

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

35<sup>e</sup> ANNÉE - N° 345  
DÉCEMBRE 1955  
PRIX : 300 FRANCS

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



RADAR  
DE SURVEILLANCE  
DU PORT DE DUN-  
KERQUE réalisé par LES  
LABORATOIRES DERVEAUX

#### DANS CE NUMÉRO

Suppression de la diode, dissipation  
du brevet Fleming, L. BOUTHILLON —  
Radar de surveillance portuaire, A.  
LECONTE — Réflecteurs à double cour-  
bure, THOUREL — Nouveaux diagrammes  
pour transformation d'impédances  
R. GUNLÉN — Conception en cours  
de fabrication de LINDY et  
SCHAAPSHA — IX<sup>e</sup> CE  
du C.C.I.R. à Gennevilliers  
L. J. LIBOÏ

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

Vol. XXXV

DÉCEMBRE 1955

N° 345

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

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

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

## SOMMAIRE

	Pages
L'invention de la diode. A propos du cinquantième du brevet Fleming .....	L. BOUTHILLON 1125
Un radar de surveillance postuaire .....	A. LECONTE 1147
Calcul et construction des réflecteurs à double courbure .....	L. THOUREL 1153
Nouveau diagramme permettant par translation les transformations d'impédances	R. GUILLETIN 1164
Le contrôle en cours de fabrication .....	J. DE LISNY et A.H. SCHAAFSMA 1171
Normalisation internationale des caractéristiques d'interconnexion des systèmes de faisceaux hertziens .....	L. J. LAUREN 1175
Vie de la Société .....	1188
Table des matières du volume XXXV .....	1193

*Sur notre couverture :*

Radar de surveillance du port de Dunkerque réalisé par les Laboratoires R. DEVIK pour le Service des Phares et Balises.

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

**SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS**

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

*Un joyeux compagnon!*



RÉCEPTEUR  
**"WEEK-END"**  
*portatif*

**L.M.T.**

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

# L'INVENTION DE LA DIODE.

## A PROPOS DU CINQUANTENAIRE DU BREVET FLEMING.<sup>(1)</sup>

(Brevet anglais 24 850/04)

PAR

Léon BOUTHILLON

*Ancien Président de la Société des Radioélectriciens*

1. — Quand notre président, m'ayant rappelé que le brevet de FLEMING sur la diode détectrice a cinquante ans, m'a demandé s'il ne convenait pas de rappeler la date de cette invention, je me suis tout de suite, et peut être trop vite, déclaré d'accord pour le faire devant vous, pensant que mon travail se trouverait tout préparé dans deux livres de FLEMING lui-même dont j'avais gardé le souvenir, « *The principles of electric wave telegraphy* » publié en 1906, et « *The thermionic valve and its developments in radiotelegraphy and telephony* », paru en 1919. J'avais autrefois gardé de la lecture de ces deux ouvrages l'impression que leur auteur, collaborateur de MARCONI au début du siècle, avait su à la fois mettre en lumière l'œuvre de celui-ci et la valeur qu'il attribuait à ses propres travaux. Je pensais donc que mon rôle pourrait se borner à consulter ces deux ouvrages, ainsi que le brevet de 1904, pour trouver toutes les indications utiles. Je me suis rapidement convaincu que mon travail devait être beaucoup plus étendu.

C'est, pour employer l'expression à la mode, les recherches fondamentales et l'origine des applications qu'il s'agissait d'explorer. Nous verrons que les études ont été nombreuses, et j'ai conclu pour ma part qu'il n'y a pas « un » inventeur de la diode, mais de nombreuses contributions parmi lesquelles plusieurs noms se distinguent particulièrement. Suivant qu'on attachera plus ou moins d'importance à la recherche de base ou à l'une ou l'autre des applications, tel ou tel de ces noms s'éclairera d'une plus vive lumière. Dans ces conditions,

une conclusion tendant à désigner « un » inventeur de la diode ne saurait avoir une valeur générale ; le seul travail utile me paraît être d'apporter des informations, aussi étendues que possible, empruntées à des documents originaux et, autant que possible, par des extraits des publications faites par les savants ou les inventeurs à l'époque même de leurs travaux. Ainsi se trouve fixée la méthode de la présente communication, qui se présentera finalement comme un instrument de travail auquel chacun de nous pourra, suivant son point de vue, apporter la conclusion appropriée.

2. — Le célèbre livre de J.J. THOMSON « *Passage de l'électricité à travers les gaz* » [47], au début du chapitre VIII qui traite de l'« *ionisation par les solides incandescents* », indique :

« On sait, depuis près de deux siècles, que l'air est conducteur au voisinage des métaux à la température du rouge. Les premières observations ont été faites par DU FAY en 1725, par DU TOUR en 1745, par WATSON en 1746, par PRIESTLEY en 1767 et par CAVALLO en 1785 ».

Je n'ai pas trouvé le livre de CAVALLO, mais je me suis reporté aux autres références. Pour DU FAY, je n'ai vu, dans l'« *Histoire de l'Académie des Sciences pour 1733 (Mémoires de mathématiques et de physique)* » où sont publiés plusieurs importants mémoires de DU FAY sur l'électricité statique, que les indications suivantes [1] :

«... tous les corps peuvent devenir électriques par l'approche du tuyau de verre frotté d'une manière convenable à exciter en lui cette vertu... ; un fer rouge et un charbon ardent posés sur un guéridon de verre le deviennent extrêmement (électriques) ; ainsi ce cas particulier n'est pas une exception à l'observation générale que nous avons apportée, qui est que tous les corps peuvent devenir électriques par la simple appro-

(1) Communication faite à la 7<sup>e</sup> section, le 25 février 1955.

Les numéros de figures inscrits en chiffres arabes sont ceux des documents d'où elles sont tirées. Les figures non extraites de documents originaux sont numérotées dans chaque paragraphe par des chiffres romains.

Les références bibliographiques, rassemblées à la fin de l'article, sont rappelées dans les paragraphes par leurs numéros.

che d'un autre corps dans lequel cette vertu a été excitée ».

Ces indications d'où il résulterait que les corps incandescents ne posséderaient aucune propriété électrique particulière ne sauraient suffire à faire classer DU FAY parmi les précurseurs de la diode à électrode incandescente.

3. — J'ai lu avec soin, sans y trouver d'indications intéressantes, les mémoires de WATSON [2] et de DU TOUR [3].

4. — Joseph PRIESTLEY [4] apporte, pour la première fois, quelques éléments positifs. Dans son « *History of electricity* » publié en 1767, il décrit une série d'expériences faites pendant l'année 1766. Dans le chapitre : « *Expériences sur la puissance conductrice des différentes substances* », nous trouvons à propos d'une recherche où il s'agit de constater si le verre chaud est ou non conducteur de l'électricité :

« Je me précautionnai d'un tube de verre d'environ quatre pieds de longueur et, au moyen du mercure que je versai dedans, et d'une feuille d'étain que j'y appliquai en dehors, je chargeai environ neuf pouces de sa partie inférieure. Ensuite, tirant soigneusement la feuille d'étain et renversant le mercure, je fis chauffer jusqu'au rouge la partie chargée du verre, et je trouvai en plaçant la garniture qu'il était déchargé.

« Je répétai l'expérience une seconde fois avec le même succès, de sorte que je ne doutai pas que ce verre, étant rouge, ne fût perméable au fluide électrique ; il n'aurait pas pu faire le tour pour aller du dedans au dehors sans parcourir une surface de six pieds de verre, dont la plus grande partie était très froide, et le tout parfaitement sec.

« Il est évident que la charge ne s'était pas perdue en traversant le vif-argent ; quand je répétai cette expérience sans chauffer le verre, la charge se trouva fort peu diminuée ».

Plus loin, J. PRIESTLEY rapporte des expériences sur la décharge des corps électrisés par une chandelle placée entre deux bâtons de verre chargés, et il ajoute (d'après la traduction française publiée à Paris [5]) :

« Pour comparer le pouvoir conducteur de la flamme avec celui d'autres corps, qui ont plus de chaleur mais qui fournissent moins d'émanations, je mis une pelle rouge entre les verges, mais cela ne produisit la décharge de la batterie que lorsque les verges furent rapprochées d'environ un pouce et demi l'une de l'autre, de sorte que l'explosion se fit à peu près au double de la distance ordinaire, en y comprenant l'espace occupé par la pelle ; cependant l'air dans le voisinage de la pelle était plus de deux fois plus chaud que dans le voisinage de la chandelle, vu la distance à laquelle on tenait les verges. Les deux parties de la pelle rouge furent marquées d'un cercle impar-

fait semblable à ceux qui furent imprimés sur chacun des boutons de cuivre...

« J'interposai ensuite un morceau de verre chaud jusqu'à rougeur, qui a autant de chaleur que le fer, mais qui fournit moins d'émana-

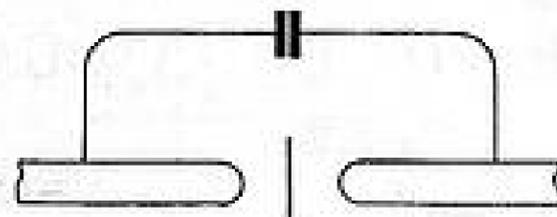


FIG. 1

tions ; mais il n'opéra la décharge que quand j'eus approché les verges de cuivre à un pouce l'une de l'autre, ce qui était si proche que le verre les touchait presque toutes les deux ».

5. — Voici maintenant des expériences de GROVE [6] dans lesquelles pour la première fois, nous trouvons des électrodes enfermées dans des tubes de verre et chauffées par le passage d'un courant.

L'expérience suivante rappelle celle de PRIESTLEY.

« Dans l'extrémité fermée d'un tube coudé (fig. 2), une boucle de fil de platine AB et deux fils de platine CD étaient scellés hermétiquement, les extrémités de ces derniers étant rapprochées aussi près que possible et l'intervalle qui les sépare étant voisin et immédiatement au-dessus du sommet de la boucle. Le

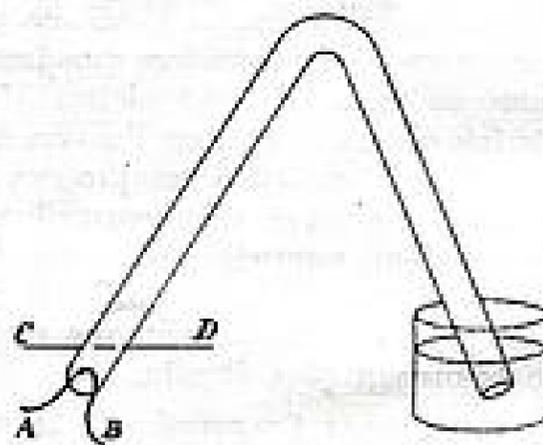


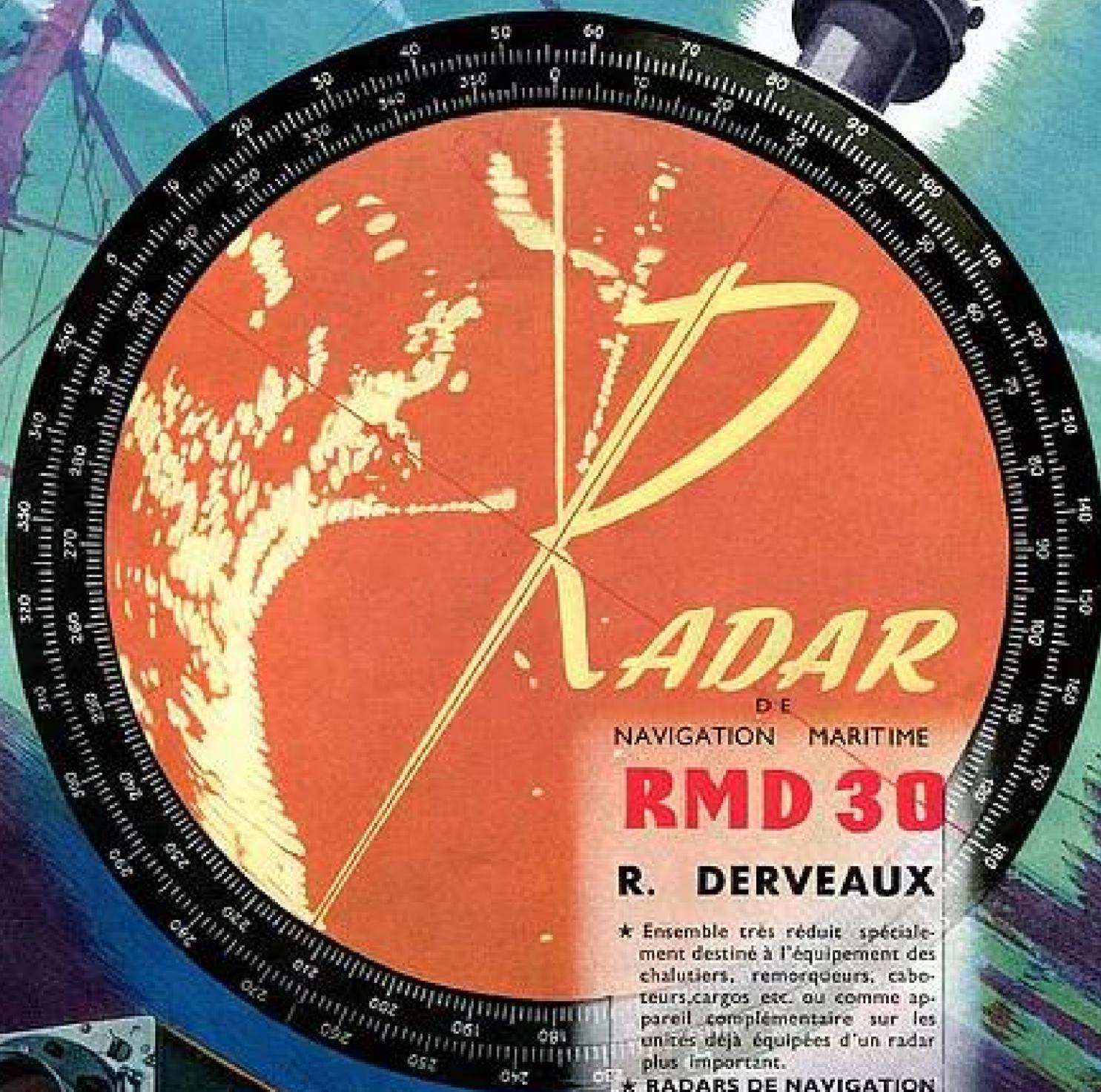
FIG. 2

tube étant rempli d'hydrogène et le fil AB connecté à une batterie voltaïque de puissance suffisante pour l'élever à un aussi haut degré d'incandescence qu'il est possible sans le faire fondre ; C et D étaient maintenant connectés aux pôles d'une autre batterie, un galvanomètre sensible était interposé dans le circuit. Pas le moindre effet sur l'aiguille du galvanomètre ne put être décelé, et un effet négatif semblable fut observé si le tube était rempli d'air atmosphérique ».

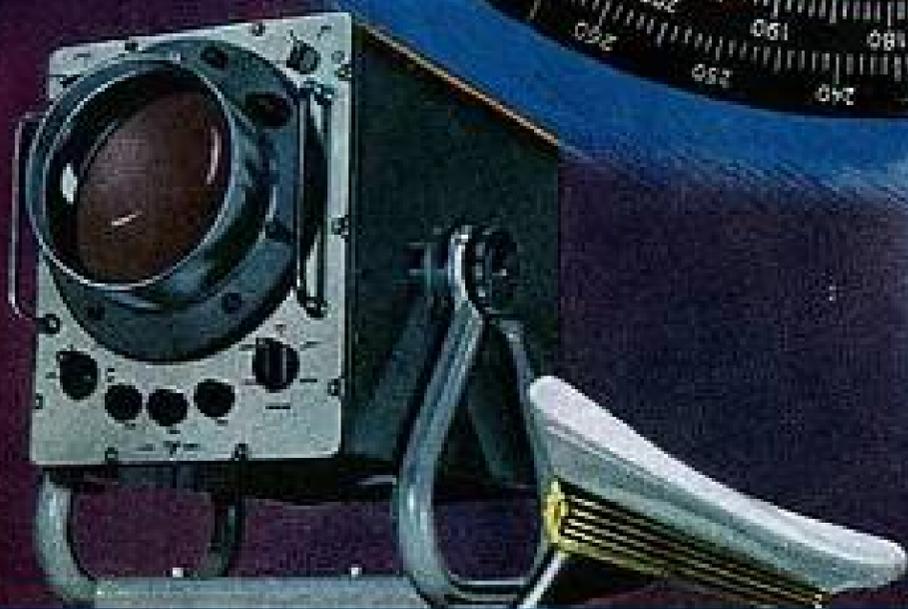
Et voilà une autre expérience :

« Deux portions parallèles de fil de platine étaient maintenant placées à proximité immé-

POUR NAVIRES DE PETIT ET MOYEN TONNAGE



- ★ Ensemble très réduit spécialement destiné à l'équipement des chalutiers, remorqueurs, caboteurs, cargos etc. ou comme appareil complémentaire sur les unités déjà équipées d'un radar plus important.
- ★ RADARS DE NAVIGATION de forte puissance 3 à 10 cm R.M.D. 103 — R.M.D. 110
- ★ RADARS PORTUAIRES Dunkerque, St-Nazaire en voie d'installation.
- ★ TELEVISION SOUS-MARINE
- ★ BALISES MARINE
- ★ RETRANSMISSION D'IMAGES RADAR etc



LABORATOIRES R. DERVEAUX

6, RUE JULES-SIMON - BOULOGNE-SUR-SEINE - PARIS - TÉL. : MOLITOR 37-00  
CRÉATEURS DES PREMIERS RADARS FRANÇAIS PORTUAIRES ET MARINE MARCHANDE

diaté l'une de l'autre (voir fig. 3) de sorte que chacune pouvait être portée à l'incandescence par des batteries isolées séparément. Dans l'air atmosphérique ou l'hydrogène et avec une pleine incandescence, pas la moindre conduction ne put être décelée sur l'intervalle entre les fils avec deux éléments de batterie à l'acide nitrique, et ayant la possibilité, grâce à l'ama-

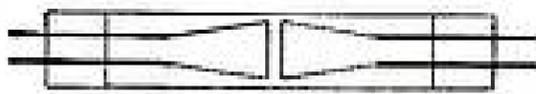


FIG. 3

bilité de M. GASSIOT, de répéter cette expérience avec sa batterie de cinq cents éléments bien isolés de la combinaison d'acide nitrique, l'air ne conduisait pas quand les éléments étaient rapprochés au 1/50 d'inch. En les approchant, ils venaient à la distance de collage, fondaient instantanément et l'aiguille du galvanomètre qui était restée jusque-là parfaitement stationnaire tournait rapidement et sortait du champ.

« Je pense que je suis autorisé à en conclure que nous n'avons aucune indication expérimentale de ce que la matière à l'état gazeux conduise l'électricité voltaïque... »

Ce résultat négatif ne fut confirmé par aucun des expérimentateurs qui suivirent.

6. — Nous avons jusqu'ici bien peu de chose. Avec les recherches de E. BECQUEREL (1853) [8].

*AB*, tube de platine (longueur 65 cm, diamètre intérieur 2 cm); *A'B'*, tube de terre réfractaire traversant un fourneau horizontal (*A'B'* = 10 cm); ouvert si le gaz étudié est l'air atmosphérique, fermé ou en communication avec un gazomètre s'il s'agit d'un autre gaz; *P*, pile; *H*, commutateur; *M*, galvanomètre; *C C' D D'*, rhéostat.

Dans le cas d'expériences dans l'air, un fil de platine *ab* est placé sur l'axe du tube *AB* sur toute la longueur (fig. 2).

Dans le cas d'expériences avec des gaz autres que l'air, une tige de platine iridié *ab*, placée sur l'axe du tube *AB*, arrive jusqu'au milieu de sa longueur (fig. 1).

Dans certaines expériences dans l'air, 2 fils *ab, a'b'*, sont placés dans le tube *AB*, parallèlement aux génératrices (fig. 3).

(E. BECQUEREL. — Annales de Chimie et de Physique, 1853, p. 355-402).

nous trouvons au contraire d'importants résultats que confirmera l'avenir.

L'auteur se proposait d'étudier la conductibilité électrique des gaz chauds.

Le schéma de principe est celui de la fig. 1.

Les fig. 1, 2, et 3 représentent l'appareillage utilisé.

Nous y trouvons pour la première fois un ensemble de deux électrodes, l'une centrale, l'autre périphérique, l'une des deux électrodes étant portée à l'incandescence, c'est-à-dire ce que nous appellerons maintenant une diode. Les deux électrodes sont toutes deux chauffées, disposition que nous retrouverons jusqu'à FLEMING (1896, parag. 23).

L'expérience consiste à faire deux lectures :

- 1° *EF* et *E'F'* étant court-circuités ;
- 2° *EE'* étant court-circuité.

*F'* étant relié au conducteur central de la diode et *F* au tube de platine. le circuit, court-circuité dans

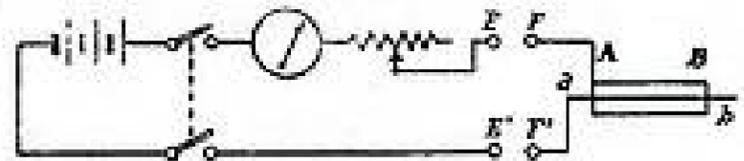
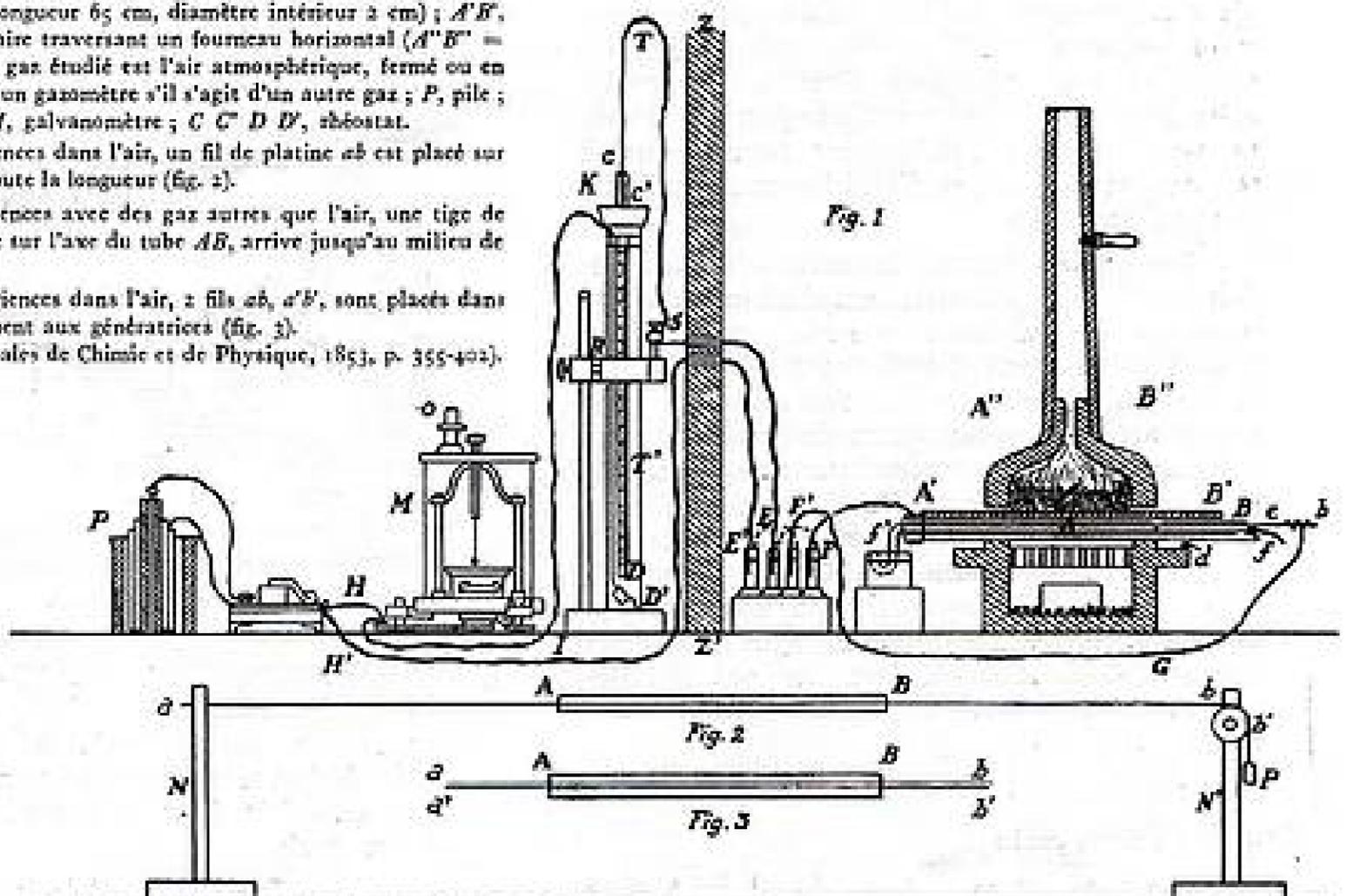


FIG. 1.

la seconde opération, contient, dans la première, l'espace compris entre les deux électrodes de la diode.

