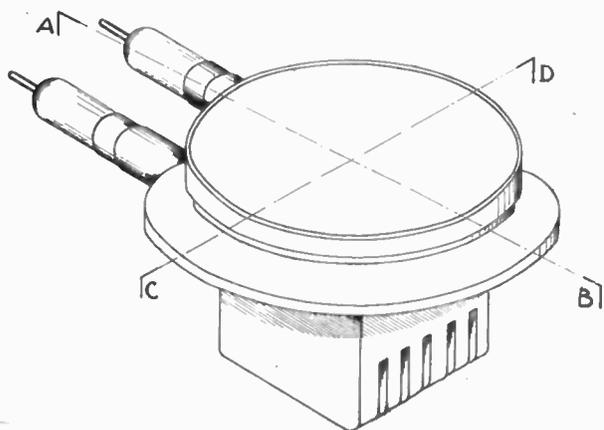


Fig. 29 — Vue perspective d'un magnétron à anodes imbriquées dont les circuits font partie d'un coupleur directionnel triphasé.

Le bloc d'anode est essentiellement constitué par trois plateaux métalliques désignés par les lettres  $C$  et  $C'$  sur la figure 30 où ils apparaissent de champ et coupés.

Chaque plateau est percé d'un trou dont le pourtour formant bague porte un groupe de segments d'anode.

Leur forme commune est celle qui apparaît sur la figure 31. Ils sont tous trois soudés perpendiculairement à une même paroi métallique  $P$  figure 31, sur la partie de leur profil qui rappelle une parabole. La longueur des segments d'anode et le diamètre du cylindre sur lequel ils sont rangés sont inférieurs au quart d'onde pour éviter les déphasages.

Le réseau électrique équivalent est celui de la figure 16. Les points  $C, C', H$  sont les homologues des trois groupes de segments marqués respectivement par les signes  $+ - *$  dont nous avons couvert les ensembles synchrones.

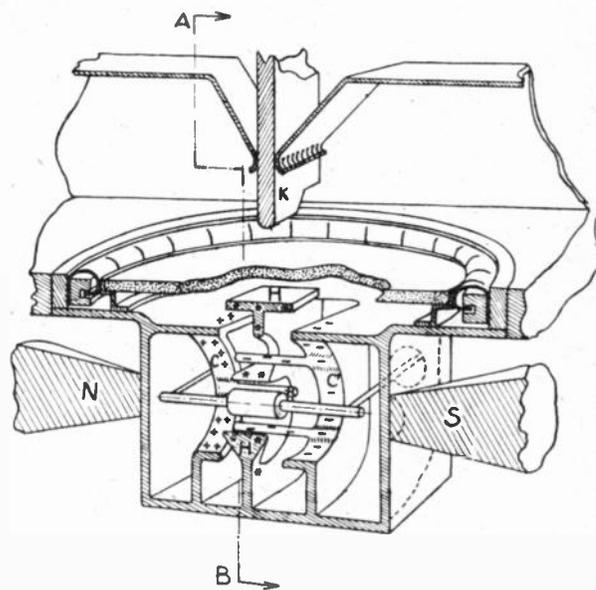


Fig. 30 — Coupe C.D. suivant l'axe du guide d'un magnétron à anodes imbriquées et d'un guide.

L'impédance  $Z_{HK}$  commune aux circuits d'entrée et de sortie est matérialisée, figure 30 et 31, par la capacité entre la cloison  $K$  obturant partiellement le guide et la paroi métallique  $H$  placée dans le plan de symétrie du magnétron. L'homologue de l'impédance  $Z_{cc'}$ , est la capacité entre électrodes  $+ et -$ .

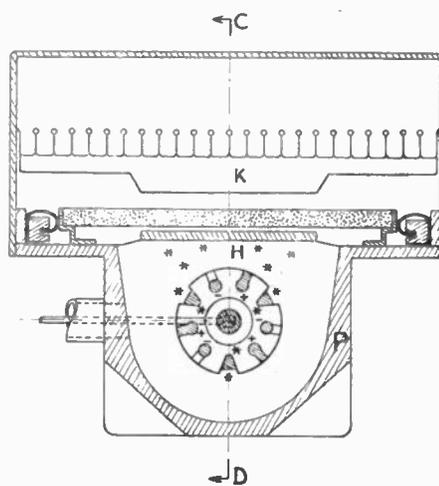


Fig. 31. — Coupe A.B. transversalement au guide, d'un magnétron à anodes imbriquées et d'un guide.

Les demies cavités toroïdales qui réunissent les anodes  $+ et -$  aux anodes  $*$  compensent la capacité et ramènent une self entre ces électrodes.

Pour que l'ensemble du réseau, fig. 16 où  $Z_{cc'}$  et  $Z_{HK}$  sont des capacités et  $Z_{cH}$  des selfs, donne un

coupleur directionnel analogue à celui de la figure 11, il faut que  $Z_{cc}$ ,  $Z_{CH}$  et  $Z_{HK}$  aient respectivement pour réactance  $-JR\sqrt{3} + JR\sqrt{3} - \frac{1}{2}JR\sqrt{3}$ .

On peut régler les valeurs relatives de ces impédances par des accords à vide.

Les échanges d'énergie haute fréquence se font à travers un disque isolant qui d'autre part maintient l'étanchéité du tube.

Les impédances  $Z_{AC}$  ou  $Z_{AB}$  sont intégrées dans les circuits d'entrée et de sortie.

L'aimant dont nous avons indiqué les pôles  $N$  et  $S$  sur la figure 30 est extérieur aux circuits électriques.

Dans ce type de magnétron la cathode subit une action électrostatique haute fréquence, par suite l'une des difficultés de réalisation est de rendre aussi grande que possible l'impédance entre la cathode et ses sorties de chauffage.

#### Magnétron construit avec les éléments usuels

Pratiquement pour nos premières expériences, nous avons préféré utiliser une structure de tube plus facile à construire, et utilisant des éléments de tubes classiques, qui étaient à notre disposition. La photo ci-dessous montre ce tube.



L'ouverture du verre permet de distinguer les trois anneaux qui relient les trois groupes de quatre segments d'anode. La capacité entre deux plaques consécutives est de 1,5 P F. Pour que les anneaux formant le strapping présentent une self de réactance négligeable par rapport à celle des capacités,

nous avons été conduits à fonctionner sur une fréquence inférieure à celle des magnétrons usuels et à utiliser les coupleurs à lignes. Nos conclusions expérimentales seront publiées ultérieurement.

Tout en faisant de lui un tube amplificateur nous avons pu sauvegarder la simplicité de structure à laquelle le magnétron doit sa robustesse et sa puissance.

Pour exploiter cet avantage, il convient de développer la technique des circuits dont nous avons indiqué les principes.

#### Remerciements

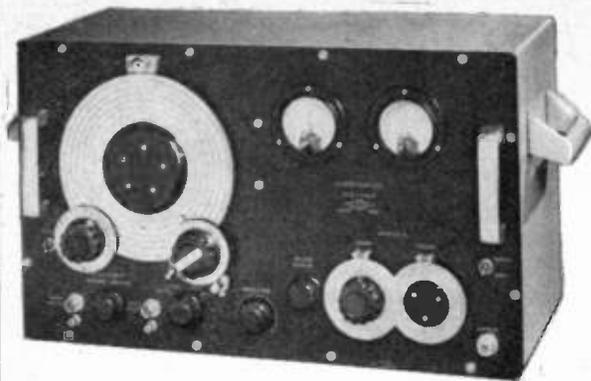
Nous remercions M. Louis de BROGLIE qui nous a proposé une étude sur les coupleurs directionnels comme sujet de seconde thèse en 1947, M. F. RAYMOND qui dès cette époque nous a documenté sur ce sujet, le M. I. T. où grâce à l'accueil bienveillant du Professeur STRATTON nous avons pu obtenir de précieux renseignements, la Direction de la Société SADIR CARPENTIER qui a bien voulu financer nos recherches, et nos collaborateurs, M. TRICHET qui a construit notre premier tube expérimental et M. COURTIN qui nous a aidé dans la préparation de cette publication.