On règle le rhéostat de façon que dans la seconde mesure la déviation du galvanomètre soit la même que dans la première et on lit chaque fois le nombre de tours du rhéostat contenu dans le circuit.



La différence des deux lectures donne l'équivalent en rhéostat de la résistance du gaz chauffé.

Et voici le résumé des résultats obtenus.

« Les résultats qui sont exposés dans le présent travail mettent bien en évidence les propriétés que possèdent les gaz de livrer passage aux courants électriques lorsqu'ils environnent des électrodes métalliques parfaitement isolées et que leur température est suffisamment élevée. Les gaz acquièrent cette faculté à la température rouge naissante, et à partir de cette limite ils transmettent d'autant mieux l'électricité que leur température s'élève plus haut ; ils livrent alors passage même aux plus faibles courants électriques que l'on puisse produire à l'aide d'un couple de petite dimension.

« Cette propriété est générale à tous les fluides aériformes. En opérant avec l'hydrogène, l'oxygène, l'acide carbonique, l'azote, le chlore, la vapeur d'eau, etc... comme avec l'air on observe des effets analogues, mais plus ou moins marqués suivant leur nature ».

« Les dimensions relatives des électrodes en platine qui servent à transmettre les courants électriques au travers des gaz ont une influence telle que la proportion d'électricité qui passe est plus grande quand on augmente la surface de l'électrode négative... ».

« La résistance d'un gaz à la transmission de l'électricité varie avec le nombre des couples de la pile et avec l'intensité du courant électrique qui la traverse. ».

« Au-dessous de la température du rouge il n'y a pas de différence appréciable entre un gaz raréfié et un gaz à la pression ordinaire, l'électricité ne peut cheminer entre les électrodes métalliques qui s'y trouvent plongées ; au-dessus de cette limite les différences commencent à se manifester et le gaz dilaté transmet toujours mieux l'électricité.

« Lorsqu'on diminue la force élastique de l'air ou d'un gaz porté à la température du rouge, sa résistance diminue, et une fois arrivé au plus haut degré de raréfaction que puisse produire la machine pneumatique, le milieu gazeux ainsi raréfié atteint son minimum de résistance, qui néanmoins est encore facilement appréciable. La diminution de force élastique dans chaque gaz à égalité de température rend leurs résistances de moins en moins différentes l'une de l'autre, et quand on arrive à une pression de 3 ou 4 millimètres de mercure (au vide de la machine pneumatique), tous les gaz raréfiés transmettent également bien les courants électriques ».

Relevons encore ceci :

« Quand on opère à l'aide du fil de platine disposé comme le représente la fig. 2 et que le

courant circule à travers le gaz échauffé, on peut faire communiquer le fil *ab* avec le pôle positif du couple ou bien avec le pôle négatif. Cette circonstance n'est pas indifférente. Quand le fourneau est bien en feu et que l'on fait ainsi passer alternativement le courant dans un sens ou dans l'autre, au travers du gaz chaud, on trouve une différence d'effet indiquant que la déviation est plus forte lorsque le fil est positif et le tube de platine négatif, que lorsque l'inverse a lieu ».

« ... la différence des effets est plus grande quand la tension électrique est moindre ; elle semble devenir plus faible à mesure que la température s'élève ; mais elle disparaît complètement quand on diminue la pression du gaz intérieur ; alors... l'action est la même quel que soit le sens du courant ».

C'est la première expérience où sont observés d'une part le passage du courant entre les deux électrodes placées dans un gaz ou dans le vide, sous l'action d'une force électromotrice, et d'autre part la dissymétrie des effets suivant le sens du courant.

7. — Quinze ans passent et, en 1869, W.H. HERRON publie la première partie d'une étude sur la conductibilité électrique des gaz, qui ne s'achèvera que quinze ans plus tard, en 1884, et que nous retrouverons à cette date [8].

8. — En 1873, GUTHRIE [9] (FLEMING étant son assistant) apporte quelques indications importantes et de nouvelles précisions.

Dans une première série d'expériences, il utilise des billes de fer (environ 5 cm de diamètre) chauffées au rouge ou au blanc dans un feu de coke et pouvant être tenues dans des pinces isolantes ou conductrices.

Je donne ci-dessous quelques citations.

Voici, d'abord, avec des billes chauffées au blanc :

« 6 — *Expérience*. Une bille de fer chauffée au blanc sur une pince de métal (donc en connexion avec la terre) est tenue au-dessus de la partie supérieure d'un électroscope chargé d'électricité positive. A la distance d'un ou deux inches, les feuilles tombent rapidement et ne s'écartent plus quand on enlève la bille.

« 7. — *Expérience*. L'électroscope est chargé d'électricité négative, les autres conditions étant celles du parag. 6. Quand la bille est à une distance de trois ou quatre inches l'électroscope est déchargé rapidement, d'une façon permanente, et complètement.

« 8. — *Expérience*. L'électroscope est chargé d'électricité positive. La bille de fer chauffée au blanc est sortie du four avec la pince isolante et portée au-dessus de l'électroscope. Une décharge parfaite et permanente se produit quand la distance entre les deux est environ un inch.

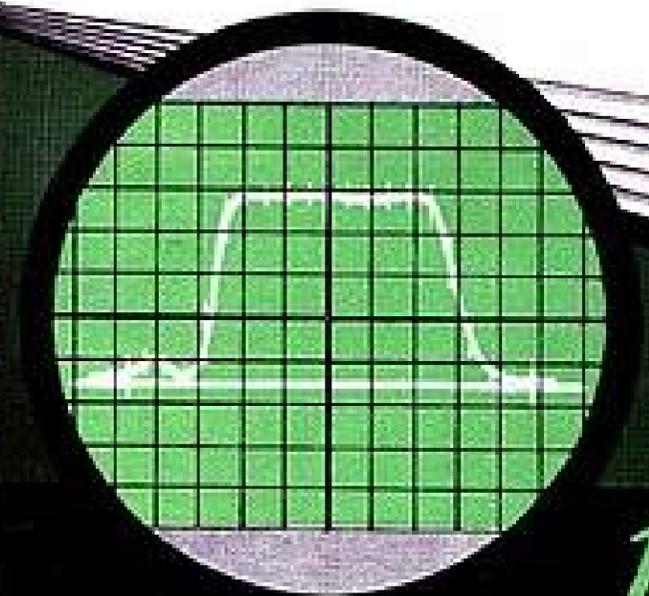
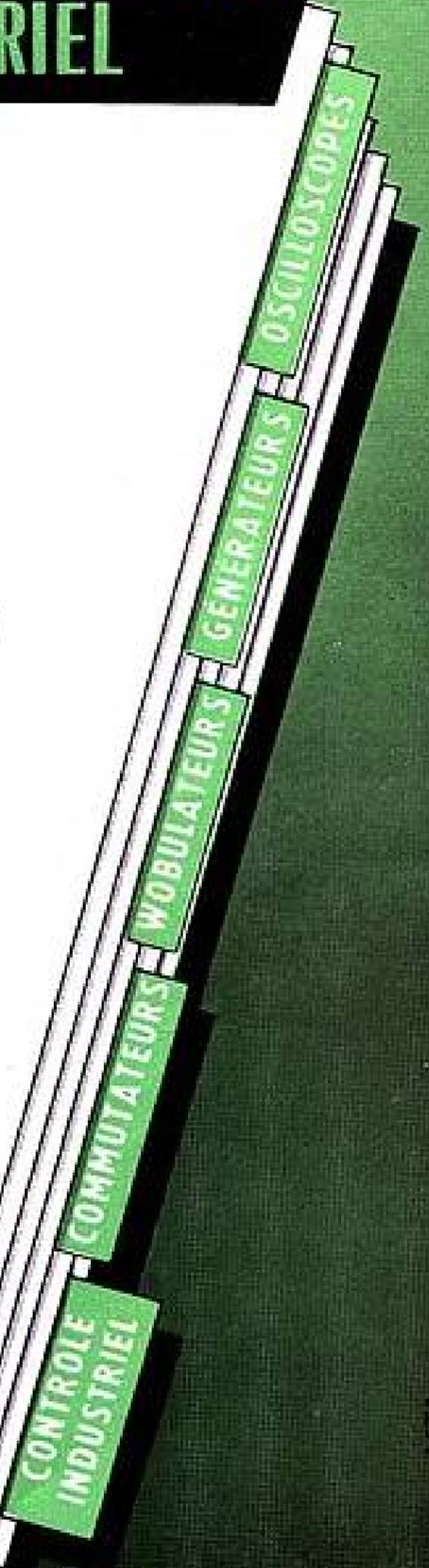
« 9. — *Expérience*. L'électroscope est chargé d'électricité négative, l'expérience étant pour

# APPAREILS ÉLECTRONIQUES DE MESURE ET DE CONTRÔLE INDUSTRIEL

## Ribet Desjardins



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



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

le reste celle du parag. 8. L'électroscope perd sa charge complètement et d'une façon permanente quand la distance est deux ou trois inches c'est-à-dire sensiblement plus grande qu'avec l'électricité positive.

\* 14. — Le succès des expériences ci-dessus avec des billes chauffées au blanc tient à ce que les billes sont à la chaleur d'un blanc brillant. Plus la chaleur est grande, mieux cela vaut...

Et maintenant, avec les billes chauffées au rouge :

\* 20. — *Expérience.* A une chaleur rouge peu accentuée, une bille, isolée ou mise à la terre, ne décharge pas un électroscope chargé positivement à la distance d'un ou deux inches.

\* 21. — *Expérience.* Une bille, à la chaleur rouge peu accentuée décharge l'électricité quand elle est connectée à la terre, mais pas quand elle est isolée...

Dans une seconde série d'expériences, le corps incandescent est un fil de platine.

\* 28. — *Expérience.* Au moyen de 8 éléments platine-zinc un fil de platine de 0,01 inch de diamètre et 6 inches de long est porté au blanc. Un électroscope chargé positivement est placé 1 inch au-dessus de cette bobine. Environ 3 secondes après la fermeture du circuit le fil de platine est chauffé au blanc et en même temps toute l'électricité est déchargée. Avec l'électricité négative la décharge est encore plus rapide et est complète même avant que le fil soit chauffé au blanc... Si le fil est près de son point de fusion, il y a peu de différence dans la distance ou le temps dans lequel l'effet est produit avec les deux sortes d'électricité.

\* 29. — *Expérience.* 9 inches du fil de platine du parag. 28 sont courbés en une boucle unique circulaire horizontale, à un inch au-dessus de l'électroscope qui était chargé d'électricité. Le fil était chauffé au rouge juste visible. Les feuilles de l'électroscope tombèrent en deux secondes, dont l'une est certainement occupée par le chauffage du fil et l'autre n'est pas plus que le temps nécessaire à la chute des feuilles. Tout se passe comme si la chute des feuilles est instantanée. Un électroscope chargé positivement dans les mêmes conditions demandait 6 ou 7 secondes pour être déchargé.

\* 31. — *Expérience.* Une batterie de 8 éléments n'était pas suffisante pour chauffer 12 inches de platine même au rouge peu accentué. Une telle boule chauffée non lumineuse déchargeait un électroscope chargé d'électricité négative à la distance d'un inch. Une charge positive n'était par perceptiblement affectée.

\* 35. — Les expériences avec électroscope peuvent être remplacées presque toutes avec l'électricité condensée d'une bouteille de Leyde.

La décharge d'une bouteille n'est jamais aussi rapide et complète que celle d'un électroscope ».

Ces expériences montrent pour la première fois la dissymétrie des effets produits par les métaux incandescents sur les électricités positive et négative.

Et voici, enfin, une expérience que je considère comme très importante :

\* Le bouton poli et noirci d'une bouteille de Leyde, ou le bouton noirci connecté à un électroscope est au foyer principal d'un miroir métallique sphérique de 18 inches de diamètre. Au foyer d'un miroir conjugué est placée une bille de fer chauffée au blanc. Les centres des miroirs sont distants de 5 feet 9 inches et leurs foyers sont distants de 3 feet 10 inches. Bien qu'en 1,5 minute les objets noircis deviennent trop chauds pour être tenus à la main, bien que le papier soit noirci au foyer récepteur, ni l'électricité positive ni négative d'une bouteille ou d'un électroscope n'est déchargée ».

Et le paragraphe suivant nous dit :

\* 43. — Les expériences parag. 42 montrent qu'une certaine proximité doit exister entre la source de chaleur et le corps chargé pour que la décharge puisse avoir lieu et que la décharge n'est pas due seulement à l'intensité de la chaleur ».

Cette conclusion que si, dans certaines conditions, les gaz conduisent l'électricité, ce n'est pas à la chaleur qu'ils doivent cette propriété, comme l'avaient cru les expérimentateurs précédents, l'avenir se chargera de la confirmer en déterminant quel est l'agent de cette conductivité. Pour cela, vingt ans seront encore nécessaires.

9. — Cependant en 1881, BLONDLOT [10] qui ne connaissait vraisemblablement pas les expériences de GUTHRIE, affirme encore l'existence d'un pouvoir conducteur des gaz, et décrit à l'appui l'expérience suivante :

«... sur un circuit son installés un élément à sulfate de cuivre et un électromètre capillaire ; le courant est interrompu en un point et chacune des extrémités du fil est reliée à une plaque de platine d'environ 0,03 m de diamètre ; les deux plaques sont maintenues verticales, en regard et parallèles, au moyen de longs tuyaux de pipe isolés à la partie inférieure. La distance des plaques étant réglée à 0,002 ou 0,003 m, il est clair que le circuit est interrompu par la couche d'air interposée et que l'électromètre reste immobile.

\* Voici maintenant l'expérience. On commence par fermer l'électromètre sur lui-même au moyen du pont qui lui est amené ; puis avec un chalumeau de lampe d'émailleur, on porte au rouge les deux plaques de platine (pendant cette opération l'électromètre reste toujours au zéro puisqu'il est fermé par le pont). On enlève alors la flamme, puis, un instant après, le pont ; aussitôt le mercure de l'électromètre sort du champ du microscope. Par conséquent la conti-

nuité du circuit, qui était interrompue par l'air froid, est rétablie par l'air chaud : il ne peut rester aucun doute sur l'existence de la conductibilité voltaïque des gaz chauds ».

Et BLONDLOT ajoute qu'il a obtenu des résultats semblables bien au-dessous du rouge, quand

« la température moyenne du gaz est assez peu élevée pour qu'on puisse y maintenir la main ».

observation isolée qu'une note suivante ne confirmera pas.

Mais voici une autre observation à retenir, qui confirme l'existence des dissymétries déjà observées par E. BECQUEREL (parag. 6).

« J'ai observé que si les deux plaques de platine sont inégalement chauffées, il se produit des forces électromotrices considérables. La plaque la plus chaude constitue un pôle négatif par rapport à l'autre ».

Observation précieuse, puisque nous avons dans cette expérience un nouvel élément constitutif de la diode moderne : le fait que les deux électrodes sont inégalement chauffées, et la constatation de son importance dans le fonctionnement.

10. — En 1882, ELSTER et GEITEL [11], en Autriche, publient un mémoire « Sur l'électricité de la flamme ». On y trouve dans un paragraphe intitulé « Comportement thermoélectrique de fils de platine séparés par une couche d'air chaud », (et ce seul libellé est la preuve que le point de vue suivant lequel la conductivité est due à la chaleur est encore prépondérant), une expérience intéressante.

« Soit  $ab$  (fig. 4) tendu entre deux fils de cuivre  $x$  et  $y$ , un fil fin de platine qui pouvait être porté à l'incandescence par deux éléments BUNSEN. Au point  $u$ , ce fil et avec lui la batterie étaient mis à la terre, à laquelle étaient reliés également une paire de quadrants de l'électromètre. Un deuxième fil fin de platine était en liaison avec la paire de quadrants isolée de l'électromètre et pouvait être approchée à volonté du fil  $ab$ . Ce fil mobile était placé de telle façon qu'il fût aussi près que possible du point  $u$ . Par suite s'il y avait une force thermo-

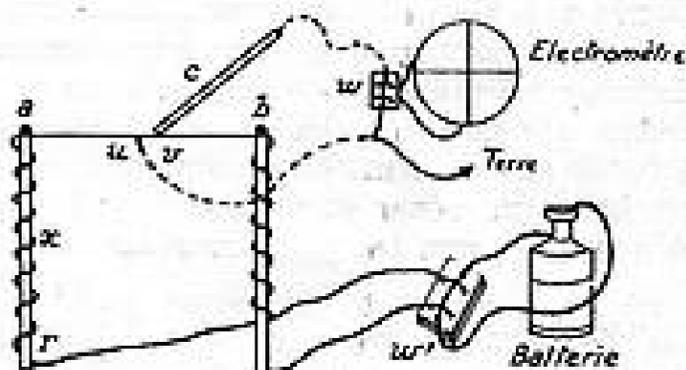


FIG. 4. — (J. ELSTER et H. GEITEL). (*Annalen der Physik und Chemie*, 1882, p. 193, vol. 16, tableau III).

électrique du fil  $ab$  elle devait se manifester sur l'électromètre.

« Il se produisit qu'un fil de platine  $c$  qui fut approché du fil incandescent se chargea fortement positivement....

« La force électromotrice se manifeste dépendant en outre de la distance du fil  $ab$ , de l'état d'incandescence du fil  $ab$  et de la constitution superficielle du fil  $c$  ».

11. — En juillet 1883, FLEMING [12], en Angleterre, décrit la première de la série d'expériences qui le conduira à la diode détectrice du brevet de 1904. L'auteur, alors conseiller scientifique à la EDISON ELECTRIC LIGHT COMPANY de Londres, était naturellement occupé à l'étude des lampes à incandescence à filament de charbon.

Le filament était en forme de fer à cheval ; ses extrémités étant recouvertes de cuivre à l'endroit de leur soudure avec la connexion de sortie de la lampe.

L'auteur constate que, si le point de plus grande résistance se trouve en l'un de ces endroits, le cuivre se volatilise et se dépose à l'intérieur du verre.

« Mais ce qu'il y a de plus curieux est que dans ce cas un examen de l'enveloppe de verre montre qu'il y a une étroite ligne sur laquelle il n'y a pas eu de dépôt de cuivre. En examinant soigneusement la position de la ligne sans dépôt relativement à la position du filament de carbone, on verra qu'elle se trouve dans le plan de la boucle et du côté opposé à l'endroit où s'est produite la rupture du filament. C'est en fait une ombre de la boucle.

« La conclusion nécessaire est que les molécules de cuivre sont projetées en ligne droite. Sinon il est impossible qu'il y ait cette ligne sans dépôt ».

C'est la première expérience dans laquelle j'ai trouvé l'allusion à une projection de particules par un fil incandescent.

Dans une note de 1885, FLEMING [17] parlera d'émission de molécules de carbone par le filament incandescent.

12. — La même année (1883) ELSTER et GEITEL publient un second mémoire « Sur la production de l'électricité par le contact des gaz et des corps incandescents » (13). On remarquera par ce seul titre l'évolution de leurs idées depuis le mémoire de l'année précédente.

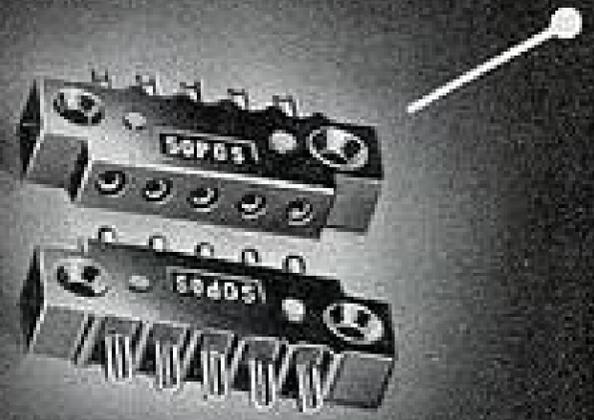
Les auteurs ont développé leur étude du phénomène ; ils donnent de nouveaux résultats : sur l'influence de l'état d'incandescence ; avec des gaz autres que l'air (anhydride carbonique, gaz d'éclairage, acide chlorhydrique gazeux) ; avec des corps incandescents non métalliques ; sur l'influence de la dimension de l'électrode froide.

Je cite les conclusions :

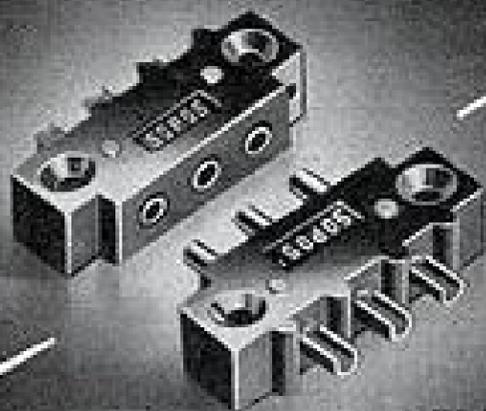
« Les particules des gaz expérimentés par nous : air, gaz d'éclairage, gaz carbonique, acide, au contact avec des corps incandescents sont électriquement positives, et de telle sorte que les particules d'électricité sont attachées

# FICHES SUBMINIATURES

3 FICHES 7 CAPOTS  
30 COMBINAISONS



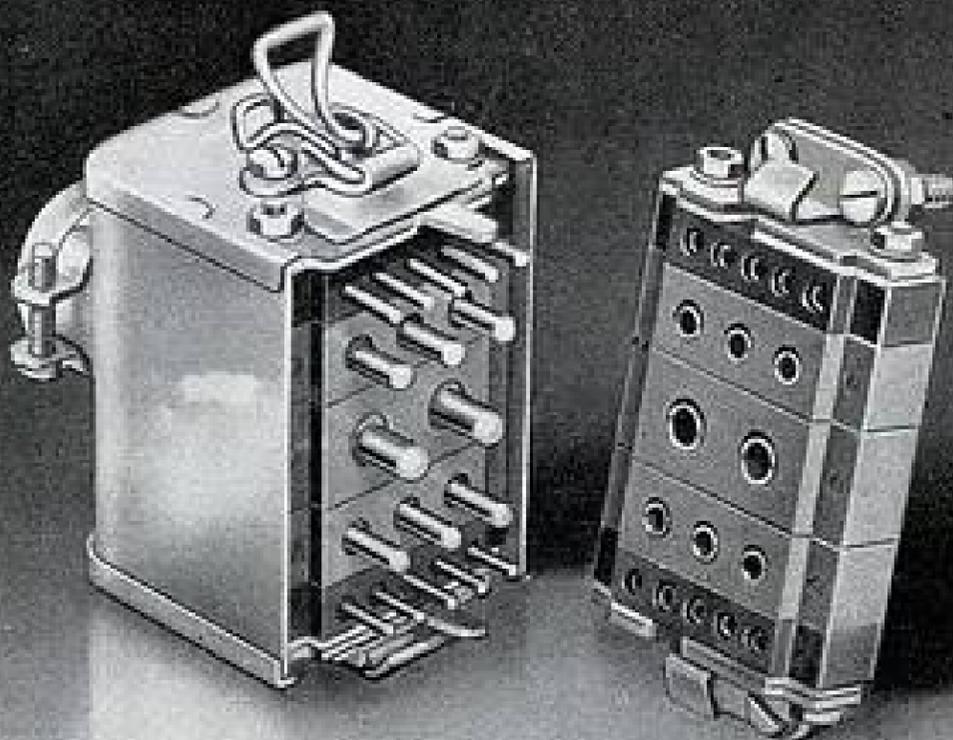
**SM 5**  
5 Ampères  
250 V. ALT.



**SM 3**  
15 Ampères  
500 V. ALT.



**SM 2**  
25 Ampères  
750 V. ALT.



DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE

**ETS SOCAPEX-PONSOT**

9, Rue Édouard-Nieuport, SURESNES (Seine)

LONGchamp 20-40/41/42

également à la particule matérielle, tandis que le corps incandescent est chargé électriquement négativement. La charge du conducteur non incandescent placé dans l'air chaud est d'autant plus grande que l'incandescence du corps qui produit l'électricité est plus élevée et est déterminée par l'état d'incandescence de ce dernier. Elle est indépendante de la nature du gaz chauffé, aussi bien que de la constitution superficielle et de la vitesse de l'électrode frappée par le courant.

« La charge de l'électrode placée dans l'air augmente.... quand on agrandit sa surface ».

13. — En 1883-1884, HIRROFF publie sa quatrième communication « *Sur la conduction électrique des gaz* » [8]. C'est un long mémoire d'une centaine de pages à la fin duquel il précise le phénomène fondamental déjà observé par BECQUEREL et qui sera la base des applications de la diode, dans un paragraphe dont le titre suffit à faire apprécier l'importance.

« *Suite des lois maintenant connues des courants gazeux électriques. Si la cathode et son enveloppe sont maintenues à la chaleur du blanc, pendant que l'anode et les autres parties restent froides, un petit nombre d'éléments Bunsen suffisent pour entretenir des courants constants dans les gaz fortement raréfiés* ».