#### BIBLIOGRAPHIE

- J. R. PIERCE And W. B. HEBENSTREIT : A new type of High-frequency amplifier *B S T J* — vol XXVIII n° 1 janvier 49, pages 33-51.
- J. R. PIERCE And SHEFFERD : Reflex oscillators *B S T J* — vol. XXVI n° 3 July 47, pages 460 à 681.
- L. BRILLOUIN : Cours professé au Collège de France. Mai 1947.
- G. GOUDET : Développements récents de la technique du magnétron *Onde Electrique* n° 227 février 46, pages 49 à 59.
- VOGE : Le mécanisme interne du magnétron *Onde Electrique*. Août-Septembre 46 pages 345-354. Octobre 46 : pages 374-386.
- G. COLLINS : Microwave Magnetrons, *Radiation Laboratory-series*. vol. 6 M. I. T. 1948.
- LLEWELLYN : Vacuum tube electronics *P. I. R. E.* novembre 1933.
- J. THOMSON : Transit time effect in *U H F* valves *Wireless Engineers* — Juin 1949.
- B. D. H. TELLEGEN : The synthesis of passive resistanceless four poles that may violate the reciprocity relation. Philips research reports. October 1948. April 1949.
- LIPPMANN : Theory of directional coupler *Radiation Laboratory*, Report 860. December 1945.
- Brevets SADIR : 954-797 demandé le 7-5-47.
- J. B. FISK — H. D. HAGSTRUM And P. L. HARTMAN : The magnetron as a generator of centimeter waves *B. S. T. J.* vol. XXV — April 1946.

## LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES (suite de la page 150)

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
AEGERTER Pierre, Ingénieur Radio E. S. E. ....	DEJEAN et DAUPHIN	DÉSERT Claude, Contrôleur I. E. M. au C. N. E. T. ....	POINCELOT et TOUTAN.
ALEXANDRE Maurice, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT	DEVISMES Jean, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
ALEXIS Roger, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT	DUBOST Gérard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.
AUG Georges, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT	DUBREUIL André, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BAUDELOCHE Robert, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET	DUCOUSSET Georges, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BAUDIN Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT	DUMOUSSEAU Claude, Ingénieur .....	QUINET et CHRÉTIEN CABESSA et PHELIZON.
BAUDOT Raymond, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	J. BOUCHARD et ASCHENBRENNER.	ENAUD, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.
BEAUCHER Jacques, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	J. BOUCHARD et ASCHENBRENNER.	FAUCANIÉ Claude, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BELGRAND Louis, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET	FAUCHERON Georges, Inspecteur adjoint des P. T. T. ....	ABADIE et JARDY.
BERNADET Pierre, Ingénieur de la Météorologie .	BUREAU et BESSON.	FAYE Georges, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	BOUCHARD et LORACH.
BERNARD François, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	J. BOUCHARD et ASCHENBRENNER.	FEIX Marc, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité .....	ROUBINE et GUÉNARD.
BIAY Lionel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	Mlle FOUQUET Irène, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BILLARD Joseph, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN	FOUREAU Robert, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BIZOUARD Alain, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	J. BOUCHARD et ASCHENBRENNER.	FREY Gaston, Ingénieur .....	RIGAL et ABADIE.
BLOND Joseph, Ingénieur .....	BÉDOURA et DAUPHIN.	FULLER Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BOISSINOT Georges, Ingénieur .....	H. GUTTON et ORTUSI.	GANDON Lucien, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
BONGRAIN Hervé, Lieutenant de Transmissions .	Lt Cl LOCHARD et Lt GOMEZ.	GELIN François, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	BOUCHARD et LORACH. GOUDET et MUSSONGENON.
BOURDOT Félix, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET	GILLES Jacques, agent technique principal ....	BEDOURA et DEJEAN.
BUREL Maurice, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	GILON Michel, Ingénieur E. S. E. ....	RIGAL et RENAULT.
BURGEAT Jacques, Inspecteur Adjoint des P. T. T. ....	ICOLE et POINCELOT.	GOBIN Lucien, officier .....	Lt Cl LOCHARD et Lt GOMEZ.
BUYS William, chef de travaux à l'Université de Gand .....	SURDIN et VAN DEN MEERSCHE.	GUERIN Jean, Ingénieur au Groupement des Contrôles Radioélectriques .....	CHRÉTIEN et QUINET
CARIS Marcel, Inspecteur adjoint des P. T. T. ...	ICOLE et POINCELOT.	GUYOT Daniel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET
CARTERON élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	HAGGIAG Lucien, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET
CHAMPAGNE Michel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN	HATTE Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET
CHARLES Alix, Général de Brigade Cadre de Réserve, Ingénieur à la Société Kodak-Pathé ....	BÉDOURA et DEJEAN	INGSTER Artur, Ingénieur Radio E. S. E. à la Société Philips .....	GLAZER et BOCKZO.
CHEMLA Joseph, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN	JACQUIN Michel, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité .....	DAUPHIN et RAMON.
CHÉREAU Dominique, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	JAFFRÉ Joseph, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET
CHOUGNET, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	JARLETON Paul, Ingénieur électricien .....	BÉDOURA et P. DAVID.
COHEN Robert, Ingénieur .....	ANCEL et DÉTAPE.	JESSEL Maurice, boursier de recherches au C. N. E. T. ....	BOUIX et LAPOSTOLLE.
Compagnie des Machines Bull .....	B. LECLERC et CHAIMOWICZ.	KADJAR André, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	QUINET et CHRÉTIEN
Mme DARMOIS Jacqueline, chef de travaux à la Faculté des Sciences de Paris .....	ABADIE et VASSY.	KOSSO Mama, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité .....	BOUCHARD et ASCHEN. DESVAUX et GOUREVITCH.
DAVIAU G., élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	KOSTA Serge, Ingénieur Radioélectricien .....	BESSON et BÉDOURA.
DAVIAUD Henri, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	RIGAL et RENAULT.	Laboratoires LÈRES .....	RIGAL et RENAULT.
DAYONNET Denis, Ingénieur des P. T. T. ....	LIBOIS et DOCKÈS.	LACOUT Marcel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications .....	QUINET et CHRÉTIEN
DEHAY Gérard, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET	LANGLOIS-BERTHELOT Olivier, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	
DEIRATANI Farajalleh, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET		
DESCHAMPS Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ....	CHRÉTIEN et QUINET		



★ **GÉNÉRATEUR ONDES COURTES**

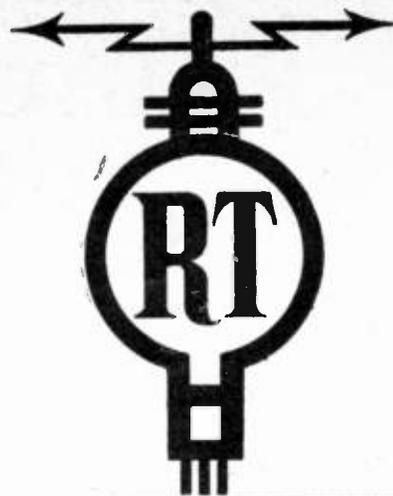
de 5 à 410 mégacycles  
Atténuateur à piston de 0,01 à 100.000 microvolts

Générateur intérieur pour modulation d'amplitude 400 et 1000 C. S. à 30 %  
Modulation d'impulsion par générateur extérieur

★ **AUTRES FABRICATIONS**

Mégohmmètre type R. M. 101 de 0,1 à 1.000.000 de mégohms  
Générateur d'impulsion P. 101

**GEFFROY & CIE CONSTRUCTEURS**  
9, Rue des CLOYS - PARIS - MON. 44.65 (3 LIGNES)



**TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES**

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes  
Préamplis - Mesures - Télécommande