HIRROFF utilise en particulier les tubes des fig. 7 et 8. Dans le premier (fig. 7) une spirale de platine est fixée en travers, tandis que, en haut et en bas, deux fils de platine constituent deux autres électrodes. Quant au tube de la fig. 8, il contient deux électrodes constituées l'une par un bâtonnet de carbone (1 mm de diamètre) supporté par deux fils de cuivre *mn*, l'autre par un fil d'aluminium *a* ; le bâtonnet de carbone était chauffé par une batterie BUNSEN de 14 éléments ; on obtenait ainsi un chauffage au blanc avec lequel, aussi bien dans le gaz carbonique que dans l'hydrogène, la lumière positive disparaissait complètement.

Voici maintenant la description de l'expérience :

«... nous prenions comme cathode le conducteur le plus réfractaire et le chauffions par un autre (1) courant électrique aussi fort que possible. Les récipients (fig. 12 et 13) sont appropriés pour cela. Si l'on utilise le tube avec la spirale de platine et que nous faisons passer un courant à travers ce dernier, dont on élève peu à peu l'intensité, on voit que la différence de tension des électrodes du courant de gaz ne subit aucune diminution notable tant que le platine n'a pas dépassé de fortes chaleurs du rouge. Avec la coloration jaune de la spirale la différence de tension devient plus petite et diminue ensuite rapidement quand on continue à élever la température.

« Comme, dans ces essais, le platine atteint trop tôt sa température de fusion, j'ai employé

comme cathode le bâtonnet de carbone (fig. 13) qui se trouvait constamment dans la partie supérieure du tube de verre tandis que l'anode était en-dessous. Pour rendre le fait bien net, les raréfactions sont faites aussi grandes que

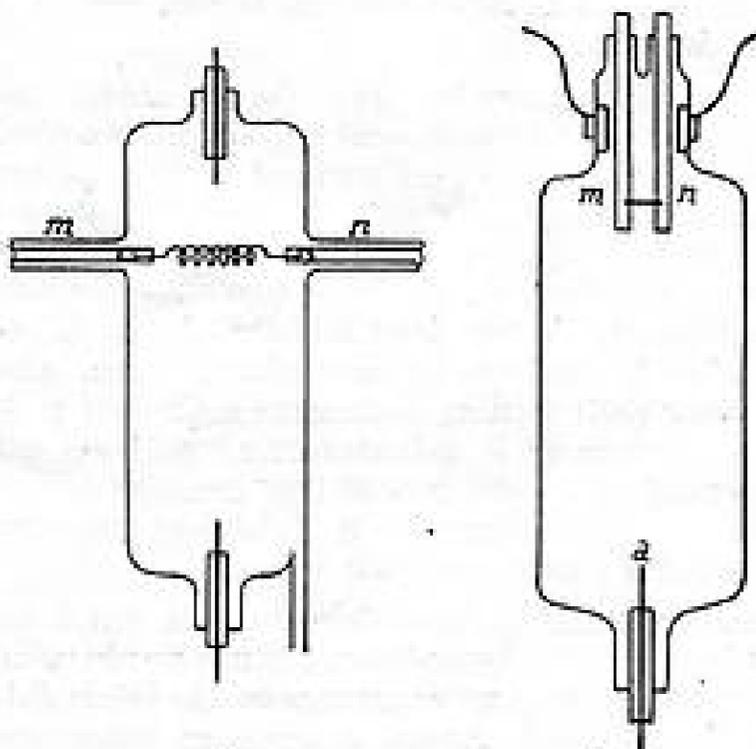


FIG. 12

FIG. 13

(W. HIRROFF) (*Annalen der Physik*, vol. 20, 1883, pl. VI).

possible et les traces de gaz que le carbone dégage constamment par élévation de température, sont continuellement aspirées par la pompe. J'ai ainsi réussi quand la distance des électrodes était de 4 cm, à obtenir, même avec dix petits éléments de ma batterie, un courant par lequel le fil d'anode se couvrait d'une lueur bleue. Quand la distance était portée à 8 cm, il fallait 20 éléments.

« En insérant un galvanomètre on observe que l'intensité dépend beaucoup de la température de la cathode et augmente très rapidement avec elle.

« Si l'on recherche non la décharge lumineuse de l'électricité, mais seulement le passage de celle-ci pour les grandes raréfactions, alors suffisent des forces électromotrices beaucoup plus petites que celles indiquées ci-dessus. Quand la distance de l'électrode dans le tube (fig. 13) était 6 cm, un petit élément, avec des raréfactions aussi grandes que possible et une forte incandescence blanche du carbone, faisait dévier le galvanomètre I, non shunté, de 65 mm.

« On obtient aussi des courants faibles avec de petites forces électromotrices, sans aucune trace de production de lumière pour des pressions plus grandes. Quand le tube (fig. 13), avec la même distance d'électrodes de 6 cm, contient du gaz hydrogène sous la pression de 9 mm, 20 éléments dévient le galvanomètre I,

(1) Autre que celui qui passe entre les deux électrodes du tube.

non shunté, de 15 mm ; quand la pression est abaissée à 4 mm, 10 éléments donnent la déviation de 25 mm ; pour une pression de 2 mm, deux éléments dévient de 20 mm.

« Les intensités de ces faibles courants sans production de lumière sont également dans la plus grande dépendance de la température de la cathode.

« On comprendra que j'ai démontré que ces courants se produisent que si c'est la cathode du tube à gaz qui est portée à cette haute température. Si l'on monte les éléments dans la direction opposée, on n'observe aucune déviation du galvanomètre. Pour bien observer cette différence, j'avais dans le tube de la fig. 13. réduit la distance des électrodes à 4 cm. Alors qu'un petit nombre d'éléments suffisaient à dévier fortement le galvanomètre quand son pôle négatif était relié au charbon incandescent au blanc, 200 éléments le laissaient au repos quand le pôle positif était pris ».

Ainsi, il est établi que, dans le vide, entre une cathode en carbone incandescent et une anode métallique froide, il passe un courant sous une faible différence de potentiel. Aucun courant ne passe avec une différence de potentiel de signe contraire.

Ainsi la diode à cathode de carbone chauffée dans le vide est complètement décrite, et sa propriété fondamentale, qui est de se comporter comme une valve, est parfaitement établie.

Il ne reste plus qu'à rechercher les applications industrielles possibles et à réaliser les perfectionnements technologiques nécessaires pour obtenir la diode de la technique.

Ce sera une œuvre de mise au point, la première application industrielle ne devant apparaître qu'après une vingtaine d'années.

L'exposé qui précède montre d'ailleurs que si l'expérience avait abouti à d'importants résultats, l'interprétation théorique n'avait marqué que peu de progrès. Si le point de vue qui attribuait la conductivité observée à la température élevée du gaz paraissait mis en doute, personne n'avait encore attribué le phénomène à l'émission de particules électrisées par l'électrode incandescente. Il restait encore beaucoup à faire pour aboutir à cette conclusion et déterminer la nature des particules.

14. — A l'époque où HIRROFF publiait ces résultats Edison (1883) ajoutait, à l'intérieur de sa lampe à incandescence à filament de carbone une plaque métallique *d* réunie à l'extérieur à travers l'enveloppe de la lampe. Il constata que, si le filament étant incandescent, la plaque est connectée au pôle + du filament, il passe un courant dans le conducteur de liaison. Il n'y a pas de courant (ou un courant beaucoup moins intense), si la plaque est reliée au pôle —.

Edison ne publia, sur cette expérience, que les lignes suivantes d'un brevet [14] sans autre avenir, relatif à la régulation des courants d'éclairage.

« J'ai découvert que si une substance conductrice est interposée n'importe où dans le

vide dans l'ampoule d'une lampe électrique à incandescence, et si ladite substance conductrice est connectée à l'extérieur de la lampe avec une extrémité, de préférence la positive, du conducteur incandescent, une portion du courant, quand la lampe est en fonctionnement passe à travers le circuit shunt ainsi formé, lequel shunt comprend une partie de l'espace vide dans la lampe. J'ai trouvé ce courant proportionnel au degré d'incandescence ou de la puissance en bougies de la lampe ».

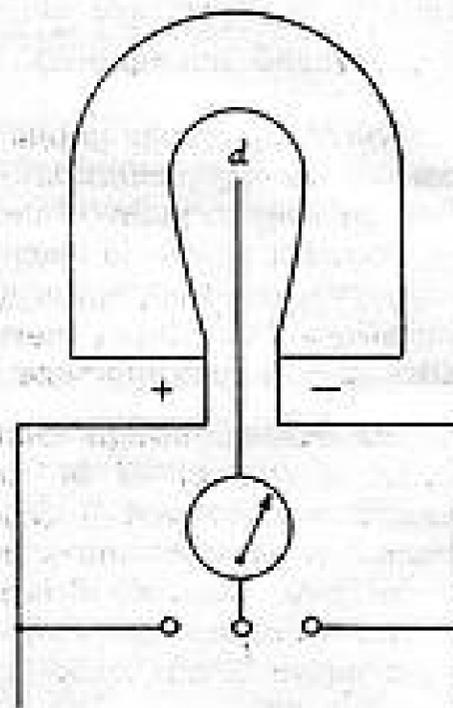


FIG. 1.

Et voici la première revendication :

« 1. La combinaison d'une lampe électrique à incandescence, un circuit comprenant l'espace vide à l'intérieur de l'ampoule de la lampe, et des appareils électriques commandés par le courant passant dans ce circuit, substantiellement comme indiqué dans la description ».

Le dispositif d'Edison, légèrement postérieur aux travaux de HIRROFF, n'est qu'une application particulière du montage plus général expérimenté par celui-ci.

Mais les physiciens anglais, dont les recherches aboutirent à la diode détectrice, semblent avoir ignoré, au moins au début, les travaux de HIRROFF. Leur point de départ fut ce qu'ils appelèrent l'effet Edison et c'est à Edison qu'est encore souvent attribué le rôle d'initiateur dans l'invention de la diode.

15. — Dans un mémoire publié en 1885, GOLDSTEIN [15] utilise comme électrode chaude le filament de carbone d'une lampe à incandescence.

« ... L'expérience qui conduisit finalement au but reposait sur le chauffage d'une cathode aussi difficilement fusible que possible :

« Le filament de carbone à incandescence blanche est, placé vis-à-vis d'une autre électrode, une cathode dont la résistance forme une fraction minimale de celle se manifestant à la température ordinaire et est assez petite pour, à travers

BOONTON



RADIO CORP.

GYROSCOPE



COMPANY

SPERRY

BOONTON



**PRÉCISION ÉLECTRONIC INSTRUMENT**

★ **GÉNÉRATEUR TYPE 202 B**

- Modulation en fréquence et en amplitude ● Gamme de fréquence 54 à 215 Mc
- Modulation en fréquence variable de 0 à 240 Kc
- Modulation en amplitude variable de 0 à 50 %
- Tension de sortie variable de 0,1 microvolts à 0,2 volts
- Distorsion inférieure à 1 %



**MICROLINE INSTRUMENTS**

★ **APPAREIL D'ESSAI DE RADAR TYPE 38-A (TS - 147 B/UP)**

- Gamme 8500 à 9600 Mc ● Puissance de sortie de -42 à -85 dB
- Précision du fréquencemètre ± 1,0 Mc
- Modulation en fréquence de 0 à 60 Mc
- Secteur 115 volts 50 hertz

SORENSEN



& COMPANY INC.

MEASUREMENTS



CORP

SORENSEN

MEASUREMENTS CORP



**ISOTRONIC PRODUCTS**

★ **NOBATRON TYPE 325 BB**

- Tension de sortie 0 à 325 volts continu ● Courant maximum 0 à 125 mA
- Régulation ± 0,5 % ● Tension de polarisation 0 à 150 volts
- Tension alternative 6,3 volts 10 A ● Secteur 105-125 volts 50 hertz



**LABORATORY STANDARD**

★ **GÉNÉRATEUR TYPE B4**

- Gamme de fréquence de 300 à 1000 Mc : précision ± 0,5%
- Tension de sortie de 0,1 à 100.000 microvolts ● Impulsion de 60 cycles à 100 Kc
- Modulation en amplitude de 0 à 30%



**DISTRIBUTEUR OFFICIEL**

**FRANCE & UNION FRANÇAISE**

**86, RUE VILLIERS DE L'ISLE-ADAM**



**PARIS XX<sup>e</sup> - TÉL. MENIL 31-10 & 11**

PUBLÉDITEC DOMENACH

un espace aussi bien vidé que possible, décharger non seulement une bobine d'induction, mais même les faibles tensions de faibles batteries galvaniques ».

L'auteur explique qu'il ne put avoir de température suffisante ni avec le platine, dont le point de fusion était trop bas, ni avec le charbon, qui dégageait trop de gaz, jusqu'à l'apparition des lampes à incandescence d'EDISON et SWAN qui

« avec leurs boucles de charbon si résistantes me permirent de reprendre mes essais ».

Et il décrit l'expérience suivante :

« Il me parut intéressant... de déterminer dans quelle mesure le pouvoir d'isolement du vide est diminué par l'incandescence de la cathode, et pour cela quelles tensions suffisaient à produire une décharge à travers un bon vide... Un tube... fut utilisé, dont le filament de charbon était constitué seulement par un simple fer à cheval d'une petite lampe SWAN d'environ 4,5 cm de diamètre. Le filament de charbon *a* constituant une électrode et le bâtonnet d'aluminium ou de platine *b* constituant la seconde électrode furent, après que le tube eût été vidé, reliés aux pôles d'une batterie d'accumulateurs de PLANTÉ à petites plaques, dont on pouvait insérer, par groupes de cinq, jusqu'à 500 éléments.

« Si le filament de charbon restait froid, alors la totalité des 500 éléments ne réussissait pas, comme on devait s'y attendre, à provoquer une décharge à travers le tube très fortement vidé. De même il n'y avait aucune décharge si le filament de charbon était incandescent et était en même temps réuni au pôle positif de la batterie PLANTÉ. Mais la décharge se produisait déjà pour 185 éléments si le filament de charbon était incandescent et servait de cathode ; elle cessait aussitôt si l'incandescence était interrompue... ».

« Chacun des éléments PLANTÉ avait, d'après la détermination du D<sup>r</sup> HERTZ, une force électromotrice de 1,8 Daniell quand il était frais ; dans la série d'expériences ci-dessus, les éléments avaient par suite de leur épuisement déjà presque complet, une force électromotrice beaucoup plus petite ».

Le passage d'un courant dans le gaz, dans un seul sens, sous l'action d'une force électromotrice, entre une électrode froide, formant anode, et une électrode chaude suivant la cathode, est nettement confirmé.

16. — En Octobre 1884, W.H. PREECE [16] ingénieur au Post-Office britannique, rencontre EDISON qui lui montre son expérience et lui donne quelques lampes à incandescence dans lesquelles une plaque avait été ajoutée entre les deux jambages du filament en fer à cheval. De retour en Angleterre, il fait une étude expérimentale du phénomène et communique les résultats le 24 mars 1885 à la Royal Society of London.

Il constate, comme l'avait fait EDISON, que le courant est beaucoup plus intense quand la plaque est

reliée à l'extrémité + du filament incandescent que quand elle est connectée à l'extrémité — .

L'effet est indépendant du matériau de la plaque (cuivre, fer carbone), et de sa surface.

On l'obtient encore avec la lampe de la figure 3, où la plaque peut être atteinte par des projectiles

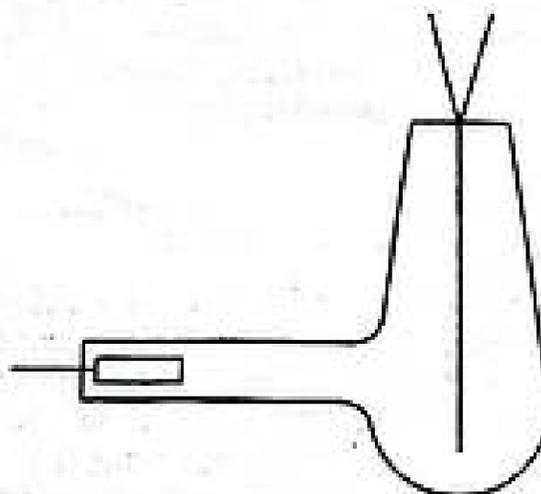


FIG. 3. — (W. H. PREECE) (Proc. Roy. Soc. of London, 24 mars 1885, vol. 38, p. 219-230).

arrivant du filament en ligne droite, mais il n'apparaît plus avec celles des figures 4 et 5 où il n'en est plus ainsi.

Et voici la conclusion :

« Il est évident que cet effet Edison est dû à la formation d'un arc entre le filament de carbone et la plaque métallique fixée dans l'ampoule vide ; que cet arc est dû à la projection de particules de carbone en ligne droite à travers l'espace vide. La projection commencerait au point de moindre résistance. Sa pré-

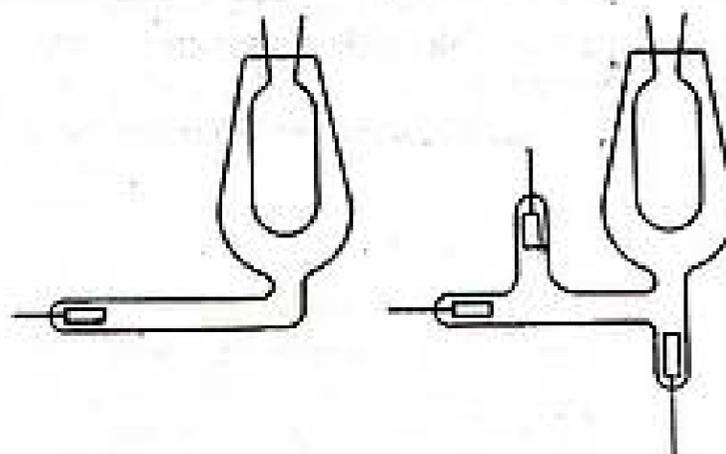


FIG. 4.

FIG. 5.

(W. H. PREECE) (Proc. Roy. Soc. of London, 24 mars 1885, vol. 38, p. 219-230).

sence est nuisible à la lampe et comme son apparition s'accompagne de l'effet bleu, cette dernière est un avertissement de l'approche du point critique et une indication sûre de ce que la force électromotrice est dangereusement élevée. Il est clair aussi que l'effet Edison ne se produit que quand nous sommes dans les brisants (among the breakers) et qu'il ne peut être utilisable pour réguler pratiquement les conditions du courant électrique de lumière

comme son ingénieux découvreur l'avait proposé à l'origine ».

Nous sommes loin de l'application pratique du phénomène et de son explication.

17. — En 1887, nouvelle note de BLONDIOT [18] à l'Académie des Sciences. Reprenant son expérience de 1881 (parag. 9), il confirme d'abord le résultat de BECQUEREL (voir parag. 6) que c'est à partir de la chaleur du rouge que le courant commence à passer sous l'action d'une force électromotrice entre les deux plaques chauffées placées en regard l'une de l'autre.

Il ajoute, et c'est une précision intéressante, bien que confirmant des faits connus :

« J'ai recherché ensuite si, en employant des piles de force électromotrice de plus en plus faible, on arriverait à une force électromotrice au-dessous de laquelle le courant ne passerait plus ; j'ai constaté que, une fois la chaleur rouge atteinte, le passage de l'électricité a lieu, même pour une force électromotrice à 1/1000 de volt ; donc, ou bien il n'y a pas de force électromotrice au-dessous de laquelle le courant ne passe pas, ou bien cette force électromotrice est extrêmement petite ».

Et voici pour l'interprétation du phénomène.

« Quel est le mécanisme de la transmission de l'électricité par l'air chaud ? Je suis porté à penser que ce mécanisme est ce que FARADAY a appelé la convection, c'est-à-dire le transport de l'électricité par les particules d'air venant se charger sur chacune des électrodes puis se rendant ensuite sur l'autre en vertu des attractions et des répulsions électriques et s'y déchargeant ».

18. — La même année (1887) ELSTER et GETTEL [19] publient les résultats de la suite de leurs travaux dans un mémoire « Sur l'électrisation des gaz par les corps incandescents ».

Le dispositif expérimental est celui de la fig. 7.

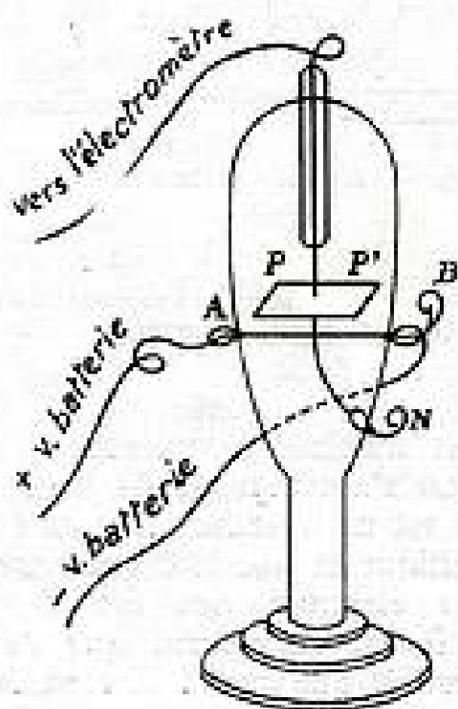


FIG. 7. — (J. ELSTER et H. GETTEL) *Annalen der Physik und Chemie*, 1887, vol. 21, p. 109-126.

Le corps incandescent est un fil de platine. Une plaque  $PP'$  placée au-dessus, à 1 mm de distance, est reliée à un électromètre à quadrants.

Dans l'air, on constate, comme dans les recherches décrites dans le mémoire de 1883, que le fil de platine étant chauffé au jaune, la plaque se charge positivement. Quand l'incandescence s'accroît, la charge diminue. Pour l'incandescence blanche, elle est la moitié de ce qu'elle était avec l'incandescence rouge.

Avec l'acide carbonique, résultats semblables.

Avec l'hydrogène, la charge de la plaque positive pour une faible incandescence rouge, diminue quand l'incandescence s'avive, puis par belle incandescence jaune, devient négative.

19. — Deux ans après (1889), dans un mémoire relatant de nouvelles expériences, ELSTER et GETTEL [20] complètent ces indications.

Aux très faibles pressions, l'oxygène (à un plus haut degré que les gaz suivants), la vapeur d'eau, les vapeurs de soufre et de phosphore s'électrisent positivement au voisinage d'un fil de platine incandescent avec maximum à la température du jaune. La pression a peu d'influence.

Dans un vide élevé et surtout avec des fils fins à l'incandescence, il se produit graduellement une excitation négative.

L'hydrogène, dans les mêmes conditions s'électrise négativement, la charge croissant avec la température.

Le palladium et le fer se comportent comme le platine.

Au contraire, l'électrode en regard d'un filament en charbon incandescent est toujours négative.

Et les auteurs concluent :

« Les résultats de la recherche présentée ici ne nous paraissent en aucune façon fortifier l'hypothèse qu'une influence particulièrement déterminante sur la force électromotrice observée puisse être attribuée aux particules solides projetées par le fil incandescent... ».

La conductivité des gaz près d'une électrode chauffée est attribuée à une dissociation de ceux-ci en ions.

20. — A la même époque, FLEMING rentre en scène et, à la fin de 1889, communique à la Royal Society of London [21] un résumé des résultats d'expériences faites au moyen de lampes au carbone spéciales mises à sa disposition par la EDISON AND SWAN UNITED ELECTRIC LIGHT COMPANY. Les expériences elles-mêmes furent exposées à la Royal Institution le 14 février 1890 [22].

FLEMING rappelle d'abord l'effet EDISON et reproduit l'expérience correspondante. Il montre au moyen d'écrans entourant l'un ou l'autre jambage du filament en forme de fer à cheval que c'est le jambage négatif qui constitue la partie active du filament (fig. 6).

Il reproduit les expériences de PUGNAC et les essais des chercheurs précédents avec des électromètres et des condensateurs

# TUBES A CATHODE FROIDE

## Etelco

TYPES	FONCTION	TENSION de FONCTION	COURANT		VITESSE de COMPTAGE	OBSERVATIONS
			maxi	mini		
GTR95M / S	Régula- trice	95 V	10mA	2 mA		
GTR150M / S	Régula- trice	145- 160 V	20mA	2 mA		
GD86W	Régula- trice	86 V	1 mA	0,1 mA		
GTE175M	Déclen- chement	150 V				Déclenchement obtenu avec des impulsions de 100 $\mu$ s — 25 V
GCI0B / S	Comptage	191 V			0-4000 Hz sinus. ou carré	Tube de comp- tage dans un seul sens.
GCI0 / 4B	Comptage	191 V			0-4000 Hz sinus. ou carré	Tube de comp- tage dans 2 sens. 10 voies.
GCI2 / 4B	Comptage	191 V			0-4000 Hz sinus. ou carré	Tube de comp- tage dans 2 sens. 12 voies.
GS10C	Comptage	192 V			0-4000 Hz sinus. ou carré	Tube sélecteur de comptage. 2 sens. 10 voies.
GS12C	Comptage	192 V			0-4000 Hz sinus. ou carré	Tube sélecteur de comptage. 2 sens. 12 voies.
GCI0D	Comptage	215 V			0-20 kHz	Tube compteur d'impulsions sim- ples.
GRI0A	Comptage	113 V				Indicateur de comptage en liai- son avec une dé- cade ordinaire.