**ALTER**

Département

*radio et télévision*

- CONDENSATEURS  
Mica et Céramique
- POTENTIOMÈTRES  
graphités et bobinés
- RÉSISTANCES  
bobinées nues et émaillées
- TRANSFORMATEURS  
Alimentation et B. F.
- AUTO-TRANSFOS & SELFS

Catalogue et tarif  
sur demande à

**M. C. B. ET VÉRITABLE ALTER**

S.A.R.L. au capital de 35.000.000 de frs

11, R. Pierre Lhomme, COURBEVOIE (Seine) - Tél DEF. 20-90

Autres fabrications

Condensateurs Mica de puissance ou spéciaux  
Potentiomètres de précision  
Résistances et transformateurs industriels  
Régulateurs automatiques de tension "Réguvolt"



**TOUS LES TUBES DE RÉCEPTION**

9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8<sup>e</sup>

# FOIRE DE LYON

STAND N° 4 — BATIMENT 6 — GROUPE 9



## APPAREILS ÉLECTRONIQUES DE MESURE

POUR LE CONTROLE DE FABRICATION ET LE LABORATOIRE

OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES



## RÉCEPTEURS UNIC-RADIO



# RIBET & DESJARDINS

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

GEAD

# Noyaux Magnétiques

H.F. B.F.

## Supports de bobinage en matière plastique

### Matériel professionnel



LABORATOIRE INDUSTRIEL de PHYSIQUE APPLIQUÉE  
67, Rue Marie-Anne Colombier BAGNOLET (Seine)  
Tél. : AVR. 38-87

## Condensateurs au Mica

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF  
Procédés « Micargent »

Condensateur "MINIATURE" au mica (jusqu'à 1.000 pf, 1.500 v.)



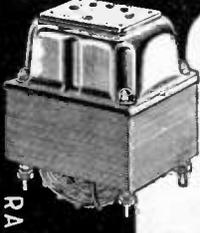
Grandeur nature



### André SERF

127, Faubourg du Temple  
PARIS (10<sup>e</sup>) Nor 10-17

PUBL RAPHY



TOUS LES TRANSFORMATEURS

### TRANSFOS D'ALIMENTATION

Entièrement conformes aux règles de l'U.T.E.

### SELS INDUCTANCE

Modèles spéciaux tropicalisés

### SURVOLTEURS DÉVOLTEURS

— Branche Professionnelle —  
TOUS LES TRANSFOS, SELS ET B.F.  
Pour : Émission, Réception, Télévision, Sonorisation

### TRANSFOS HTE ET BSE TENSION

Toutes applications industrielles  
LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES

RADIO ET INDUSTRIE



## ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C<sup>IE</sup>

5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

Département EXPORTATION : S.I.E.M.A.R., 62, Rue de Rome, PARIS



**en tête**  
de la  
**technique!**  
**moderne!**

Les Etab<sup>ts</sup> DE PRÉSALÉ présentent un  
**OSCILLOSYNCHROSCOPE**

**TYPE RP 20**

B A N D E ( a ) Amplificateur vertical :  $\pm 0,5$  db de 10 cycles à  
PASSANTE ( b ) Amplificateur horizontal :  $\pm 0,5$  db de 10 cycles à

**VINGT MÉGACYCLES**

**BASES DE TEMPS**

- a) Balayage relaxé : 1,4 CYCLES à 1,2 MEGACYCLES
- b) Balayage déclenché : 4 MICROSECONDES à 4 MILLISECONDES

**MARQUEUR**

- a) Marquage fixe à 1 et 10 microsecondes
- b) Marquage variable progressivement entre 1 et 50 microsecondes  
avec étalonnage direct en temps

Tube cathodique : OE 411 PA (11 cm.)