# LELAND RADIO IMPORT CO

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

Dans l'expérience représentée fig. 12, il montre qu'un courant passe dans le galvanomètre même si la petite lampe *m* est reliée à la terminaison négative de la lampe.

Il décrit fig. 13 une variante des expériences d'Edmond BECQUEREL (voir parag. 6) et de BLONDLOT (parag. 9 et 17). Les deux électrodes chauffées sont deux lampes placées dans une même enceinte *V* vide d'air. Il donne les commentaires suivants :

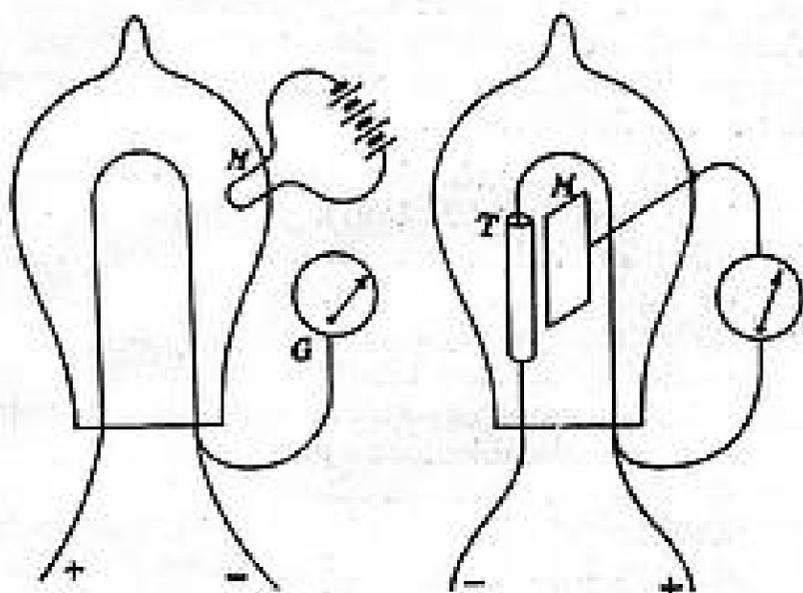


FIG. 6

FIG. 12

FIG. 6. — (J. A. FLEMING) (*Proc. Roy. Inst. Great Brit.*, février 1891, vol. 13, p. 34-49).

FIG. 12. — (J. A. FLEMING) (*Proc. Roy. Inst. Great Brit.*, février 1891, vol. 13, p. 34-49).

« Un tel tube... ne laisse pas passer le courant d'une batterie secondaire de quelques éléments si les boucles de carbone sont froides... Mais si, au moyen de batteries secondaires bien isolées nous rendons les deux électrodes de carbone fortement incandescentes, un élément unique d'une batterie est suffisant pour faire passer un courant très considérable à travers l'espace vide pourvu que la résistance du reste du circuit ne soit pas grande. Nous pouvons rendre compte des faits ci-dessus en disant que si

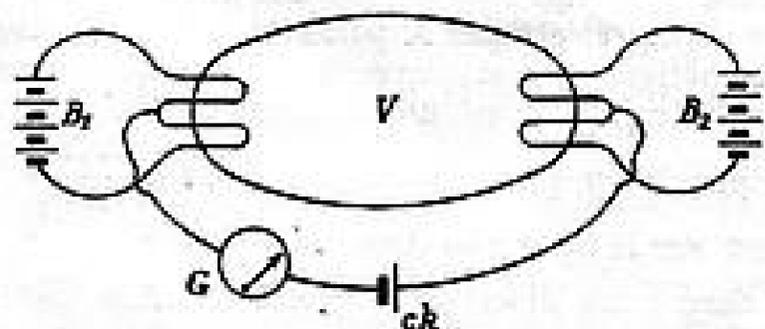


FIG. 13. — (J. A. FLEMING) (*Proc. Roy. Inst. Great Brit.*, février 1891, vol. 13, p. 34-49).

les électrodes, mais spécialement l'électrode négative, qui forment le moyen d'entrée et de sortie d'un courant dans un espace vide sont rendues fortement incandescentes, et si à cette haute température on les fait différer de potentiel électrique par l'application d'une très

petite force électromotrice, nous pouvons obtenir dans ces circonstances un courant très sensible à travers le gaz raréfié.... »

Une dernière expérience montre l'existence de l'effet EDISON dans l'air à la pression atmosphérique.

Tout ceci, sauf la démonstration du fait que c'est le jambage négatif qui est la partie active du filament, ne représente, en somme, qu'une brillante répétition d'expériences faites auparavant par différents chercheurs.

La communication à la Royal Society donne les conclusions :

a) Dans une lampe d'EDISON (avec filament en fer à cheval incandescent et plaque isolée fixée entre les filaments), le potentiel de la plaque est le même que celui de l'entrée négative du fer à cheval.

b) Si le vide est suffisamment bon, un courant passe dans un conducteur de liaison réunissant la plaque à l'entrée positive du filament. Pas de courant si le fil de liaison est connecté à l'entrée négative du filament.

c) « Si la lampe est alimentée en courant alternatif, un courant continu passe dans le fil de liaison entre la plaque et l'une ou l'autre des extrémités du filament... »

d) L'agent actif est la jambe négative du filament de carbone.

e) La position de la plaque, son aire ont une grande influence sur l'intensité du phénomène.

f) « L'espace vide entre la plaque médiane et la jambe négative chaude du carbone possède... une curieuse conductivité unilatérale. Si un unique élément CLARKE est inséré en série avec le galvanomètre... cet élément peut envoyer un courant... quand son pôle négatif est relié à la terminaison négative de la lampe, mais si son pôle positif est en connexion avec la terminaison positive de la lampe aucun courant ne passe ».

Tout ce qui précède était, à peu de chose près, connu avant FLEMING. Mais voici l'interprétation des phénomènes :

« Dans le cas de lampes à incandescence, l'hypothèse de la projection de molécules de carbone chargés négativement à partir du conducteur incandescent, à laquelle on peut donner le nom d'*électrovection moléculaire*, suffira à expliquer tous les effets variés différents produits en modifiant la surface, la position et la distance de la plaque métallique sur laquelle ils tombent, et aussi l'effet d'annulation obtenu en séparant par un écran cette plaque de la branche négative du carbone ».

C'est peut-être le point le plus original de la communication. Si elle n'identifie pas correctement les particules émises et, comme l'avait fait PREECE, les assimile à des molécules de carbone, elle dit du moins, pour la première fois qu'il s'agit de particules chargés négativement.

21. — Le 4 avril 1892, BRANLY [23] dans une note à l'Académie des Sciences, donne des résultats d'expériences, faites avec un filament incandescent de platine iridié, qui confirment des faits antérieurement connus.

22. — Le 27 juin 1892, dans une nouvelle note, BRANLY [24] utilise, outre le platine, d'autres corps incandescents :

« Le sens de la conductibilité (du gaz) varie avec le corps incandescent. Voici quelques exemples :

« Des verres de lampes à gaz, ont été recouverts de métaux porphyrisés ou d'oxydes métalliques. Ces conduits, portés au rouge sombre, ont produit une vive déperdition sur un conducteur froid électrisé distant de quelques centimètres. C'était tantôt une déperdition négative comme avec le platine, tantôt une déperdition positive (aluminium, oxyde de bismuth, de plomb, etc...), tantôt une double déperdition.

« Un conducteur de nickel remplaçant le cuivre d'une lampe à gaz peut décharger rapidement un conducteur positif sans agir sur un conducteur négatif. Dans certains cas avec le même tube, au même degré de rouge, la déperdition négative peut l'emporter..., de même avec le cuivre.... »

Par ces expériences, BRANLY prélude aux expériences de WEINELT (1903, parag. 28).

23. — Cependant FLEMING [25] avait continué ses recherches et, en 1896, publie un long mémoire dans lequel ses expériences de 1890 sont reprises et assorties de diverses variantes sans qu'un résultat nouveau apparaisse ou qu'un progrès soit fait dans l'interprétation théorique.

24. — Le moment approchait où serait définitivement acquis ce résultat fondamental que toute charge d'électricité négative est une somme de charges élémentaires, toutes de même valeur et portées par des corpuscules de même masse, ou, en d'autres mots, où la notion d'électron s'imposerait.

En 1897, J.J. THOMSON [26] étudiant les rayons cathodiques, démontre expérimentalement qu'ils sont constitués de corpuscules pour lesquels le rapport  $\frac{e}{m}$  de la charge électrique à la masse est beaucoup plus grand que pour les ions fournis par l'électrolyse des solutions d'acides ou de sels.

En 1898 [27], étudiant les ions produits par l'action des rayons RÖNTGEN sur un gaz, il trouve pour la charge une valeur de  $6 \cdot 10^{-20}$  unités électrostatiques C.G.S. environ, tandis que le rapport  $\frac{e}{m}$  est beaucoup plus petit que pour les corpuscules des tubes cathodiques.

En décembre 1899 [28], dans un mémoire dont la date est une des plus mémorables de l'histoire de la physique, il donne les résultats de la mesure de  $\frac{e}{m}$

et de  $e$  pour les émissions négatives produites par les corps incandescents ou par les métaux sous l'action de la lumière ultraviolette ;  $\frac{e}{m}$  est le même

que pour les rayons cathodiques. La charge électrique de toutes ces particules est également la même. L'électron est né.

La lecture du mémoire de J.J. THOMSON, de décembre 1899, est d'un intérêt passionnant. On sent, sous la simplicité et la clarté de l'exposé, sourdre l'enthousiasme contenu du créateur devant les perspectives infinies de la voie dans laquelle il engage la marche de la science.

« Dans un mémoire précédent (Philosophical Magazine, Octobre 1897), j'ai donné une détermination de la valeur du rapport de la masse  $m$  de l'ion à sa charge  $e$  dans le cas du courant d'électrisation négative qui constitue les rayons cathodiques. Les résultats de cette détermination... montrent que la valeur de ce rapport est considérablement plus faible que celle du rapport correspondant dans les solutions d'acides et de sels et qu'il est indépendant du gaz à travers lequel la décharge passe et de la nature des électrodes.... Il était possible que la petitesse du rapport soit due à ce que  $e$  soit plus grand que la valeur de la charge portée par l'ion dans l'électrolyse, plutôt qu'à ce que la masse  $m$  soit beaucoup plus petite. Bien qu'il y eût des raisons de penser que  $e$  n'était pas très différent de la valeur électrolytique, cependant, comme ces raisons étaient quelque peu indirectes, je désirais si possible obtenir une mesure directe de  $m$  ou  $e$  aussi bien que de  $m/e$ ... Le mémoire suivant contient un compte rendu de mesures de  $m/e$  et  $e$  pour l'électrisation négative déchargée par les rayons ultra-violet, et aussi de  $m/e$  pour l'électrisation négative produite par un filament de carbone incandescent dans une atmosphère d'hydrogène »

La méthode, maintenant classique et décrite dans tous les manuels, utilisée pour la mesure de  $\frac{e}{m}$  est

basée sur le fait que pour une particule électrisée, émise au temps  $t = 0$  avec une vitesse nulle, dans un champ électrique  $X$  parallèle à  $Ox$  et un champ magnétique  $H$  croisé avec le premier et parallèle à  $Oz$ , la trajectoire est une cycloïde engendrée, dans le plan  $xoy$ , par un cercle de diamètre  $\frac{2Xm}{H^2e}$ , roulant sur la ligne  $x = 0$ .

Supposons alors les particules émises par une cathode plane  $AB$ , dans un espace limité par le plan  $AB$  et une autre électrode plane  $CD$  parallèle à  $AB$ . Appliquons un potentiel  $V$  entre les deux plaques. Les particules émises en  $AB$  atteignent  $CD$  si le rayon du cercle générateur est plus grand que la distance  $d$  des deux électrodes, c'est-à-dire si

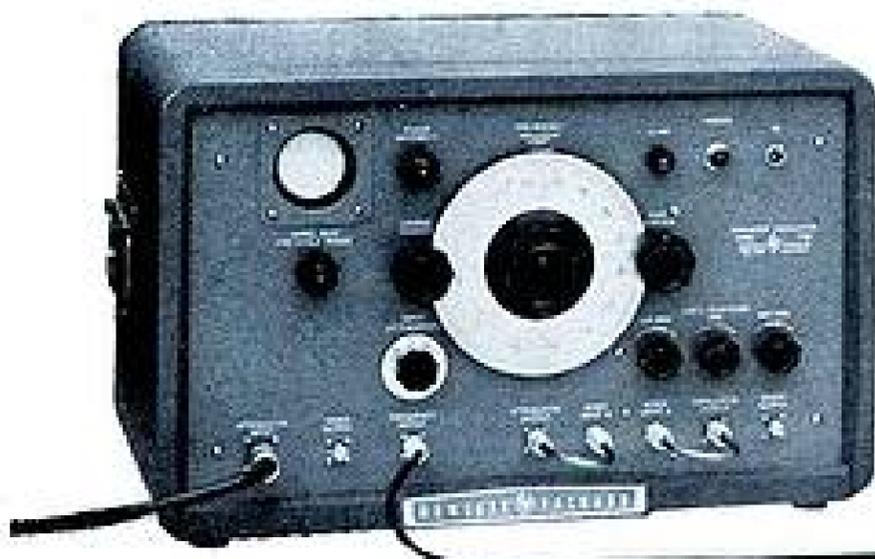
$$d < \frac{2Xm}{H^2e}$$

HEWLETT



PACKARD

## MESURES DES FRÉQUENCES DE 0 A 12.000 MEGACYCLES



Transfer oscillator  
HP - 540A  
Déterminateur d'harmonique



Electronic Counter  
HP - 524B — tiroir 525B  
Compteur électronique

A l'aide du dispositif ci-dessus et grâce à la perfection du déterminateur d'harmonique HP-540A, il est possible, pour la première fois, de mesurer les fréquences élevées des ondes centimétriques avec la très haute précision, déjà connue, des compteurs HP-524B.

L'oscillateur du HP-540A génère des harmoniques jusqu'à 12.000 mégacycles et permet d'en connaître l'ordre par rapport à la fréquence à mesurer, le batttement étant lu sur l'oscillographe incorporé. Cet ordre d'harmonique est le facteur à appliquer à la fréquence affichée au compteur pour déterminer la fréquence recherchée.

### POSSIBILITÉS

Mesures de fréquence des portuses modulées en amplitude, fréquence et impulsions.

### PRÉCISION

1 / 1.000.000 sur entretenues pures, 2 / 1.000.000 sur signaux avec bruit — 10 fois supérieure à celle des meilleurs ondemètres SHF.



### CARACTÉRISTIQUES du hp-540 A



#### GÉNÉRALITÉS

Largeur de la fréquence mesurable : 10 Mc à 12.000 Mc  
Signal d'entrée : entretenu, modulé en fréquence, en amplitude ou impulsion.  
Niveau du signal à l'entrée : 50 microvolts à 5 volts sur 50 ohms.  
Précisions en entrenue : mieux que 1 / 1.000.000.

#### OSCILLATEUR

Bande de fréquence : 100 à 230 Mc.  
Harmoniques : au-delà de 12.000 Mc.

Stabilité : dérive de moins de 0,002 % par minute après 30 minutes de chauffage.  
Sortie : 2 volts sur 50 ohms.

#### ATTÉNUATEUR

de 20 db à 80 db sur 50 ohms d'entrée.

#### AMPLIFICATEUR

variable de 40 db maximum.  
Largeur de bande ajustable suivant la fréquence de 100 cycles à 2 Mc, sortie 1 volt crête max. sur 1000 ohms.  
Dispositifs d'accord par Vernier.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE ET U.F.

# RADIO-ÉQUIPEMENTS

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

Si donc, les plaques étant d'abord très voisines l'une de l'autre, nous augmentons graduellement leur distance, nous observons une valeur critique

$$(1) \quad d = \frac{2X}{H^2} \frac{m}{e}$$

de cette distance pour laquelle le courant, d'abord à peu près indépendant de la distance, diminue brusquement.

On mesure  $d$ , et la formule (1) donne  $\frac{e}{m}$ ,  $X$  et  $H$  étant supposés connus.

Cette méthode de mesure, appliquée aux ions négatifs émis sous l'influence de la lumière ultraviolette et à ceux émis par un filament de carbone, donna le même résultat. Dans les deux cas, le rapport  $\frac{e}{m}$  a une valeur de l'ordre de grandeur de  $8.10^8$ , égal à celui obtenu précédemment pour les ions du tube cathodique, mais beaucoup plus grand que pour les ions de l'électrolyse ( $\frac{e}{m} = 10^4$  environ).

Il restait, pour répondre complètement à la question posée, à mesurer soit  $m$ , soit  $e$ . C'est  $e$  qui fut mesuré, en utilisant la chambre de WILSON, pour les ions négatifs émis sous l'action de la lumière ultraviolette. Les ions à étudier se condensent dans la chambre de WILSON. Leur nombre par centimètre cube est égal à celui des gouttelettes d'eau formées, qu'on obtient en divisant le poids de l'eau recueillie par le volume d'une gouttelette, calculé d'après son diamètre par la formule de STOKES sur la vitesse de chute des gouttelettes sous l'action de la pesanteur. D'autre part on mesure la charge des ions contenus dans  $1 \text{ cm}^3$  en les faisant tomber sur un plateau connecté à un condensateur de capacité connue et en mesurant la variation du potentiel. Le quotient de cette charge par le nombre d'ions par  $\text{cm}^3$  donne la charge d'un ion. J.J. THOMSON trouva comme valeur moyenne  $6,8.10^{-10}$ , valeur voisine de celle obtenue précédemment pour les ions émis sous l'action des rayons X, ou pour les ions de l'électrolyse.

Et J.J. THOMSON tire cette conclusion :

« Les expériences qui viennent d'être décrites, prises en conjonction avec les précédentes sur la valeur de  $m/e$  pour les rayons cathodiques (J.J. THOMSON, Philosophical Magazine, octobre 1897), montre que dans les gaz à faible pression l'électrisation négative, bien qu'elle puisse être produite par des moyens très différents, est faite d'éléments ayant chacun une charge d'électricité de grandeur définie ; la grandeur de cette charge négative est environ  $6.10^{-10}$  unités électrostatiques et est égale à la charge positive portée par l'atome d'hydrogène dans l'électrolyse des solutions.

« Dans les gaz aux faibles pressions, ces éléments d'électricité négative sont toujours associés avec des porteurs d'une masse définie.

Cette masse est excessivement petite, étant seulement environ  $1,4.10^{-3}$  celle de l'ion hydrogène qui est la masse la plus petite jusqu'ici reconnue comme ayant une existence séparée. La production d'électrisation négative implique donc l'éclatement de l'atome puisque d'un groupe d'atomes quelque chose est détaché dont la masse est moindre que celle d'un unique atome ».

« D'après ce que nous avons vu, l'ion négatif est une quantité d'importance fondamentale dans toute théorie de l'action électrique ; en effet il ne semble pas improbable qu'il soit la quantité fondamentale en fonction de laquelle tous les processus électriques s'expriment. Car, comme nous l'avons vu, sa charge et sa masse sont invariables indépendantes à la fois des processus par lesquels l'électrisation est produite et des gaz à partir desquels les ions sont mis en liberté ».

C'est, sans que le mot « électron » soit prononcé, une des quelques dates mémorables de l'histoire de l'électricité.

Descendons de ces hauteurs pour suivre notre petite histoire de la diode. La particule négative émise par les corps incandescents est maintenant identifiée. C'est l'électron.

Quant aux ions positifs émis par les corps incandescents, le mémoire de J.J. THOMSON ajoute ce qui suit :

« L'émission positive unipolaire d'un fil de platine incandescent dans l'air ou l'oxygène et dans laquelle les corps en mouvement sont électrisés positivement a été trouvée insensible à l'action d'un champ magnétique de l'ordre de grandeur de celui utilisé dans les expériences sur l'émission négative. Ceci a déjà été observé par ELSTER et GETTEL (Wied. Ann., vol. 38, p. 27).

« Suivant la théorie donnée dans le présent mémoire, l'absence d'effet du champ magnétique sur les porteurs chargés positivement indique que  $\frac{e}{m}$  est beaucoup plus petit et  $\frac{m}{e}$  beaucoup plus grand pour les ions positifs que pour les ions négatifs. Je poursuis des expériences sur l'effet du champ magnétique sur la convection de l'électricité par les ions positifs en utilisant de très forts champs magnétiques produits par un électroaimant puissant.... D'après les résultats que j'ai obtenus il est clair que  $\frac{m}{e}$  pour les ions positifs produits par un fil incandescent doit être au moins 1000 fois la valeur obtenue pour les ions négatifs, et ceci est seulement la limite inférieure.

« Les ions positifs et négatifs produits par les solides incandescents montrent la même disproportion de masse que celle qui est mani-

festée par les ions positifs et négatifs dans un tube à vide aux faibles pressions ».

Et maintenant, tout ce qui était fondamental est acquis.

Après ce progrès définitif dans l'interprétation des phénomènes, nous pouvons passer rapidement sur les publications de Mc CLELLAND [29 et 30], (1900 et 1902).

25. — En 1902, nous relevons dans un mémoire de E. BOSE [31] les quelques lignes suivantes :

« Je crois devoir ne pas laisser non publiées quelques expériences qui concernent les courants dans des gaz entre un corps électrolytique incandescent d'une part et une électrode métallique d'autre part... »

« Pour les distances de plus de 10 cm, des courants de  $10^{-4}$  A purent être observés entre le corps incandescent et une autre électrode ».

Le matériau incandescent était le mélange d'oxydes de terres rares du filament de la lampe NERNST. Par cette expérience, BOSE est, après BRANLY [22], un précurseur de WEHNELT [28].

26. — Nous arrivons, en 1903, au célèbre mémoire où RICHARDSON (32) ayant démontré (après J.J. THOMSON) la célèbre formule de l'émission thermionique

$$N = A 0^{\frac{1}{2}} e^{-\frac{b}{v}}$$

qui donne, pour la saturation, le nombre  $N$  d'électrons traversant, pendant une seconde,  $1 \text{ cm}^2$  de la surface d'un corps chauffé, la vérifie pour le platine, le carbone et le sodium.

27. — Nous trouvons ensuite un mémoire de H.A. WILSON [33], (1903).

28. — Pendant ce temps, A. WEHNELT apportait une contribution de première importance en remplaçant les métaux et le charbon utilisés dans les expériences de ses prédécesseurs par des composés métalliques. Ses résultats, d'abord publiés dans deux notes de 1903 [34 et 35], donnèrent naissance à un important brevet allemand N° 157 845 [36] déposé en Allemagne le 15 janvier 1904 (publié le 13 janvier 1905), dans lequel l'application de la diode à cathode chaude et anode froide au redressement des courants alternatifs est indiquée pour la première fois.

Ce brevet tient en une demi-page. Je le reproduis ci-dessous tout entier.

« Dans un article de l'inventeur sur l'émission d'ions négatifs par des composés métalliques incandescents et les phénomènes connexes (Berichte der physikalisch-medizinischen Societät, Erlangen, m. 150 à 158, 1903) on montre que la chute cathodique à des composés métalliques (oxydes, chlorures, etc...), même

jusqu'à de très grandes densités de courants, s'élève à 1 à 2 volts.

« Si, dans un tube à décharge vide de gaz on utilise un composé métallique chauffé comme cathode et une anode froide, consistant en un métal quelconque, le tube, en ce qui concerne la direction du courant, se comporte nettement comme une valve. Le courant, passe dans le tube pour une perte de tension de seulement 20 à 30 volts de l'électrode froide au composé métallique chauffé, tandis que dans le sens opposé des tensions de plusieurs milliers de volts (d'après le degré de vide du tube), seraient nécessaires pour faire passer un courant à travers le tube.

« Ce fonctionnement en valve, combiné à la possibilité de faire passer des courants d'intensités arbitraires à travers lesdits tubes, les rend particulièrement appropriés à la transformation de courants de direction alternative (courants alternatifs mono et polyphasés) en courants de direction unique, suivant des montages bien connus.

« Revendication.

« Valve électrique, caractérisée par un tube à décharge avec un composé métallique chaud comme cathode et une anode froide constituée d'un métal arbitraire ».

On notera dans ce texte le passage concernant l'application au redressement des courants alternatifs considéré comme suite nécessaire et connue de l'effet de valve, au sujet duquel une revendication serait sans valeur.

29. — WEHNELT fit ensuite un exposé d'ensemble, en 1904, dans les « *Annalen der Physik* » [37].

Le corps chaud utilisé est un ruban de platine recouvert de l'oxyde métallique à essayer. On constate que, même à une température relativement basse, certains oxydes métalliques émettent des ions négatifs.

Les composés étudiés furent les oxydes de barium BaO et de calcium CaO.

A la pression atmosphérique, alors que le platine émet surtout des ions positifs, même aux températures les plus élevées possibles, le platine recouvert d'oxyde de barium ou d'oxyde de calcium émet surtout des ions négatifs, et en nombre incomparablement plus grand que le platine nu.

A faible pression le platine nu émet surtout des ions négatifs ; avec du platine recouvert d'oxyde de calcium, il n'y a pratiquement pas d'émission d'ions positifs, mais on observe une forte émission d'ions négatifs. Au-dessus d'une pression de 0,1 mm de mercure le courant de saturation diminue quand la pression augmente ; au-dessous, il est à peu près indépendant de la pression.