Stabilité : aucune perturbation mesurable pour  $\pm 10\%$  de variation  
de la tension du secteur

ALIMENTATION : 110 volts alternatif monophasé

CONSOMMATION : 600 watts

DIMENSIONS : 1<sup>m</sup>50x0<sup>m</sup>56x0<sup>m</sup>64 - Poids 100 kgs environ

**DE PRÉSALÉ**

104, 106, RUE OBERKAMPF, PARIS - OBE. 51-16

MAISON FONDÉE EN 1910

CERTIFICAT D'ESSAI DU LABORATOIRE NATIONAL RADIO N° 236  
RÉFÉRENCES : P. T. T. - GUERRE - TRAVAUX PUBLICS, etc.

G. G. G.

**RADIOFOTOS**

FABRICATION  
GRAMMONT

**TUBES**

**"MINIATURE"**  
Type *International*

LICENCE R.C.A.

*une technique éprouvée*



SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

**S<sup>TÉ</sup> DES LAMPES FOTOS**

11, Rue Raspail-MALAKOFF (Seine)  
Tél: ALÉ. 50-00 • Usines à LYON

PUBL RABY

P. MOURMANT

# LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE PARALLÈLE

La résolution de tous  
les problèmes d'adap-  
tation d'impédances,  
— filtres, etc... —  
par la méthode graphique

Préface de F. BEDEAU  
à l'usage des Ingénieurs

Un ouvrage de 404 pages

Relié Prix : 1.500 francs

Ajoutez à ces prix 15% du montant pour couvrir les frais d'envoi avec un minimum de 30 francs.

LOUIS BOË

# DIPOLES ET QUADRIPOLES

Etude des circuits  
électriques et radio  
électriques sous une  
forme simple et  
générale s'adressant  
tout particulièrement  
aux ingénieurs et  
élèves ingénieurs

Un ouvrage de 148 pages

Prix broché : 1.050 francs

Prix relié : 1.160 francs

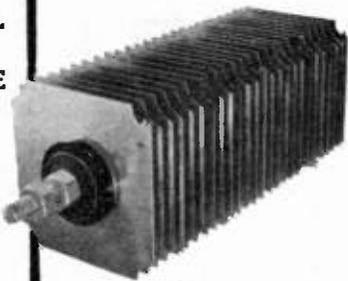
ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, 40, PARIS (6<sup>e</sup>) — C. C. P. Paris 53.35

## IL EXISTE Un REDRESSEUR

*pour chaque  
cas particulier*

Dans chaque cas  
nous vous proposons  
le meilleur redresseur  
soit à l'Oxyde de Cuivre  
**OXYMETAL**  
soit au Sélénium  
**WESTALITE**

Les milliers  
de redresseurs  
actuellement  
en service  
sont notre meilleure  
référence.



DEMANDEZ NOTRE DOCUMENTATION  
N° 124

### COMPAGNIE DES FREINS ET SIGNAUX WESTINGHOUSE

16, RUE DE LA VILLE-L'ÉVÊQUE - PARIS 8<sup>e</sup>  
TÉL. : ANJOU 17-51 & 38-91

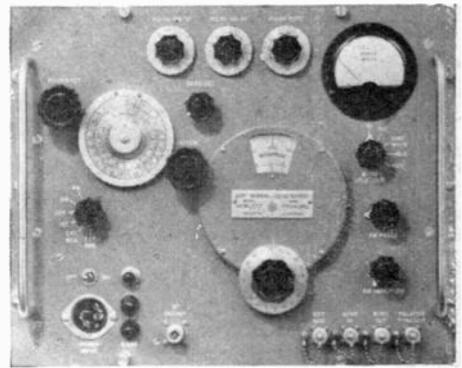
**CABLES  
SPECIAUX  
POUR H.F.  
ET U.H.F.**

**LES CABLES DE LYON**  
170 AVENUE JEAN-JAURES  
LYON

Profiter du **PLAN MARSHALL**  
*Equiper vos laboratoires de recherches.*

**HEWLETT  PACKARD**

Générateurs UHF jusqu'à 4.000 MC ♦ Voltmètres  
à lampes HF ♦ Distortiomètres ♦ Atténuateurs ♦  
Fréquencemètres électroniques ♦ Générateurs à  
signaux rectangulaires ♦ Slotted line, etc... etc...