Avec l'oxyde de calcium CaO, le nombre d'ions émis est environ 1 000 fois plus grand qu'avec le platine nu.

# S.I.C

*Tous condensateurs  
au papier et électrochimiques*

**RADIO. TELEVISION**

*Emission et Reception*

**MATERIEL PROFESSIONNEL**



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

95 à 107 rue Bellevue - Colombes - Charlebourg 29-22

De nombreuses courbes résument les résultats des expériences.

30. — Des résultats semblables furent publiés presque en même temps par G. OWEN [38] en Angleterre, sur l'émission de particules chargées par la lampe NEERNST (filament composé d'oxydes de terres rares). Les résultats confirment dans l'ensemble ceux qui avaient été trouvés par WEHNELT pour d'autres oxydes.

31. — En 1904, la télégraphie sans fil était née depuis quelques années avec un appareillage technique primitif, notamment du côté de la réception. Marconi avait emprunté le cohéreur à BRANLY ; l'instrument avait été perfectionné ; cependant la difficulté du réglage, l'instabilité, la sensibilité aux parasites l'avaient fait abandonner. Le détecteur magnétique de MARCONI avait des avantages, mais était peu sensible. Le détecteur électrolytique avait été proposé, notamment par FERRIS. Le détecteur à cristal qui venait de commencer sa belle carrière avant d'être éliminé provisoirement par le tube électronique, puis de prendre une revanche avec le transistor, était encore peu répandu. Des détecteurs thermiques, des détecteurs électrodynamiques avaient été utilisés ou proposés.

FLEMING était depuis 1899 conseil de la MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY ; il avait été l'un des principaux artisans de la station d'émission de POLDHU d'où étaient partis le 12 décembre 1901, les premiers signaux radioélectriques qui eussent jamais été transmis d'une rive à l'autre de l'Atlantique.

Disons maintenant l'histoire de l'invention de la détection par la diode, d'après un article de W.J. BAKER [49]. C'est un jour d'octobre 1904. Obsédé comme tous les radio-électriciens de l'époque par le désir d'un détecteur vraiment pratique, FLEMING a l'idée d'essayer de tirer parti de ses recherches sur l'effet EDISON. A la hâte, installant un petit émetteur à une extrémité du laboratoire, il reprend une des lampes qui avait servi à ses expériences et la connecte à un récepteur, avec un galvanomètre à miroir. Laissons-le maintenant se raconter lui-même [49] dans une lettre écrite à la MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY avant le dépôt du brevet anglais 24 850 de 1904, et citée grâce à l'aimable autorisation de cette Compagnie.

« Il était environ cinq heures de l'après-midi quand l'appareil fut terminé. J'étais, évidemment, très anxieux de l'essayer sans perdre de temps. Nous installâmes les deux circuits à quelque distance l'un de l'autre et je commençai les oscillations dans le circuit primaire.

« A ma grande joie, je vis que le galvanomètre indiquait qu'un courant continu constant passait et constatai que nous avions dans ce type particulier de lampe électrique une solution au problème du redressement des courants sans fil de haute fréquence. L'outil qui manquait à la sans fil était trouvé et c'était une lampe électrique ».

Et le brevet de la diode détectrice fut déposé en Grande Bretagne le 16 novembre 1904 (N° 24 850) [39]. Le brevet français correspondant, déposé au nom de la MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY porte le numéro 355 945 [40]. Le brevet américain [41] n° 803 684, est particulièrement intéressant parce qu'il a été l'objet d'un « disclaimer » en date du 17 novembre 1915, par lequel la MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY abandonne certaines revendications.

En raison de l'importance de ce brevet, nous citons, d'après la version française, les passages les plus importants.

Voici d'abord le préambule :

« La présente invention a pour objet un dispositif pour la transformation des courants alternatifs, particulièrement des courants électriques alternatifs à haute fréquence ou oscillations électriques, en courants électriques continus, dans le but de manifester leur présence et de les mesurer au moyen d'appareils ordinaires à courant continu, tels qu'un galvanomètre à miroir du type généralement employé ou par tout ampèremètre à courant continu ».

Et voici la base physique de l'invention :

« La présente invention est basée sur la découverte suivante, à savoir que l'espace compris entre les deux conducteurs contenus dans une enceinte où le vide a été fait possède lorsqu'un des conducteurs est chauffé à une très haute température, une conductivité électrique unilatérale, l'électricité négative pouvant passer du conducteur chaud au conducteur froid, mais pas en sens inverse ».

L'auteur aborde maintenant l'exposé technique :

« Comme le conducteur chaud doit être porté à une très haute température, soit près du point de fusion du platine (1 700° C) il est préférable de le constituer en carbone, de préférence en forme de filament tel que ceux employés d'ordinaire dans les lampes électriques à incandescence... ».

Il décrit, d'après la fig. 1, l'application à la détection des signaux radioélectriques :

« Fig. 1 est une élévation coupe en vraie grandeur d'un appareil construit suivant la présente invention, les connexions électriques étant représentées d'une façon schématique. Cette figure montre l'application de l'invention dans la télégraphie sans fil ».

« A la figure 1, a est une ampoule de verre et b est un filament de charbon analogue à celui d'une lampe à incandescence... C est un cylindre d'aluminium ouvert par le haut et par le bas et qui entoure le filament sans le toucher... ».

« Comme il faut produire un vide très élevé et comme une très grande quantité d'air est contenue dans les conducteurs, il faut chauffer ces derniers pendant qu'on fait le vide.

Le filament *b* peut être facilement chauffé dans ce but par le passage d'un courant, tandis que le cylindre *C* peut être chauffé en entourant l'ampoule *a* d'une bobine de résistance traversée par un courant, le tout étant enfermé dans une boîte doublée d'amiante ou de matière analogue...

« Le filament de charbon est porté à une très vive incandescence de la façon habituelle, par un courant électrique continu produit par la batterie *h* dont le pôle négatif est réuni au fil *e* et le positif au fil *f*. Les fils *d* et *e* sont reliés, l'un à l'autre, par un fil *j* qui complète le circuit à travers le secondaire *k* d'une bobine d'induction (telle qu'on en emploie d'habitude dans la télégraphie sans fil) et un galvanomètre *l*. *m* est le primaire de la bobine d'induction dont une extrémité est reliée comme d'habitude à un fil aérien *n* et l'autre à la terre *O* ».

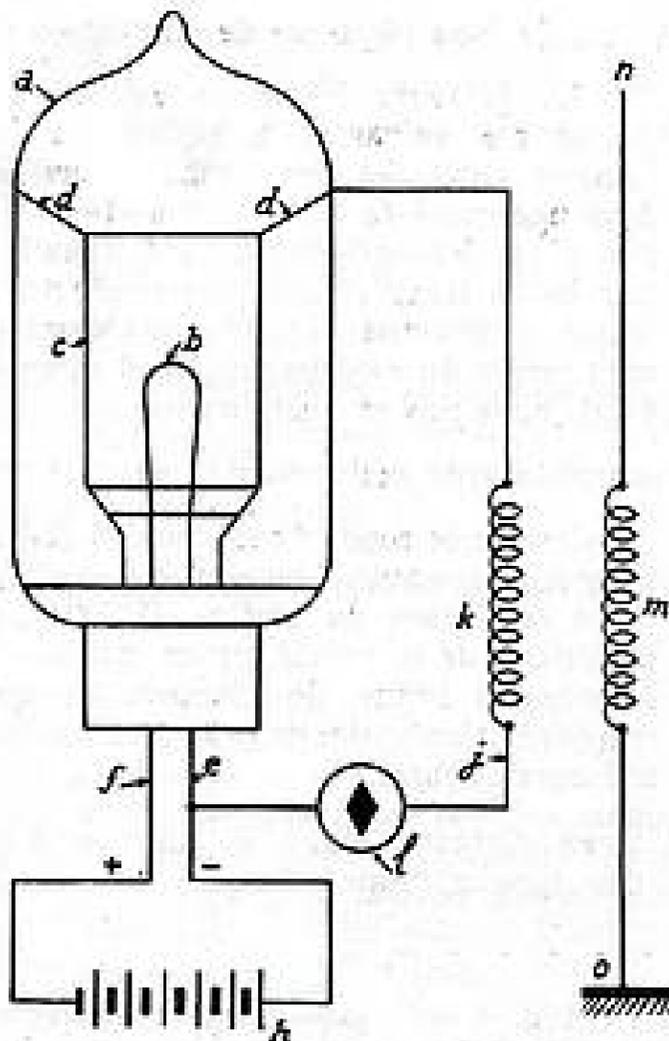


FIG. 1. — (B. F. 355 945)

« Le dispositif décrit ci-dessus fonctionne comme une soupape électrique, et permet à l'électricité négative de passer du charbon chaud à un cylindre de métal *e*, mais pas dans la direction contraire, de façon que les courants élémentaires induits dans la bobine *k* par les ondes hertziennes reçues au moyen du fil aérien *n*, sont redressés et transformés en un courant plus ou moins continu, capable d'ac-

tionner le galvanomètre *l* au moyen duquel les signaux peuvent être lus ».

« Quoique la figure 1 montre l'application de l'appareil à la télégraphie sans fil, on comprendra aisément que le fil aérien *n* peut être remplacé par un circuit quelconque, dans lequel il y a une force électromotrice alternative, de basse ou de haute fréquence ».

La figure 2 donne un montage permettant l'utilisation des deux alternances du courant alternatif.

La figure 3 représente un montage à trois valves en parallèle.

Enfin, l'invention reproduit le principe du redressement du courant alternatif de chauffage, déjà indiqué dans la communication du 9 janvier 1890 à la Royal Society of London.

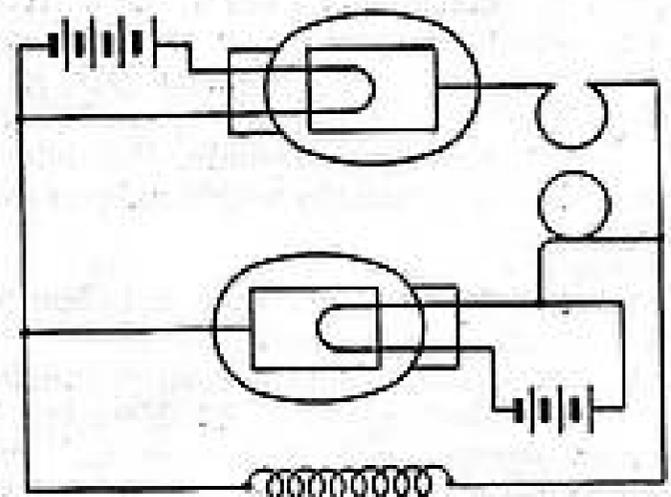


FIG. 2. — (B. F. 355 945)

Je crois intéressant de reproduire aussi les deux revendications du brevet américain 803 684, qui furent opposées dans la suite [48] à la DE FOREST RADIO TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY et DE FOREST :

« 1. — La combinaison d'une enceinte vide, deux conducteurs adjacents mais ne se touchant pas l'un l'autre, des moyens de chauffer un des conducteurs, et un circuit à l'extérieur de l'enceinte connectant les deux conducteurs ».

« 37. — A une tension réceptrice dans un système de télégraphie sans fil utilisant des oscillations électriques de haute fréquence, un détecteur comprenant une enceinte vide, deux conducteurs adjacents mais ne se touchant pas dans l'enceinte, un circuit à l'extérieur de l'enceinte connectant les deux conducteurs, des moyens pour détecter un courant continu dans le circuit, et des moyens pour imprimer sur le circuit les oscillations reçues ».

Tel qu'il vient d'être cité, le brevet décrit le redressement des courants alternatifs, suivant les montages indiqués, aussi bien pour la basse fréquence que pour les fréquences radioélectriques.



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

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

TUBES SUBMINIATURES A CHAUFFAGE INDIRECT ( $V_f = 6,3 \text{ V}$ )

■ Service intermittent: 2.500 cycles ■ Résistance aux vibrations: accélération 2,5 g pendant 96 h. ■ Résistance aux chocs: max. 450 g ■ Essais de durée: 500 h. à 175° C

**5636** : Pentode VHF/UHF à deux grilles de commande...  $S_{g1a} 3,2$   $S_{g3a} 0,5 \text{ mA/V}$

**5639** : Pentode vidéo à grande pente...  $P_s = 1 \text{ W}$  —  $S = 9 \text{ mA/V}$

**5718** : Triode oscillatrice et amplificatrice pour VHF/UHF  $P_s \geq 0,6 \text{ W}$  à 500 MHz

**5719** : Triode à grand coefficient d'amplification...  $K = 70$

**5840** : Pentode VHF/UHF à faible recul de grille...  $S = 5 \text{ mA/V}$  (prototype 6AK5)

**5899** : Pentode VHF/UHF à pente réglable...  $S = 4,5 \text{ mA/V}$

**5902** : Pentode amplificatrice de puissance B.F. ...  $P_s = 1 \text{ W}$

**6205** : Identique à 5840 sauf connexion  $G_3$  sortie sur culot  
**6206** : Identique à 5899 sauf connexion  $G_3$  sortie sur culot



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



Cependant, WEINELT (voir parag. 28) avait indiqué auparavant les applications à la basse fréquence. Ainsi s'explique-t-on que le brevet FLEMING, déposé aux Etats-Unis avec 37 revendications, dont plusieurs ne distinguant pas entre la basse et la haute fréquence, ait été par la suite, l'objet d'un « disclaimer » par lequel la MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY, propriétaire du brevet, abandonna les combinaisons décrites dans ces dernières revendications.

« Sauf quand elles sont utilisées en connexion avec des courants de haute fréquence ou oscillations électriques de l'ordre employé dans les transmissions par ondes hertziennes ».

en même temps qu'il supprima dans la description tous les passages visant la basse fréquence.

32. — Les recherches de FLEMING furent communiquées à la Royal Society of London le 24 janvier 1905 [43].

Après avoir présenté plusieurs types de diodes (fig. 1), l'auteur indique uniquement l'application de la diode à la détection des ondes radioélectriques, suivant la figure 1 de son brevet de 1904.

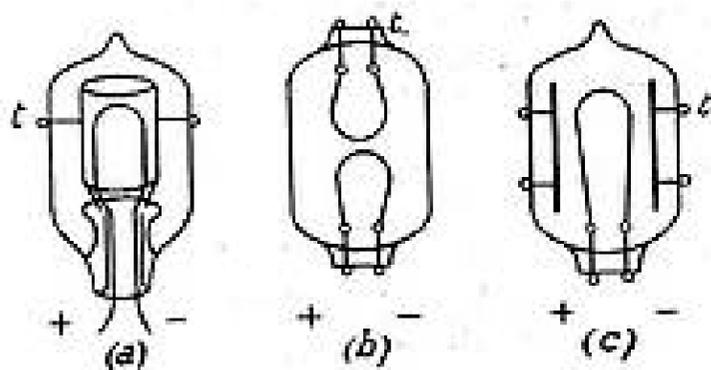


FIG. 1. — (J. A. FLEMING) (*Proc. Roy. Soc. of London*, 1905, p. 478).

Il décrit le montage à redressement des deux alternances de la figure 2 du brevet.

Enfin des courbes représentent, pour une diode, à différentes températures du filament, le courant redressé en fonction du potentiel appliqué entre la cathode et l'anode. Ces courbes étant très loin d'être linéaires, l'auteur conclut comme suit :

« Tandis, par conséquent, que le dispositif est utile comme un moyen simple de détecter les oscillations électriques, il n'a pas cette uniformité de conductivité qui le rendrait utile comme dispositif strictement métrique pour les mesurer. Il peut, cependant, rendre le service utile de nous montrer à quel point un dispositif d'oscillations électriques ou d'ondes électriques produit un train uniforme ou très irrégulier d'oscillations électriques, et quelles modifications conduisent à un perfectionnement ou une réduction du rendement d'un dispositif transmetteur ».

33. — Dans une communication du 26 mars 1906 à la Physical Society [44], FLEMING présente d'abord un nouveau modèle de valve (fig. 1).

La seule application visée est encore la détection des oscillations électriques.

En conclusion, il rappelle les expériences de OWEN (parag. 30) et WEINELT (parag. 28 et 29) sur l'émission d'électrons par les oxydes de certains métaux. Il continue cependant à affirmer que la lampe à vide poussé à filament de carbone est préférable à la valve à filament de platine recouvert d'oxyde de calcium ou de barium.

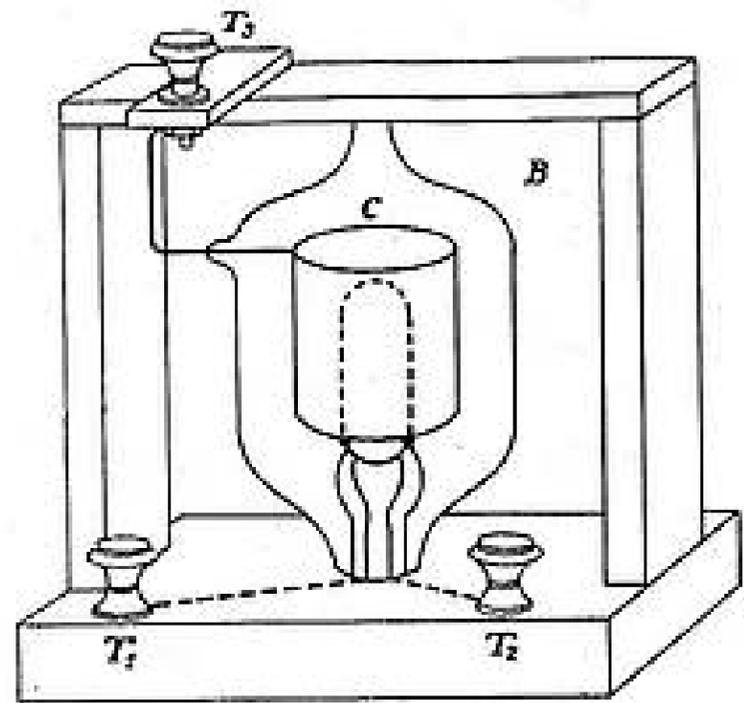


FIG. 2. — (J. A. FLEMING) (*Philosophical Magazine*, mai 1906, 6<sup>e</sup> série, vol. XI, p. 659-665).

C'est là une opinion que l'avenir ne devait pas ratifier.

34. — Je dois encore signaler, en 1906, la publication de la première édition du grand livre de FLEMING [45] « *The principles of electric wave telegraphy* », où les principes et les détails d'une technique alors entièrement nouvelle étaient, pour la première fois, clairement et complètement exposés, et qui est encore le plus imposant monument élevé à la gloire de MARCONI.

35. — La valve de FLEMING fut pendant quelque temps essayée pour la détection par la Compagnie MARCONI. Divers perfectionnements furent apportés, sur lesquels je ne m'étendrai pas, ce modèle de détecteur s'étant révélé sans avenir.

36. — FLEMING n'abandonna pas tout de suite son invention.

En 1908 il dépose un brevet [46] en vue de protéger un nouveau montage de détection, basé sur cette remarque que si le voltage constant appliqué entre le filament et la plaque a une valeur telle qu'il corresponde à un point où la pente de la courbe caractéristique varie, alors, si au moyen d'un couplage inductif une force électromotrice oscillante est superposée à ce voltage constant, la valeur moyenne du courant thermionique augmentera tout d'un coup, et un téléphone inséré dans le circuit extérieur au filament et à la plaque donnera un son. La figure ci-dessous donne le montage.

Le même brevet mentionne l'avantage d'utiliser un fil de tungstène comme cathode chaude.

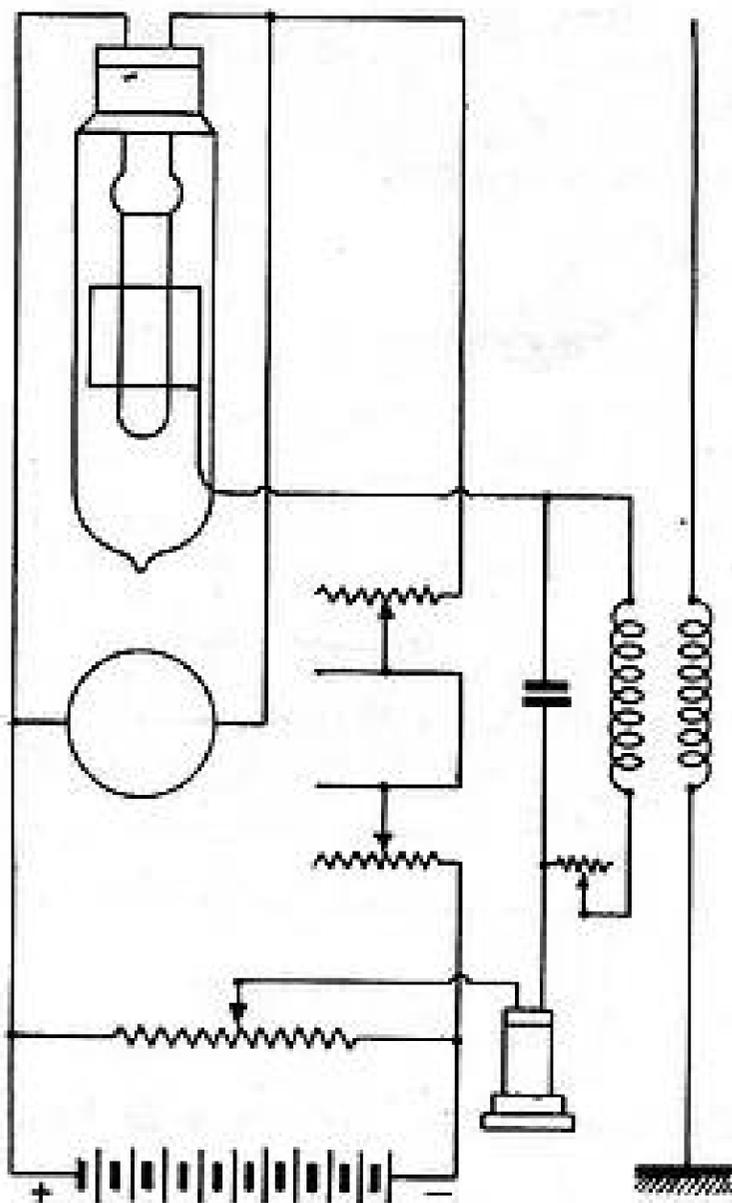


FIGURE du Brevet (B. P. 13518/04).

« J'ai découvert que le tungstène sous différentes formes et en particulier dans une forme dans laquelle il est employé comme filament d'une lampe à incandescence est hautement efficace dans ce but puisque la quantité d'électricité négative émise à la température de travail la plus élevée possible peut être de 10 à 20 fois aussi grande que celle émise par le carbone dans un filament de carbone ordinaire ».

C'est une suggestion que la pratique a reconnue valable.

37. — FLEMING cessa en 1908 ses travaux sur la valve à deux électrodes. Est-ce parce que les moyens de recherche lui firent défaut ?

En 1919, il terminera le récit de son œuvre [48] sur une note mélancolique :

« Ce que l'auteur ne put terminer, en 1905 ou 6, des expérimentateurs venus après lui et possédant de meilleurs outils et les ressources du laboratoire de recherches d'une grande société de construction des États-Unis ont pu l'accomplir ».

38. — Revenant au 16 novembre 1904, date de dépôt du brevet FLEMING, nous avons trouvé à cette date la diode à filament chauffé dans le vide bien définie dans ses éléments essentiels. Ses propriétés ont été établies expérimentalement, et son principe de fonctionnement a reçu une explication qui paraît définitive.

Sa propriété fondamentale est la conductivité unilatérale de l'espace compris entre les deux électrodes ; elle peut donc être utilisée comme valve de courant et, étant donné la faible masse des particules qui transportent le courant, comme redresseur de courant alternatif, jusqu'à des fréquences supérieures à celles de la technique radioélectrique de l'époque. Cette application au redressement a du reste été décrite par les brevets de WEINELT et FLEMING.

L'histoire des origines de la valve thermionique est terminée. L'avenir sera l'ère des perfectionnements aussi bien dans la technologie que dans les applications.

39. — La diode à cathode chauffée dans le vide est l'aboutissement d'une longue histoire. Pour apprécier les nombreuses contributions à sa genèse et à ses applications, nous n'avons d'autre moyen, après avoir défini les éléments du dispositif, que de déterminer comment ils se sont successivement introduits puis groupés.

Ce travail est résumé dans le tableau récapitulatif annexé à cette étude.

40. — Examinons donc d'abord la diode en elle-même, et d'abord indépendamment des propriétés physiques et des utilisations.

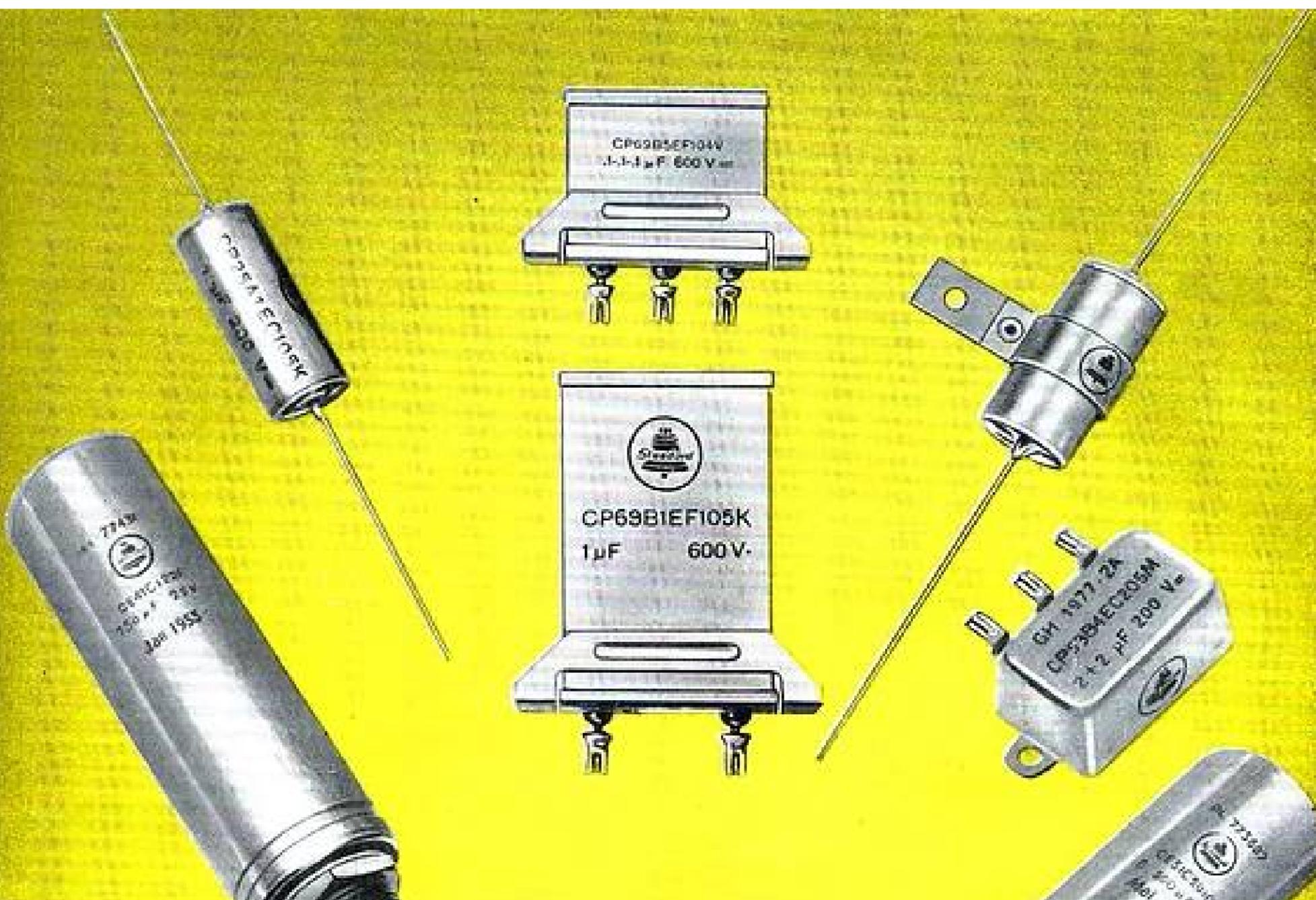
Dans le brevet FLEMING complété par les présentations à la Royal Society et à la Royal Institution, nous avons dans le vide, ou dans un gaz, deux électrodes, toutes deux chaudes dans une première variante, l'une chaude et l'autre froide dans une autre variante. Si nous considérons ce type le plus général de diode, son inventeur est GROVE (1848) et nous retrouvons le dispositif dans toutes les recherches postérieures (ligne 4 du tableau récapitulatif).

La disposition suivant laquelle les deux électrodes sont incandescentes (ligne 5 du tableau) n'a pas reçu d'application industrielle.

En général une seule des électrodes est incandescente (ligne 6) . Cette disposition se trouve déjà dans les expériences de GUTHRIE (1873) ; c'est celle de la plupart des expériences ; c'est celle qui a reçu la sanction industrielle.

Dans certaines expériences, l'espace compris entre les électrodes est l'air ou un autre gaz à la pression atmosphérique ou à une pression plus faible (ligne 7) C'est une disposition qu'on trouve depuis GROVE (1848) jusqu'à FLEMING (1891). Elle n'a reçu, industriellement, aucune utilisation.

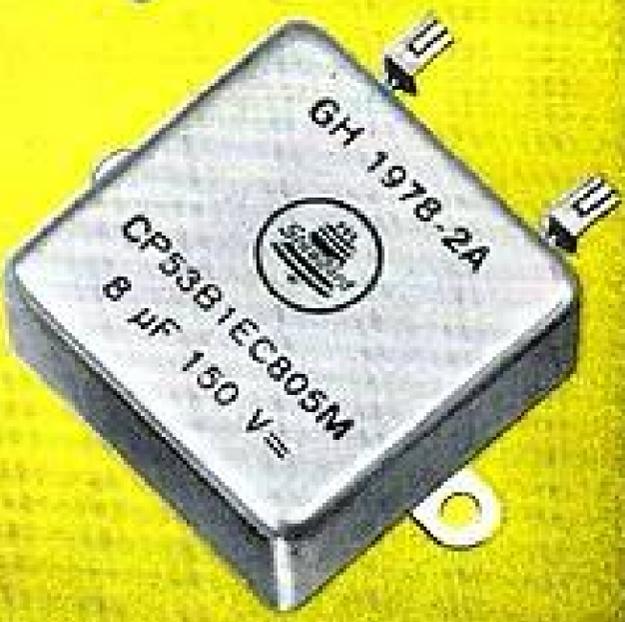
Au contraire le cas où l'espace compris entre les électrodes est vide a une grande importance pour les



**Condensateurs electrolytiques conformes aux normes JAN C62**

**Condensateurs au papier conformes aux normes MIL C25 A**

**Condensateurs au papier metallisé**



**Standard Téléphone et Radio S.A.**  
 Zurich, Seest. 395, Case postale Zurich 38

applications (ligne 8) ; c'est sous cette forme que sont presque toujours construites les diodes, on la trouvera pour la première fois dans BECQUEREL (1853).

La diode comportant deux électrodes, l'une chaude, l'autre froide, dans le vide (ligne 9) a été utilisée depuis HITTORF (1883) et EDISON (1883) par un grand nombre de chercheurs. Elle a une très grande importance ; c'est la combinaison qui, sous diverses formes, s'est imposée à la pratique.

De nombreux expérimentateurs, en commençant par PRIESTLEY (1766) et GROVE (1848) ont utilisé le platine comme conducteur porté à l'incandescence. C'est le matériau qui a servi le plus souvent, jusqu'au moment où l'on s'aperçut que son point de fusion relativement bas (1700°) le rendait inutilisable aux températures plus élevées souvent désirables. D'autres ont expérimenté sur le fer : GUTHRIE (1873) ; le palladium (ELSTER et GEITEL, 1889) (voir ligne 12).

Le carbone (voir ligne 10) présente un intérêt historique, du fait que, sous la forme du filament de la lampe EDISON, il constitue l'électrode chaude de la valve de FLEMING. Mais il avait été employé bien auparavant par HITTORF et, l'a été, après, par d'autres chercheurs. Cependant, bien que FLEMING l'ait constamment déclaré préférable à tout autre pour constituer l'électrode incandescente de la diode, il n'a pas reçu la sanction de la pratique industrielle.

Le tungstène, au contraire, a été utilisé comme cathode incandescente, et l'est encore dans certains types de diodes ; il a été proposé par FLEMING en 1908 (ligne 11).

Enfin, il faut faire une place spéciale aux cathodes à oxydes métalliques, et particulièrement aux recherches de WEHNELT (1903-1904) (ligne 13).

41. — Nous en avons terminé avec la diode, produit industriel considéré indépendamment des montages et des applications.

La propriété de la diode, qui, signalée d'abord par E. BECQUEREL (1853) dans les cas où les deux électrodes, chaudes toutes deux, étaient de formes différentes, s'est ensuite confirmée par un grand nombre d'expériences et s'est finalement révélée comme la base de toutes les applications industrielles, est la dissymétrie dans l'action observée sur des appareils ou dans un circuit relié à l'électrode froide. Cette dissymétrie a été signalée sous diverses formes, dans un grand nombre de recherches (ligne 14).

Avec des diodes à une électrode chaude et une électrode froide, ou des dispositifs qui leur sont assimilables, et sans faire pour le moment de distinction entre les formes sous lesquelles cette dissymétrie s'est manifestée, elle a été souvent observée ou utilisée depuis GUTHRIE (1873) (ligne 15).

Si, l'on ne considère que le cas de diodes à une électrode chaude et une électrode froide dans le vide, la liste des chercheurs qui ont observé la dissymétrie de l'effet est encore nombreuse, en commençant par HITTORF (1883) (ligne 18).

Deux procédés généraux d'observation ou d'utilisation de la dissymétrie ont été expérimentés ou utilisés. Les premiers sont des procédés électrostatiques, l'instrument d'observation étant un électroscope, un électromètre ou un condensateur. Ils ont eu une grande importance pour l'étude scientifique du phénomène, mais n'ont pas été l'objet d'applications industrielles ; ils ont été employés par les chercheurs indiqués dans la ligne 16, pour le cas de diodes à une électrode chaude et une électrode froide, dans un gaz ou dans le vide (à partir de GUTHRIE, 1873), et dans la ligne 19 pour le cas de diodes à deux électrodes, l'une froide, l'autre chaude, dans le vide (à partir d'ELSTER et GEITEL, 1887).

Les seconds procédés d'observation sont électrocinétiques. La diode est alors une valve de courant ; l'instrument d'observation est le galvanomètre ou un appareil équivalent ; le phénomène observé est le courant, qui peut passer dans un seul sens, celui qui va de l'électrode froide à l'électrode chaude. Ces méthodes ont été utilisées par les chercheurs indiqués dans la ligne 17, pour le cas des diodes à gaz ou à vide, avec une électrode froide et une électrode chaude (à partir de HITTORF, 1883) et dans la ligne 20 pour le cas de diodes à vide (également à partir de HITTORF, 1883). Ce mode d'utilisation a une importance considérable ; il est à la base de toutes les applications industrielles de la diode.

42. — Arrivons enfin aux applications.

La première est l'utilisation en tant que valve, pour arrêter ou laisser passer un courant, suivant son sens. Nous avons vu (ligne 20) qu'il y a lieu d'attribuer l'invention à HITTORF (1883).

Un second type d'applications est le redressement des courants alternatifs. Il a été décrit par WEHNELT 1903-1904) (ligne 21).

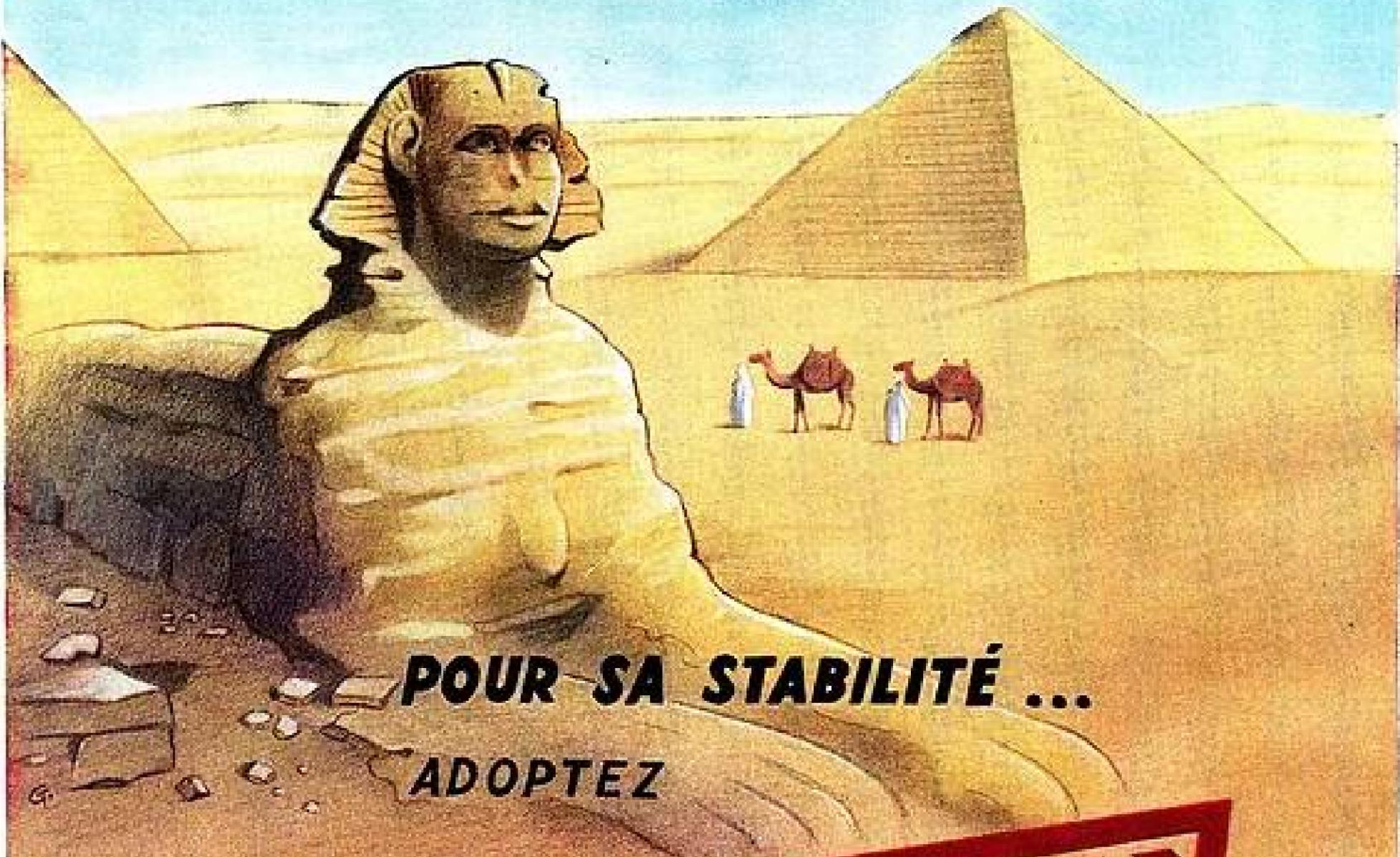
Un troisième type est la détection des ondes électro-magnétiques, brevetée par FLEMING en 1904 (ligne 22).

43. — Parmi toutes ces contributions aux origines de la diode, quelques noms émergent. Pour les recherches d'ordre scientifique : E. BECQUEREL (1853), GUTHRIE (1873), ELSTER et GEITEL (1882-1889), HITTORF (1883), WEHNELT (1903) ; pour l'interprétation théorique et l'identification progressive des particules émises par l'électrode incandescente : PREECE (1885) qui a proposé l'explication par une émission de particules mais en se trompant sur leur nature (ce ne sont pas les molécules venant de l'électrode), FLEMING (1894) qui indiqua que ces particules étaient négatives mais les considéra comme des ions venant de l'électrode chaude, J.J. THOMSON qui fit le progrès décisif en les identifiant à des électrons ; pour les applications HITTORF qui découvrit le fonctionnement en valve (1883), WEHNELT qui décrivit l'utilisation en redresseur de courant de basse fréquence ; FLEMING qui breveta la détection en haute fréquence par diode.

S'il fallait n'inscrire que trois noms sur le fronton d'un monument à la gloire des inventeurs de la diode,

Nombres		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32			
Date		1843	1851	1871	1881	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884	1884		
Auteurs		GRUYE	E. BEAUREGARD	GUTHRIE	BLONDELAT	ELSTER ET GEITEL	ELSTER ET GEITEL	HITTORF	EDISON	GOLSTEIN	PERCEC	BLONDELAT	ELSTER ET GEITEL	ELSTER ET GEITEL	FLEMING	FLEMING	BRANLY	BRANLY	FLEMING	J.J. THOMSON	Mc CLELLAND	BOSE	Mc CLELLAND	WILSON	RICHARDSON	WERNELT D.P. 187845	WERNELT	OWEN	FLEMING	FLEMING	FLEMING	FLEMING				
Construc-tion de la diode	Chauffage des électrodes	Deux électrodes, une au moins chaude.	4	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x			
		Les deux électrodes sont chaudes.	5	x	x																															
		Une électrode chaude, une froide.	6			x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
	Espace entre électrodes	Divers gaz, diverses pressions.	7	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
		Vide.	8		x				x	x	x	x		x	x	x	x	x	x	x	x	x				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
	Nature de l'électrode chaude	Une électrode froide, une chaude. Vide (combinaison 6 + 8).	9						x	x	x	x		x	x	x	x									x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
		Carbone.	10						x	x	x	x		x	x	x	x									x									x	
		Tungstène.	11																																	x
		Autres métaux.	12	x	x	x	x	x	x					x	x	x			x	x			x		x											
		Oxydes métalliques.	13																					x				x	x							
Fonctionnement - Dissymétrie de l'effet	Dissymétrie, toutes diodes	14		x	x		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
	Une électrode chaude et une froide. Combinaison 6 + 14	Dissymétrie Combinaison 6 + 14.	15			x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
		Dissymétrie électrostatique	16			x	x	x	x					x	x	x	x	x	x	x																
		Conductivité unilatérale. Valve.	17						x	x	x	x	x		x	x	x				x	x	x													
	Une électrode de chaude et une froide dans le Vide. Combinaison 9 + 14	Dissymétrie (9 + 14).	18						x	x	x	x		x	x	x	x				x	x				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
		Dissymétrie électrostatique (9 + 14).	19											x	x	x	x																			
Conductivité unilatérale. Valve (9 + 14).		20						x	x	x	x			x	x	x									x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
Applica-tions	Redressement des courants de basse fréquence	21																								x									x	
	Direction des ondes électromagnétiques	22																																	x	

**UN CONDENSATEUR AU MICA, LUI AUSSI  
DOIT ÊTRE *IMMUABLE* !**



**POUR SA STABILITÉ ...  
ADOPTÉZ**

**STÉAFIX**

HOMOLOGATION C.C.T.U.  
CATÉGORIE III  
N° 54-01

17, RUE FRANCOEUR - PARIS-18<sup>e</sup>  
MON. 02-93, 61-19

je proposerais pour la recherche expérimentale ELSTEN et GEITEL, qui ont démêlé les conditions de production de l'électrisation négative par les corps incandescents ; pour l'interprétation physique J.J. THOMSON ; pour les applications HITTORF, qui a décrit le premier le fonctionnement en valve, base de toutes les utilisations. Et ce choix ne m'empêcherait pas d'apprécier à sa juste valeur la contribution apportée à cette grande œuvre par tous les autres noms cités au cours de mon exposé.

Faut-il comme les propriétaires de son brevet l'ont prétendu et parfois fait admettre par les tribunaux, comme le pensent beaucoup de ses compatriotes [49 et 50], comme il en était convaincu lui-même [48], voir en FLEMING le génial précurseur de la lampe amplificatrice à trois électrodes, sans qui le fameux brevet américain DE FOREST 841 347 de 1906, acte de naissance de cette lampe, n'eut pas été déposé ? Faut-il déclarer au contraire son brevet de 1904 sans valeur comme venant après la découverte du fonctionnement en valve par HITTORF, après l'identification des particules émises et la détermination de leurs propriétés par J.J. THOMSON, après l'application au redressement des courants alternatifs par WEHNELT ? FLEMING ne mérite, je crois, ni cet excès d'honneur ni cette indignité. Il a été l'un des bons artisans dans la suite des travaux et des inventions qui, avec la diode, ont fourni à l'électronique un de ses plus précieux instruments. Et puisque, évidemment, la triode est une combinaison de diodes, il partage avec tous ceux qui l'ont précédé la gloire du travail collectif qui a créé les conditions nécessaires et a conduit directement à l'apparition de la lampe à trois électrodes amplificatrice et détectrice.

44. — D'autres titres contribueront à garder son souvenir [50]. Né le 29 novembre 1849, J.A. FLEMING acheva le 18 mars 1945, à plus de quatre-vingt-quinze ans, une longue vie consacrée à la science et comblée d'honneurs. Cependant, il n'était pas un pur savant, indifférent à tout ce qui n'est pas la recherche désintéressée. Il croyait à la valeur humaine de l'enseignement scientifique, et fut un prestigieux et infatigable conférencier, un professeur de grand talent, préparant avec une égale conscience une causerie à des ouvriers, un exposé bourré d'expériences pour le public de la Royal Institution, un cours pour ses élèves de l'University College, une communication à la Royal Society ou à la Physical Society. Il avait le don de l'exposé scientifique ou technique, l'art de comprendre et, ayant compris, de rendre assimilables et utiles de difficiles théories ; il le fit dans un grand nombre d'ouvrages, dont quelques-uns sont justement célèbres et doivent être cités : *The alternate current transformer*, 2 vol., 1889-1892 ; *Electric lamps and electric lightning*, 1894 ; *A handbook for the electrical laboratory and testing room*, 2 vol., 1901, *The principles of electric wave telegraphy*, 1906 ; *The propagation of electric currents in telegraph and telephone conductors*, 1911. Il fut un expérimentateur : « banjo de FLEMING », construit en 1880 pour MAXWELL, en vue de la comparaison des ohms étalons ; potentiomètres perfectionnés ; effets de résonance en basse fréquence ; liquéfaction des gaz (collaboration avec

DEWAR) ; photométrie et sources étalons de lumière ; focalisation magnétique dans un tube électronique (1897) ; appareils de télégraphie sans fil, ondemètres, diode détectrice. Il fut un grand ingénieur ; la station de Poldhu, d'où partirent en 1901 les premiers signaux radioélectriques, faits de main d'homme, qui aient traversé l'Atlantique, fut en grande partie son œuvre. Admirable carrière de professeur, de savant, de réalisateur.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] DU FAY. — « Second mémoire sur l'électricité » (Histoire de l'Académie. — Mémoires de mathématiques et de physique de l'année 1733, p. 73-84).
- [2] W. WATSON. — « Experiments and observations tending to illustrate the nature and properties of electricity » (*Philosophical Transactions*, août, septembre, octobre, novembre et décembre 1745, vol. 43, n° 477, p. 481-501).  
W. WATSON. — « A sequel to the experiments and observations tending to illustrate the nature and properties of electricity » (*Philosophical Transactions*, octobre, novembre, décembre 1747, vol. 44, part. II, n° 484, p. 704-749).
- [3] DU TOUR. — « Sur la manière dont la flamme agit sur les corps électriques » (Mémoires de mathématiques et de physique présentés à l'Académie Royale des Sciences, 1755, vol. II, p. 246-253).
- [4] JOSEPH PRIESTLEY. — « History of Electricity » — 1767.
- [5] JOSEPH PRIESTLEY. — « Histoire de l'électricité » (Traduit de l'anglais, chez HERISSANT & FILS, Paris, 1771).
- [6] W. R. GROVE. — « On the effect of surrounding media on voltaic ignition » (*Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, 14 décembre 1848, part. 1, 1849, p. 49-59).
- [7] EDMOND BECQUEREL. — « Recherches sur la conduction de l'électricité à travers les gaz à des températures élevées » (*Annales de Chimie et de Physique*, 1853, 3<sup>e</sup> série, t. XXXIX, p. 355-402).
- [8] W. HITTORF. — « Über die Electricitätsleitung der Gase » (*Poggendorff's Annalen*, 1869, vol. 136, p. 1-30 et 197-214). (*Poggendorff's Annalen*, 1874, Jubelband, p. 430-445). (*Wiedemann's Annalen* 1879, vol. 7, p. 553-630). (*Wiedemann's Annalen*, 1883, vol. 20, p. 705-755 ; 1884, vol. 21, p. 90-139).
- [9] F. GUTHRIE. — « On a relation between heat and static electricity » (*Philosophical Magazine*, octobre 1873, vol. XXXI, p. 257-264).
- [10] R. BLOMLOTT. — « Sur la conductibilité voltaïque des gaz chauffés » (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 4 avril 1881, vol. 92, p. 870-872).
- [11] J. ELSTER & H. GEITEL. — « Über die Electricität der Flamme » (*Wiedemann's Annalen*, 1882, vol. XVI, p. 193-212).
- [12] J. A. FLEMING. — « On a phenomena of molecular radiation in incandescence lamps » (*Philosophical Magazine*, juillet 1883, vol. 16, p. 48-49).
- [13] J. ELSTER & H. GEITEL. — « Über Electricitätsentregung beim contact von Gasen und glühenden Körpern » (*Wiedemann's Annalen*, 1883, vol. XIX, p. 588-614).
- [14] Brevet des Etats-Unis U.S.P. 307 031, déposé le 15 novembre 1883, accordé le 24 octobre 1884 (THOMAS A. EDISON).
- [15] E. GOLDSTEIN. — « Über elektrische Leitung im Vacuum » (*Wiedemann's Annalen*, 1885, vol. 24, p. 79-92).
- [16] W. H. PREECE. — « On a peculiar behaviour of glow lamps when raised to high incandescence » (*Proceedings of the Royal Society of London*, 24 mars 1885, vol. XXXVIII, p. 219-230).
- [17] J. A. FLEMING. — « On molecular shadows in incandescent lamps » (*Philosophical Magazine*, août 1885, vol. 20, 5<sup>e</sup> série, p. 141-144).