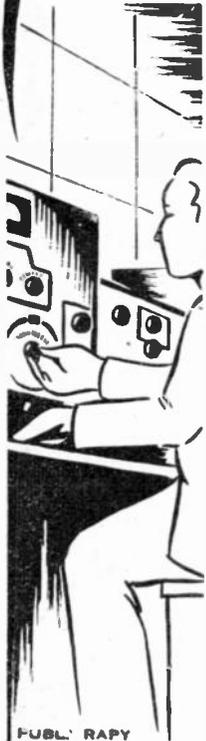
Générateur UHF 1800 - 4000 MC

Distributeur exclusif :

**RADIO - ÉQUIPEMENTS**

65, rue de Richelieu, **PARIS-2<sup>e</sup>**

TÉL. RIC. 49-88



PUBL. ROPY

**Vient de paraître...**

**L. CHRÉTIEN**

**Ce que le Technicien doit savoir**  
du  
**RADAR**

**Initiation aux circuits destinée**

aux agents techniques - aux agents monteurs  
et dépanneurs de l'armée - aux opérateurs  
radio de bord de la flotte marchande

Un volume de 248 pages

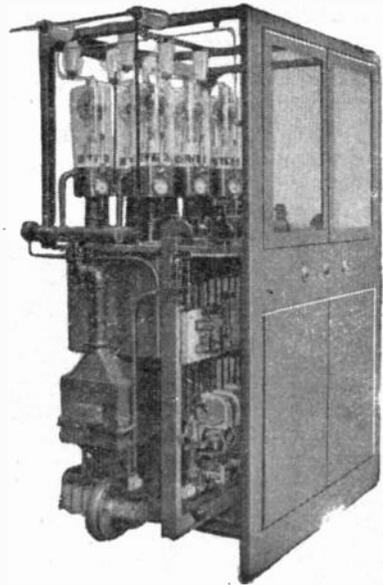
Prix : **825 francs**

**EDITIONS CHIRON, 40, Rue Seine, Paris-6<sup>e</sup>**

**S. F. M. E.**

**Société Française de Matériel Electrique**

62, Rue Denis-Papin, PANTIN (Seine) - Téléphone : NORD 47-62



**Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères**

① Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés. ② Transformateurs spéciaux. ③ Réglage de la Tension.

④ Tableaux et pupitres de commande.

**Nombreuses Références dans les Stations d'Emission**

**PANTIN**

# RADIO-ATTERRISSAGE SANS VISIBILITÉ...

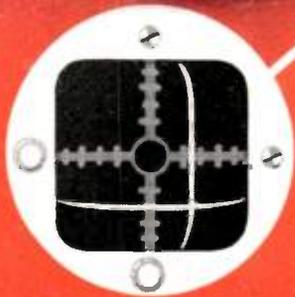
## A.S V 23

# CSF

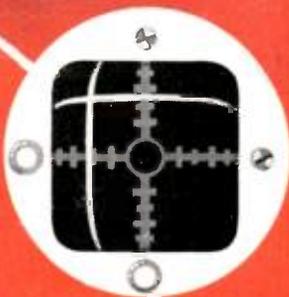
APPLICATIONS DES  
HYPERFRÉQUENCES  
A LA SÉCURITÉ ET AU  
CONTROLE DE LA  
NAVIGATION AÉRIENNE



Portée : 100 kms  
Précision :  
En direction : 0° 3  
En altitude : 0°15



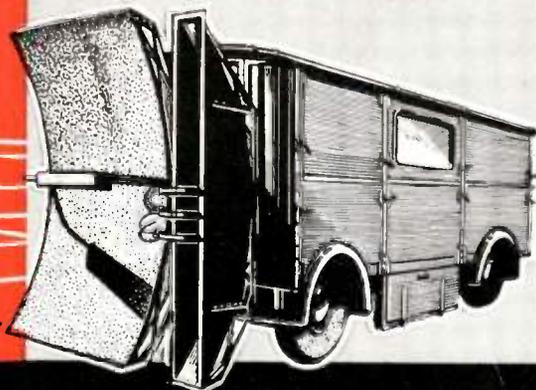
Allez à droite  
et descendez...