- [18] R. BLONDLOT. — « Recherches sur la transmission de l'électricité à faible tension par l'intermédiaire de l'air chaud » (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 31 janvier 1887, vol. 104, p. 283-286).
- [19] J. ELSTER & H. GRITEL. — « Über die Electricisirung der Gase durch glühende Körper » (*Wiedemann's Annalen*, 1887, vol. 31, p. 109-124).
- [20] J. ELSTER & H. GRITEL. — « Über die Electricitäts Erregung beim Contact verdünnter Gase mit galvanisch glühenden Drähten » (*Wiedemann's Annalen*, 10 mai 1889, vol. 37, p. 315-319).
- [21] J. A. FLEMING. — « On electric discharge between electrodes at different temperatures in air and in high vacua » (*Proceedings of the Royal Society of London*, 9 janvier 1890, vol. 47, p. 118-126).
- [22] J. A. FLEMING. — « Problems in the physics of an electric lamp » (*Proceedings of the Royal Institution of Great Britain*, février 1891, vol. 13, p. 34-49).
- [23] E. BRANLY. — « Nouvelle conductibilité unipolaire des gaz » (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 4 avril 1892, vol. 114, p. 831-834).
- [24] E. BRANLY. — « Sur la conductibilité d'un gaz compris entre un métal froid et un corps incandescent » (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 27 juin 1892, vol. 114, p. 1531-1534).
- [25] J. A. FLEMING. — « A further examination of the Edison effect in glow lamps » (*Philosophical Magazine*, juillet 1896, 5<sup>e</sup> série, vol. 42, p. 52 à 102).
- [26] J. J. THOMSON. — « Cathode rays » (*Philosophical Magazine*, octobre 1897, 5<sup>e</sup> série, vol. 44, p. 293-314).
- [27] J. J. THOMSON. — « On the charge of electricity carried by the ions produced by Röntgen rays » (*Philosophical Magazine*, décembre 1898, 5<sup>e</sup> série, vol. 46, p. 528-545).
- [28] J. J. THOMSON. — « On the masses of the ions at low pressures » (*Philosophical Magazine*, décembre 1899, 5<sup>e</sup> série, vol. 48, p. 547-567).
- [29] Mc CLELLAND. — « On the conductivity of gases from an arc and from incandescent metals » (*Proc. Camb. Phil. Soc.*, 1900, vol. 10, p. 241-257).
- [30] McCLELLAND. — « On the action of incandescent metals in producing electric conductivity in gases » (*Proc. Camb. Phil. Soc.*, 1901, vol. 11, p. 296-305).
- [31] E. BOSE. — « Über die Natur der Electricitätsleitung in electrolitischen Glühkörpern » (*Annalen der Physik*, 1902, vol. 9, p. 164-184).
- [32] O. W. RICHARDSON. — « The electrical conductivity imparted to a vacuum by hot conductors » (*Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, A. 26 mars 1903, vol. 201, p. 492-549).
- [33] H. A. WILSON. — « On the discharge of electricity from hot platinum » (*Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, A. 18 juin 1903, vol. 202, p. 241-275).
- [34] A. WEINELT. — « Austritt negativer Ionen aus glühenden Kathoden » (*Sitzungsberichte der Physik Med. Sz. Erlangen*, 1903, p. 150-158).
- [35] A. WEINELT. — « Kathodenstrahlen an glühenden Kathoden » (*Verhandl. d. Deutsch. Physik. Gesellschaft*, 1903, p. 255-258 et 423-426).
- [36] Brevet allemand 157 845, demandé le 15 janvier 1904, accordé le 13 janvier 1905 (A. WEINELT).
- [37] A. WEINELT. — « Über die Austritt negativen Ionen aus glühenden Metallverbindungen Erscheinungen » (*Annalen der Physik*, 12 juillet 1904, vol. 14, p. 425-468).
- [38] G. OWEN. — « On the discharge of electricity from a Nernst filament » (*Philosophical Magazine*, août 1904, vol. VIII, 6<sup>e</sup> série, p. 230-238).
- [39] Brevet anglais 24 850/04, déposé le 16 novembre 1904, accordé le 21 septembre 1905 (J. A. FLEMING).
- [40] Brevet français 355 945, demandé le 6 juillet 1905, (*Marconi's Wireless Telegraph Company*).
- [41] Brevet américain 803 684, accordé le 7 novembre 1905 (J. A. FLEMING).
- [42] Lettre de J. A. FLEMING, antérieure au dépôt du brevet anglais 24 850/04 (*Marconi's Wireless Telegraph Co*).
- [43] J. A. FLEMING. — « On the conversion of electric oscillations into continuous currents by means of a vacuum tube » (*Proceedings of the Royal Society of London*, 16 mars 1905, vol. 74, p. 476-488).
- [44] J. A. FLEMING. — « The construction and use of oscillating valves for rectifying high frequency electric currents » (*Philosophical Magazine*, mai 1906, 6<sup>e</sup> série, vol. XI, p. 659-665).
- [45] J. A. FLEMING. — « The principles of electric wave telegraphy » (1 vol. LONGMANS, GREEN & Co., London, 1906).
- [46] Brevet anglais 13 518/08, demandé le 25 juin 1908, accordé le 10 décembre 1908 (J. A. FLEMING).
- [47] J. J. THOMSON. — « Passage de l'électricité à travers les gaz » (chap. VIII). (GAUTHIER-VILLARS, Paris, 1912).
- [48] J. A. FLEMING. — « The thermionic valve and its developments in radiotelegraphy and telephony » (1 vol. *Wireless Press Ltd*, London, 1919).
- [49] W. J. BAKER. — « Fiftieth anniversary of the valve » (*Electronic Engineering*, novembre 1954, vol. 26, p. 466-469).
- [50] J. T. MCGREGOR MORRIS. — « The inventor of the valve » (1 vol. *The Television Society*, London, 1954).



# Un nouveau PONT UNIVERSEL Z-Y

## mesure l'impédance

- ✓ De 0 à ∞ ohms
- ✓ Symétrique ou asymétrique
- ✓ Positive ou négative
- ✓ Quelque soit l'angle de phase
- ✓ Dans la gamme de 20 cps à 20 Kc.

Le pont ZY du type 1603-A est une des dernières créations qui vient s'ajouter aux appareils de mesure de précision de la « GENERAL RADIO Co ».

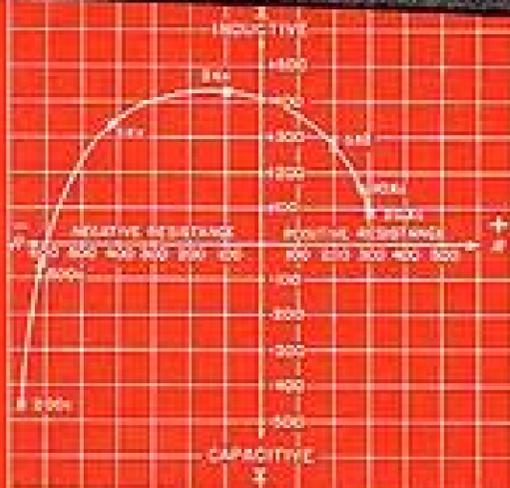
Ce pont universel ZY permet de mesurer n'importe quelle impédance : du court-circuit au circuit ouvert, pour un angle de phase important ou faible avec une précision nominale de 1% couvrant presque la totalité de cette gamme très étendue. On mesure directement les éléments d'impédance en quadrature : R et X ou G et B sur les positions du pont pour les fréquences étalonnées de 100 c., 1 Kc et 10 Kc. Les mesures aux autres fréquences de la gamme 20 à 20.000 périodes sont réalisées simplement en multipliant les résultats de la réactance X ou de la susceptance B par un facteur qui tient compte de la différence entre la fréquence de fonctionnement et la fréquence de réglage du commutateur de sélection du pont.

La possibilité de mesurer les impédances d'un ordre de grandeur quelconque et avec une bonne précision en utilisant le même appareil, rend ce dernier très précieux pour de nombreuses applications : les chimistes peuvent utiliser le pont Z-Y pour mesurer la conductivité des liquides dans des cellules diélectriques aussi aisément que l'on mesurerait en résistances, selfs ou capacités dans un laboratoire ou en cours d'essais de fabrication. Il est susceptible de mesurer les paramètres des transformateurs à circuit ouvert ou fermé... les impédances de batteries de piles et condensateurs électrolytiques... et les caractéristiques de réseaux de transmission en BF... l'impédance des capteurs électro-acoustiques... le facteur Q et la fréquence de résonance des selfs de choc... les impédances des boucles à contre-réaction, la mesure des vrais paramètres négatifs se fait directement.

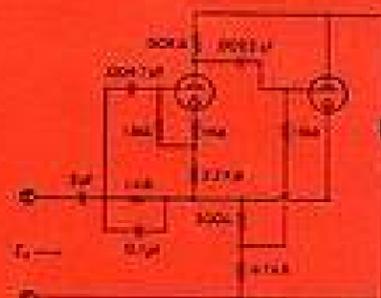
De même le pont peut être utilisé à la localisation des défauts dans les câbles. Il permet d'étudier à l'aide du diagramme circulaire les corps liquides ou solides ayant des polarisations de fuite dans la gamme BF. Les applications citées ne sont tirées que d'un nombre restreint parmi les applications innombrables.

## GENERAL RADIO Company

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



Relevé de l'impédance Z, d'un circuit à contre-réaction, montrant comment le pont Z-Y est susceptible de mesurer une impédance quelconque, les éléments en quadrature peuvent être positifs ou négatifs, réels ou imaginaires.



### SPÉCIFICATIONS

**Gamme de fréquences** 20 cycles à 20 Kc.

**Gamme d'impédance et d'admittance.**

R : ± 1.000 ohms G : ± 1.000 μmhos  
X : ± 1.000 ohms B : ± 1.000 μmhos

**Précision :**

R ou G : ± (1% + [1 ohm ou 1 μmhos])

X ou B : ± (1% + [f<sub>0</sub> ohm ou f<sub>0</sub> μmhos])

f étant la fréquence de fonctionnement;  
f<sub>0</sub> étant la fréquence de réglage du commutateur de sélection.

Les impédances inférieures à 100 ohms (ou 100 μmhos) peuvent être mesurées à l'aide des cadrans « Equilibrage initial » avec une plus grande précision.

R ou G :

$$\pm (1\% \pm \frac{0,2 f_0 \text{ ohm ou } 0,2 f_0 \mu\text{mhos}}{f})$$

X ou B :

$$\pm (1\% \pm \frac{0,2 f_0 \text{ ohm ou } 0,2 f_0 \mu\text{mhos}}{f})$$

**Tension max. appliquée :** 150 V. eff.

**Accessoires recommandés :**

- Oscillateur R-C : type 1210-B;
- Détecteur zéro : type 1212-A.

**Accessoires fournis :**

- 2 câbles blindés pour générateur et détecteur.

**Dimensions :** 317 × 342 × 215 mm.

**Poids :** 9,60 kgs.

### AUTRES FABRICATIONS :

Admittancemètres - Amplificateurs - Piles pour circuits  
Distorsionmètres - Fréquencesmètres - Fréquencesmètres Ba-  
lun - Ponts d'impédance - Potentiomètres - Méphémètres  
Mélomètres - Polariscopes - Condensateurs de précision  
Oscillateurs - Matériel de mesure V.H.F. - Piles  
détectrices et convertisseurs - Générateurs de signaux -  
Analyseurs de forme d'onde - Moniteurs de Radiofré-  
quences et Télévision - Générateurs d'impulsions - Résis-  
tances - Self - Capacités - Décodeurs - Etc., etc., etc.



# ETS RADIOPHON

59, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10<sup>e</sup>) - PRO. 52-01. 04

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

# UN RADAR DE SURVEILLANCE PORTUAIRE

PAR

A. LECONTE

*Ingénieur aux Laboratoires R. Derveaux*

## Introduction.

Le radar portuaire est devenu le complément indispensable de l'équipement d'un port moderne.

En effet, de nombreux bateaux sont maintenant pourvus de radar de navigation ; dans la brume, la nuit, où, même par visibilité moyenne, l'officier de passerelle utilise le radar pour sa plus grande commodité.

Quand le navire arrive à proximité d'un port, il faut que les autorités portuaires soient en mesure de le faire parvenir à quai aussi rapidement que possible. Les expériences effectuées au cours de ces dernières années ont montré que cela n'était réalisable que grâce aux aides radioélectriques en général, et au radar portuaire en particulier.

## Utilisation du radar portuaire.

Tous les bateaux entrant dans un port, qu'ils soient ou ne soient pas munis de radars propres, ont intérêt à utiliser les renseignements fournis par le radar portuaire.

Celui-ci est toujours en principe, un radar à grandes performances, possédant une sécurité de fonctionnement renforcée, et dont l'image est interprétée par un opérateur averti.

Sur l'écran de ce radar, les mouvements relatifs des navires, les uns par rapport aux autres, sont bien plus faciles à observer que sur un radar embarqué.

Aucune confusion n'est possible entre bouées et autres obstacles, car l'axe du chenal et la position des bouées peuvent être inscrits à l'avance sur l'écran à l'aide d'un système de « plotting ».

Les échos parasites provenant de réflexions multiples, qui ne peuvent être évités dans certains cas, sont repérés systématiquement et ne provoquent pas d'erreurs d'observation.

Quelques fois, il se peut qu'une partie du chenal soit cachée au radar embarqué, alors que par définition, le radar portuaire a été placé en un endroit où tout les points du chenal sont visibles.

Le choix de l'emplacement du radar portuaire a donc une extrême importance : il y a d'ailleurs une liaison étroite entre ce choix et les caractéristiques du radar. Sa détermination peut être convenablement approchée par l'observation des cartes marines, mais cette méthode ne permet pas d'envisager tous les aspects de la question. Si bien que la méthode idéale pour résoudre ce problème, serait de posséder un radar expérimental que l'on pourrait déplacer facilement, tout en modifiant une de ses caractéristiques essentielles : la largeur du faisceau d'antenne.

Ce radar pourrait être réalisé en utilisant les ondes millimétriques ; le choix de la longueur d'onde ultérieurement adoptée dans l'installation définitive étant déterminé surtout par l'examen des conditions climatiques et de l'état de la mer à l'endroit considéré.

Les conditions essentielles qui apparaissent nécessaires à la bonne utilisation du radar portuaire, seront donc en tout premier lieu, la sécurité absolue de fonctionnement du matériel, l'adaptation correcte de l'appareillage à la région qu'il faut surveiller, et la possibilité de placer les écrans à proximité du poste de contrôle du port pour permettre la meilleure exploitation des informations reçues.

Dans bien des cas, ce poste de contrôle a déjà été construit dans un endroit bien placé, puisqu'il faut que par temps clair, les guetteurs surveillent le mieux possible les mouvements dans le port et la rade. Il suffit en général d'installer l'antenne du radar sur une tour, dont la hauteur correspond à la portée maximum que l'on désire obtenir, et le reste de l'équipement dans les bâtiments existants. Le problème des liaisons entre les différents éléments est alors facilement résolu, tout en laissant les indicateurs dans une salle très proche du poste de vigie.

Mais, dans quelques cas l'antenne devra être placée assez loin du centre du port avec les ensembles émetteurs récepteurs. C'est alors que plusieurs solutions sont possibles. En particulier, on peut conserver l'installation des indicateurs dans le local de contrôle, en augmentant considérablement la longueur des câbles de liaison ; on peut également placer l'équipement complet au même endroit et retransmettre les images en les télévisant ; on peut encore, trans-

mettre par câbles hertziens les signaux issus de l'antenne et de l'émetteur-récepteur, en conservant un indicateur de contrôle au voisinage de la station principale.

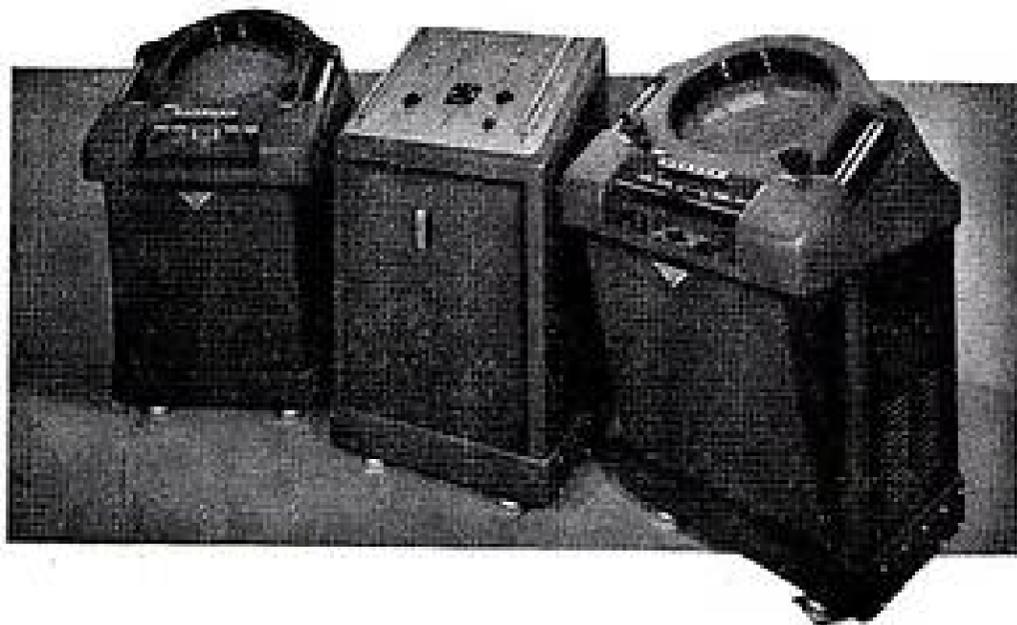
Un autre cas doit être aussi envisagé : c'est celui où plusieurs radars sont nécessaires, comme cela se produit obligatoirement pour les ports situés au fond des grands estuaires.

La concentration de toutes les informations données par les radars, en un ou plusieurs endroits (s'il y a un ou plusieurs ports intéressés) doit se faire alors avec des moyens convenablement adaptés à une exploitation qui devient assez complexe, et nécessite en cas de trafic intense, un grand nombre d'opérateurs, ainsi que des liaisons radioélectriques particulièrement bien au point.

Dans tous les cas, mais surtout quand le nombre des navires attendant l'aide du radar portuaire est important, le problème de l'identification de chacun d'entre eux se pose de façon particulièrement délicate.

En effet, différents systèmes ont déjà été proposés, mais il ne semble pas que l'un d'entre eux se soit encore imposé universellement. Dans la suite de cet exposé, nous indiquerons succinctement les caractéristiques d'un équipement de balises à réponse métrique qui peut être utilisé dans ce but.

Il est donc certain que l'exploitation efficace d'un radar portuaire semble dépendre avant tout de la structure correcte de toute l'installation, qui permet de produire une information de qualité et de la transmettre.



Papitre de commande et indicateurs pour radar.

Il apparaît donc que les liaisons radioélectriques jouent un rôle important dans la résolution du problème général de la surveillance portuaire, et un autre aspect qu'il faut considérer avec beaucoup d'attention, est celui du bon fonctionnement de la liaison radiotéléphonique, qui assure la transmission des renseignements demandés au radar, ou donnés par le radar.

La conférence d'Atlantic City a rendu disponible un canal VHF aux alentours de 160 Mc/s, destiné à couvrir les besoins des liaisons radiotéléphoniques de bateaux à bateaux et de bateaux à côtes. Néanmoins, peu de navires sont équipés pour l'utilisation de ces fréquences et si l'équipement existe, il n'est pas relié à la passerelle pour permettre des conversations directes avec le commandant ou le pilote. Actuellement, le pilote emporte avec lui un petit émetteur-récepteur portatif rayonnant environ 0,25 watts sur une simple antenne quart d'onde, et, bien que la station à terre émette souvent plusieurs dizaines de watts la portée ne dépasse guère 15 miles dans les meilleures conditions, en particulier, quand les superstructures du bateau ne provoquent pas de zone de silence.

Mais, un autre facteur essentiel et bien plus délicat de la bonne utilisation de ce radar concerne les relations administratives existant entre les exploitants, les pilotes et les commandants de navires.

Dans certains cas, ce sont les pilotes qui interprètent aux-mêmes les images du radar et transmettent les informations à leurs collègues ; dans d'autres, ce sont les autorités du port qui transmettent les informations aux pilotes.

En aucun cas, l'observateur du radar ne doit se permettre de donner des indications de manœuvre, mais doit se contenter d'indiquer les positions successives des bateaux pris en charge, conformément en général aux demandes qui lui sont faites.

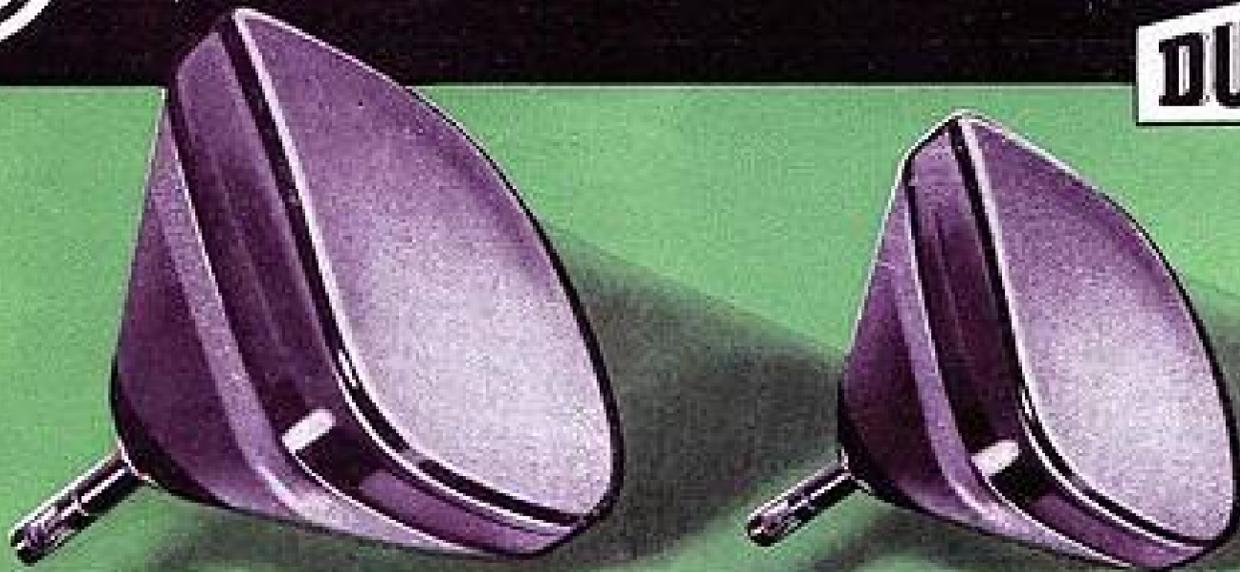
De toutes façons, le commandant du navire reste toujours le seul habilité à décider s'il doit ou ne doit pas utiliser les renseignements donnés par le radar, puisqu'il est en tous les cas le seul responsable.