Allez à gauche  
et montez...



Vous êtes sur  
la trajectoire



# C<sup>IE</sup> G<sup>LE</sup> DE TELEGRAPHIE SANS FIL

CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, RUE DU MAROC - PARIS-19<sup>e</sup> - TÉL. BOT. 17-06, 66-50, 66 51

AGENCE PUBLÉDITEC DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2<sup>e</sup>, Tél. CENTral 97-63

# SADIR - CARPENTIER

3

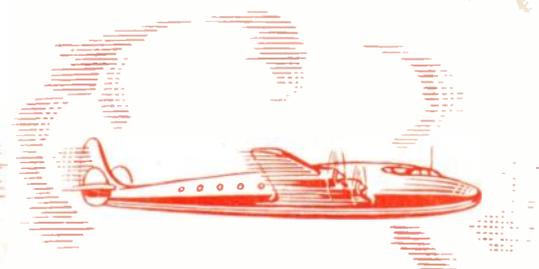
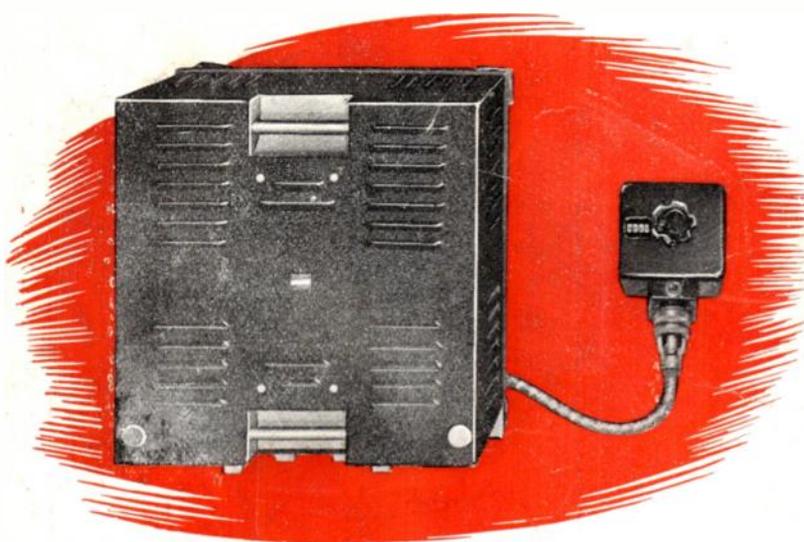
*Présente*

## POSTES DE BORD VHF



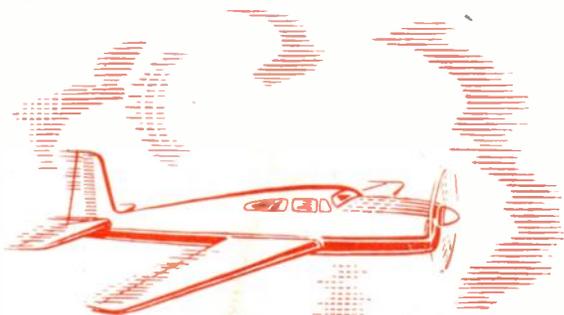
POUR AVIONS MILITAIRES

**E.R. 546**  
**POLYCANAUX**  
Gamme 100 à 156 Mc/s.  
Grande facilité d'emploi.



POUR AVIONS COMMERCIAUX

**E.R. 420**  
**160. CANAUX**  
Gamme 116 à 132 Mc/s.  
Conforme aux recommandations de l'O.A.C.I.



POUR AVIONS LÉGERS

**AIRFONE**  
**4 CANAUX**  
Gamme 108 à 156 Mc/s.  
Poids inférieur à 6 Kgs.  
Dimensions réduites.  
S'utilise comme un téléphone ordinaire.

# SADIR - CARPENTIER

101, BOULEVARD MURAT - PARIS (16<sup>e</sup>)

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH



Société Anonyme  
au Capital de  
400.000.000 de Frs

AUT. 81-25