Il se peut qu'il existe encore quelques difficultés de ce côté mais elles diminueront progressivement à la suite du perfectionnement sans cesse grandissant des installations radioélectriques portuaires,



PRÉSENTE TOUTE LA GAMME  
DES TUBES DE TÉLÉVISION

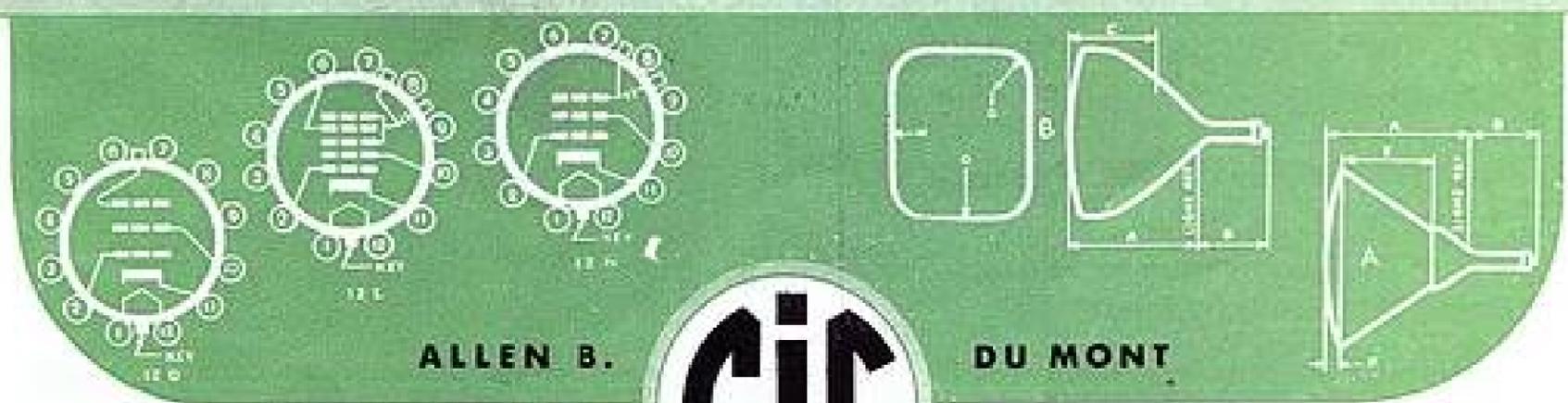
ALLEN B  
**DU MONT**



**CARACTÉRISTIQUES DES TUBES TV ALLEN B DU MONT - SÉRIE ALUMINISÉE**

Appellation	Code	Ballon	Concentration	Type de litage	Série P.T.	Page 1/10	Valeurs maxima		I en T	Energie	Longueur filaire	Sous vide	Densité	Densité	Dimensions ballons (intérieurs)								Application		
							Anode (mm)	Grille 2 (mm)							mm	%	%	%	%	%	%	%		%	%
17AVPA	RT-G-EX-H	Sph.	Isotrope	50° dia.	Centre	5	14.000	500	-50 + 270 V	12%	396,9	190,5 - 311,1	342 - 271	B	231,8	165,1	199,2	531,4					64,7	85,8	17AVPA
17BPB	RT-G-EX-H	Sph.	Magnétique	70° dia.	Centre	5	14.000	410	91 mA	12%	488,9	190,5 - 311,1	342 - 271	B	296,5	190,5	181	531,4					64,7	85,8	17BPB
17VPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	14.000	500	-50 + 270 V	12%	487,4	190,5 - 311,1	342 - 271	B	296,8	190,5	179,4	531,4					64,7	85,8	17VPA
17LPA	RT-G-EX-H-CF	Cyl.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	14.000	500	-50 + 270 V	12%	487,4	190,5 - 311,1	342 - 271	B	296,5	190,5	181	531,4					64,7	85,8	17LPA
20CND	RT-G-EX-H-CF	Sph.	Magnétique	70° dia.	Centre	5	14.000	410	91 mA	12%	544,4	174,8 - 279,4	401,8 - 323,9	B	342	190,5	190,5	671,1					90,5	84	20CND
21ALPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	50° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	508	314,3 - 415,9	485,8 - 381	B	317,5	190,5	212,7	444,5					101,6	78,8	21ALPA
21ATP	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	50° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	508	314,3 - 415,9	485,8 - 381	B	317,5	190,5	215,9	444,5					101,6	78,8	21ATP
21AUPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	585	314,3 - 415,9	485,8 - 381	B	394,5	190,5	212,7	444,5					101,6	78,8	21AUPA
21AVPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	585	314,3 - 415,9	485,8 - 381	B	394,5	190,5	212,7	444,5					101,6	78,8	21AVPA
21AWP	RT-G-EX-H	Sph.	Magnétique	70° dia.	Centre	5	18.000	500	91 mA	12%	585	314,3 - 415,9	485,8 - 381	B	394,5	190,5	212,7	444,5					101,6	78,8	21AWP
21BPB	RT-G-EX-H-CF	Cyl.	Magnétique	70° dia.	Centre	5	18.000	500	91 mA	12%	584,2	314,3 - 395,3	485,8 - 352,4	B	393,7	190,5	212,7	558,8					114,3	103,5	21BPB
21PNC	RT-G-EX-H-CF	Cyl.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	584,2	314,3 - 395,3	485,8 - 352,4	B	393,7	190,5	212,7	558,8					114,3	103,5	21PNC
21WPA	RT-G-EX-H	Sph.	Magnétique	50° dia.	Centre	5	18.000	500	91 mA	12%	565,8	474,7 - 379,4	411,8 - 323,9	B	379,4	190,5	196,8	671,1					57,3	84	21WPA
21XPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	50° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	565,8	474,7 - 379,4	411,8 - 323,9	B	379,4	190,5	196,8	671,1					57,3	84	21XPA
21YPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	70° dia.	Centre	5	18.000	500	-50 + 270 V	12%	584,2	314,3 - 395,3	485,8 - 350,4	B	393,7	190,5	212,7	558,8					114,3	103,5	21YPA
21ZPB	RT-G-EX-H	Sph.	Magnétique	70° dia.	Centre	5	18.000	500	91 mA	12%	585	314,3 - 395,3	485,8 - 350,4	B	393,7	190,5	212,7	558,8					114,3	103,5	21ZPB
24CPA	RT-G-EX-H	Sph.	Magnétique	50° dia.	Centre	5	20.000	500	91 mA	12%	576,4	576,3 - 468,2	379,8 - 425,3	B	346,1	190,5	312,7	558,8					106,4	90,2	24CPA
24CPA	RT-G-EX-H	Sph.	Stat. basse tension	50° dia.	Centre	5	20.000	500	-50 + 270 V	12%	576,4	576,3 - 468,2	379,8 - 425,3	B	346,1	190,5	312,7	558,8					106,4	90,2	24CPA
20BPB	RD-G-EX-H	Rond mét.	Magnétique	50°	Bouillon	5	10.000	410	91 mA	12%	198,3	763,2	117,3 - 464	A	107,3	182,4			344,5	58,7					20BPB

CODE : RT-G : Coche conductive extérieure - Rectangulaire - face grille / RD-G : Rond - face grille / CF : Cylindrique face grille / M : Local installation / Sph. : Sphérique / Cyl. : Cylindrique / S : Simple



**ALLEN B. DU MONT**  
DISTRIBUTEURS EXCLUSIFS  
**COMPTOIR INDUSTRIEL ET COMMERCIAL**  
Société anonyme au cap. de 20.000.000 de frs  
28 RUE DE LÉNINGRAD, PARIS-VIII<sup>e</sup> - TÉL. LAB. 11-74 & 75  
AUTRES FABRICATIONS : TUBES PHOTOMULTIPLIEURS - ENGINE ANALYZERS - TÉLÉVISION INDUSTRIELLE - ÉQUIPEMENTS MOBILES de TÉLÉCOMMUNICATIONS - TUBES CATHODIQUES INDUSTRIELS et SPÉCIAUX, etc.

Agence PUBLI-EDITEC-COMENACH

donnant une sécurité et une précision de plus en plus importantes dans les informations reçues par le commandant à bord de son navire.

Afin de supprimer justement tout intermédiaire humain entre le bord et le radar de surveillance, il est procédé maintenant à des retransmissions de l'image du radar portuaire qui apparaît alors sur un récepteur de télévision mis à la disposition directe du commandant ou du pilote. D'autres moyens de retransmission d'image à bord, peuvent être également envisagés, en particulier la retransmission sur un indicateur standard de radar de navigation.

En dehors de sa fonction essentielle qui est de donner des renseignements de position aux bateaux qui désirent son aide, le radar de surveillance portuaire permet également :

1° de contrôler tous les mouvements des navires dans la rade et dans le port, avec une aussi grande facilité par temps clair ou bouché, et de localiser un accident éventuel ;

2° de contrôler le balisage flottant ;

3° de surveiller les bateaux de servitude ;

4° d'aider les services de police et de douane ;

5° de renseigner les services météorologiques et hydrographiques.

#### Différents radars de ports.

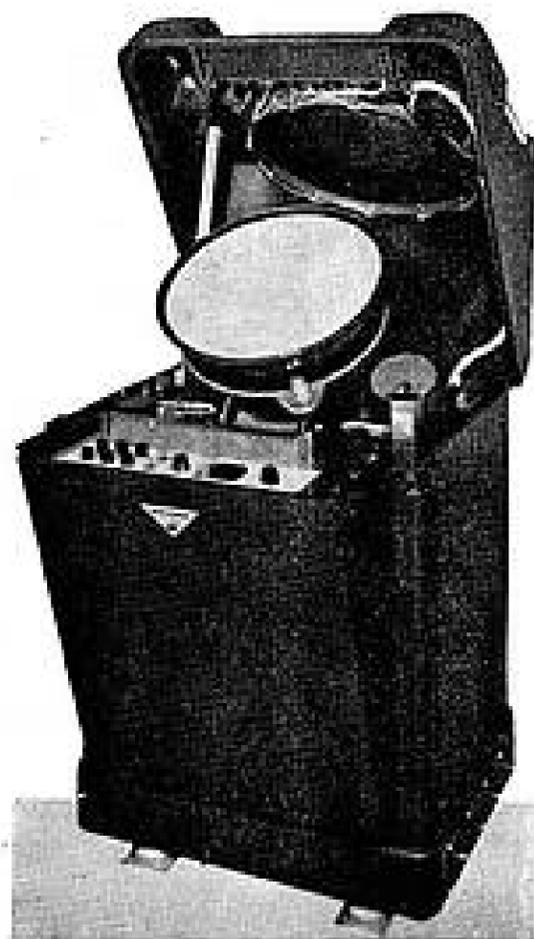
Nous présentons maintenant, sous forme de tableau, quelques caractéristiques essentielles des premiers et des plus typiques parmi les radars de port existant dans le monde : (Voir tableau).

De nombreux autres ports sont également équipés de radars ou vont l'être, tels : Douglas dans l'île de Man, Spitzbergen, Sunderland, Baltimore, Halifax, Los Angeles, New-York, San Francisco, Vancouver, Auckland en Nouvelle Zélande.

En France et en Union Française, les ports équipés après le Havre, Marseille, Casablanca et Dunkerque seront probablement Bordeaux, Cherbourg, St-Nazaire.

#### Description du radar du port de Dunkerque.

Le radar du port de Dunkerque a été réalisé par les Laboratoires R. Derveaux selon les spécifications du service technique des Phares et Balises.

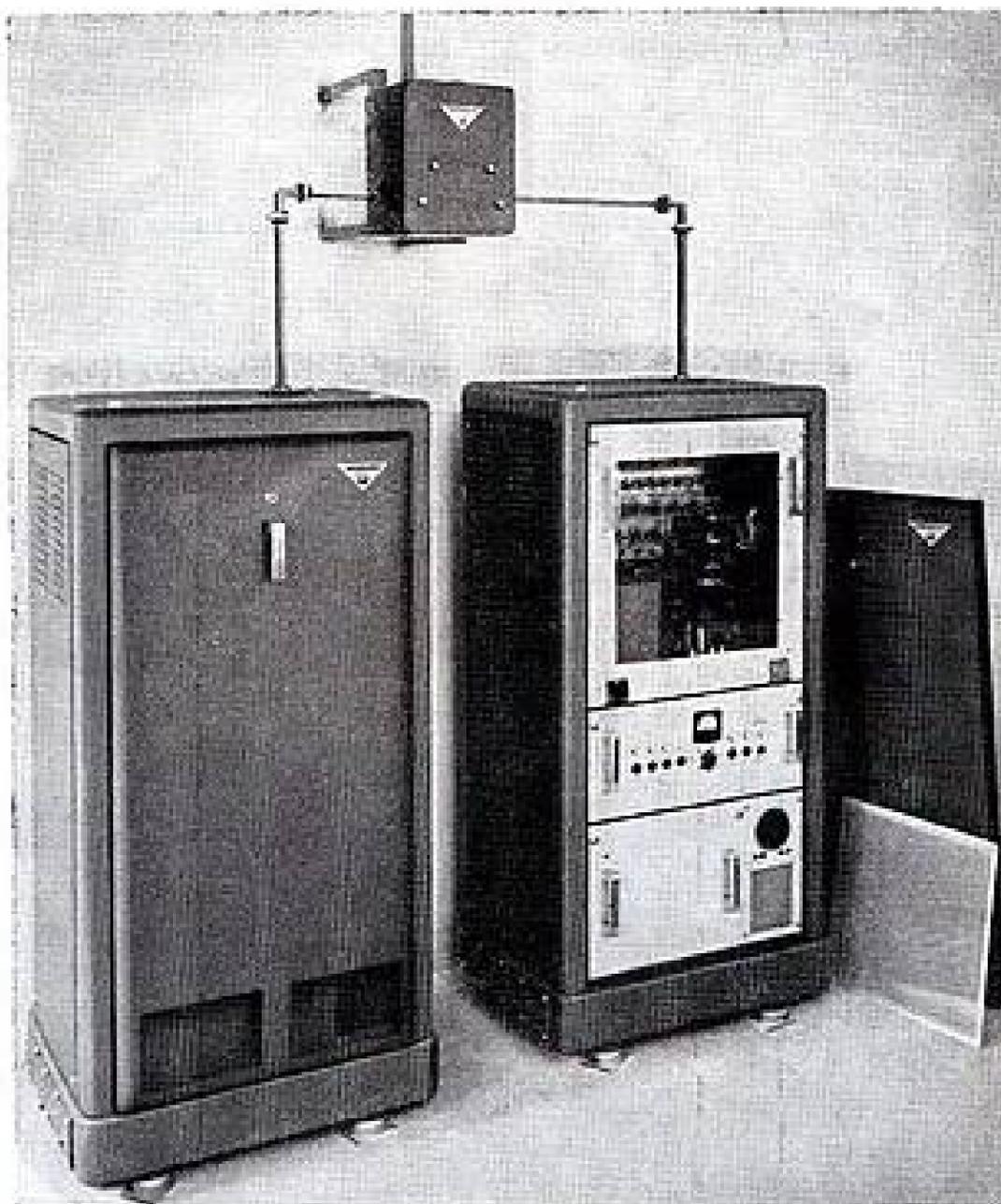


Indicateur ouvert

La conception générale a été prévue pour permettre l'exploitation la plus sûre et la plus aisée en fonction des expériences déjà effectuées jusqu'à ce jour.

#### QUELQUES CARACTÉRISTIQUES DE RADARS PORTUAIRES

	LE HAVRE (Raytheon)	LONG BEACH (Sperry Mark II)	LIVERPOOL (Sperry Cossor)	SOUTHAMPTON (Decca type 31)	YMUIDEN (NV Philips)
Longueur d'onde en cm .....	10	3	3	3	3
Puissance de crête en kW.....	15	30	30	10	7
Largeur d'impulsion en $\mu$ s .....	0,2 — 0,6	0,25	0,25	0,06	0,1
Fréquence de répétition .....	800	1 000	1 100	2 000	3 000
Bande passante du récepteur : Mc/s....	10 — 3	6,5	10	20	18
Dimensions du réflecteur en m .....	12,3	2,4	4,5	4,2	3,8
Largeur du faisceau   Plan H.....	0,7	1	0,55	0,57	0,7
à 3 dB en degrés   Plan V.....	10	15	5	10	20
Niveau des lobes secondaires en dB ....	— 35	— 25	— 24	— 30	— 27
Vitesse de rotation de l'antenne en t/mn	8	15	10	24	12
Diamètre de l'écran en cm .....	40	31	36	36	40
Possibilité d'excentrement .....	1 rayon	Non	2 1/2 diam.	1 rayon	2/3 rayon



Émetteurs et commutateur de guides

L'équipement comprend :

- a) L'antenne et le joint tournant ;
- b) Les deux meubles émetteurs-récepteurs ;
- c) Le coffret de commutation de guides ;
- d) Le pupitre de commande ;
- e) Les deux indicateurs ;
- f) Les guides d'ondes et les câbles de liaison.

#### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES.

##### a) Antenne et joint tournant :

Vitesse de rotation : 10 t/mn ;

Ouverture du lobe principal dans le plan H :  
0,6° à 3 dB ;

Ouverture du lobe principal dans le plan V :  
12° à 3 dB ;

Amplitude des lobes secondaires dans le plan H :  
Inférieure à 30 dB ;

Taux d'ondes stationnaires à l'entrée du guide  
d'ondes : Inférieur à 1,3 dans la bande 9345 à 9410  
Mc/s, Polarisation horizontale.

##### b) Ensembles émetteurs-récepteurs :

Fréquence nominale comprise entre 9345 et  
9410 Mc/s ;

Puissance de crête de l'émission : supérieure à  
30 kW ;

Fréquence de répétition : 1 000 c/s ;

Durée des impulsions : 0,2 et 0,5  $\mu$ s ;

Fréquence intermédiaire : 30 Mc/s ;

Bande passante : 7 Mc/s à 3 dB ;

Contrôle automatique de fréquence,  
Dispositifs FTC et STC.

##### c) Indicateurs panoramiques :

Diamètre de l'écran : 40 cm ;

Echelles de distances : 2 - 4 - 8 - 16 - 40 - 80 km ;

Espacement des marqueurs fixes

0,5 km pour l'échelle 2 km ;

1 km pour l'échelle 4 km ;

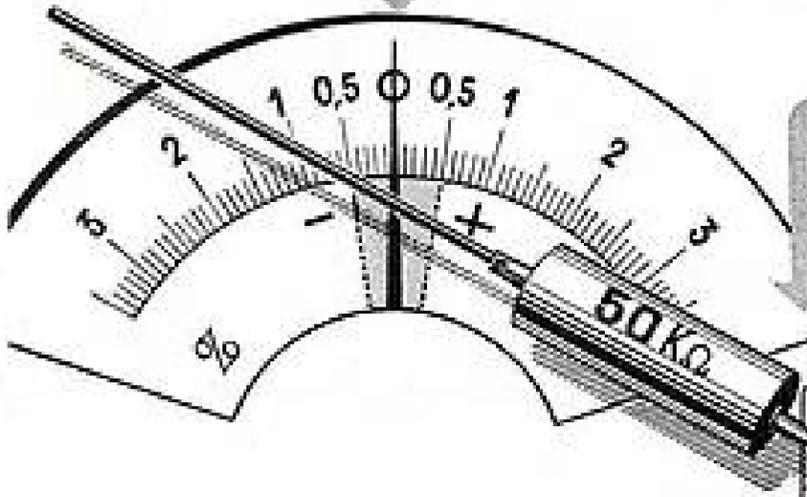
2 km pour l'échelle 8 km ;

4 km pour l'échelle 16 km ;

10 km pour l'échelle 40 km ;

20 km pour l'échelle 80 km.

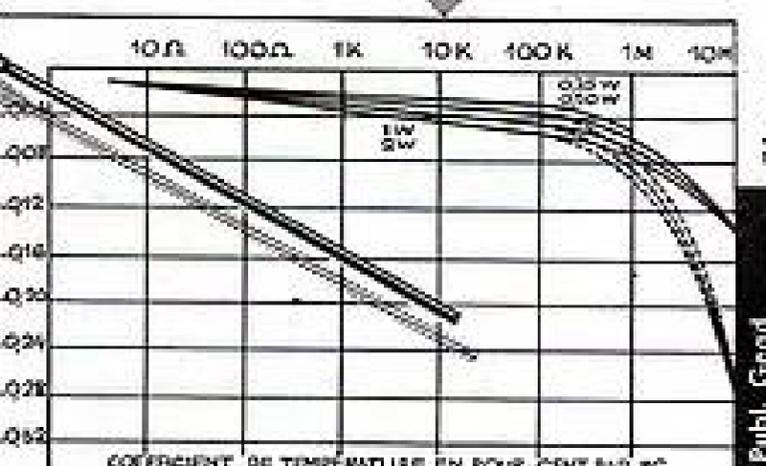
# Une résistance MINIATURE...



**précise**  
(Tolérance de  $\pm 5\%$  à  $\pm 0,5\%$ )

**solide**

**stable**



Toutes nos fabrications sont conformes aux normes C.C.T.U. et J.A.M.

## RADIAC S.A.

Service C : 79, rue du Fa. Poissonnière  
Paris - 9° PRO. 39-51

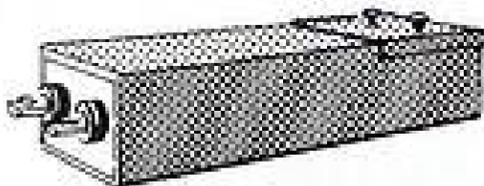
➔ Documentation technique sur demande

## SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

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

### FILTRES

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

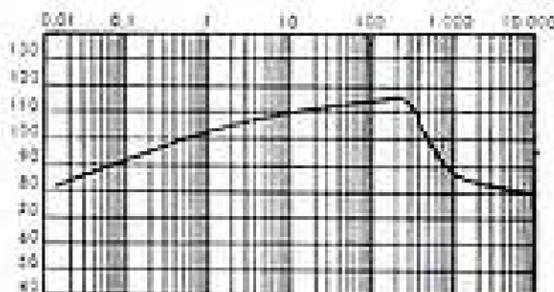


Courbe d'affaiblissement du filtre bilatéral, type 146 - 250 v, 30 ampères  
400 périodes.



Brochure D. 13

Affaiblissement  
100 dB  
de 500 Mégacycles



Atténuation  
mesurée dans la limite  
de lecture des appareils.

Brochures D1, 11

### CAGES DE FARADAY S.I.D.T. BREVETÉ S.G.D.G.

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

Téléphone : Usine, 229 St POL (P. de C.) — Bureau Paris, SABLONS B4-75

- Cercle mobile réglable de 1 à 40 km ;
- Précision de la mesure de distance : 1/100 ;
- Précision de la mesure de l'azimut : 0,5° ;
- Dispositif de « Centre ouvert » ;
- Possibilité d'excentrement de l'image jusqu'à un rayon complet.

DÉTAILS DE L'ÉQUIPEMENT.

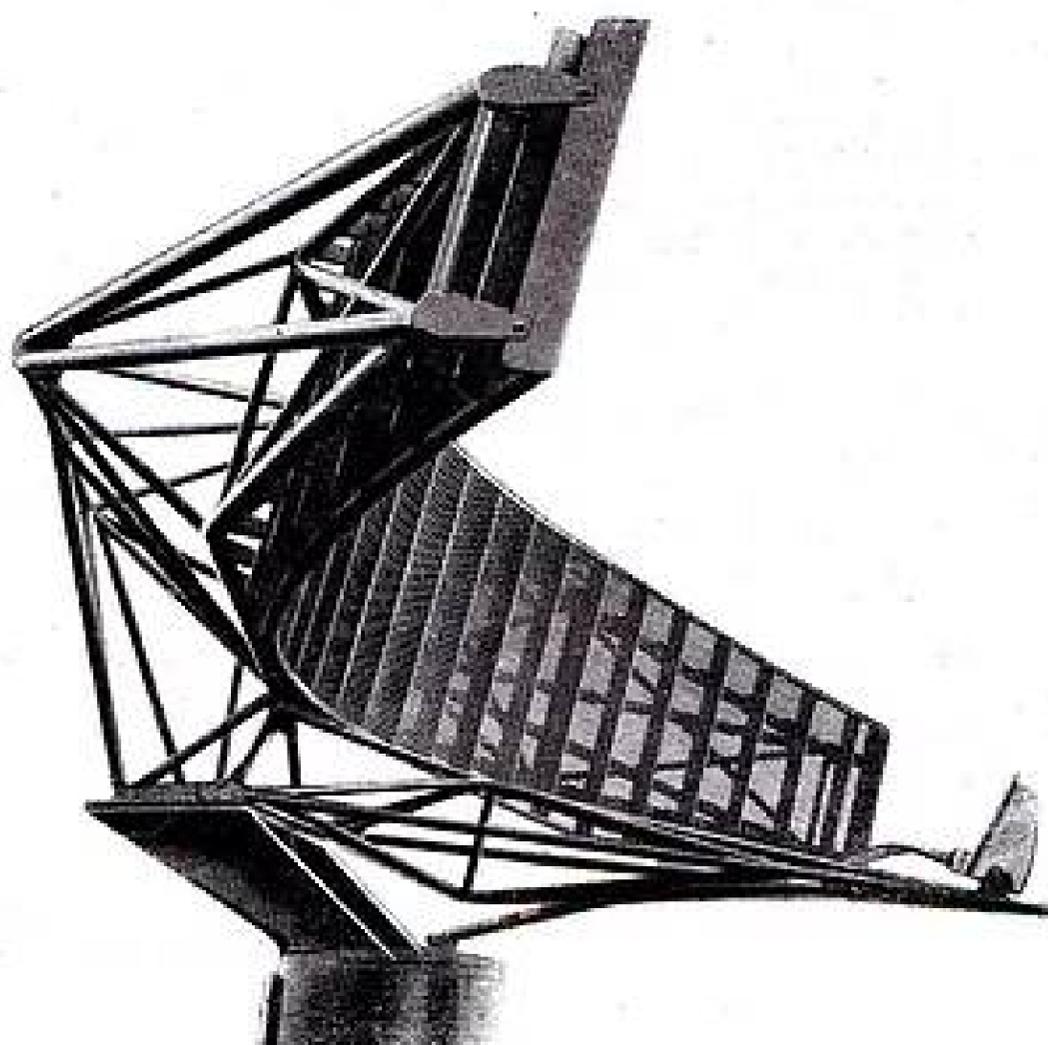
L'antenne est constituée par un réflecteur en lames ayant la forme d'une section de cylindre parabolique ; son envergure est de 4,40 mètres son excitation est assurée par un cornet du type « hoghorn ».

Le moteur d'entraînement a une puissance de 1 CV. Deux « selsyns » transmetteurs assurent indépendamment la synchronisation d'azimut entre chacun des indicateurs et l'antenne.

tement et le châssis principal bascule vers l'avant permettant l'accessibilité complète à tous les éléments. A la partie inférieure se trouve un tiroir d'alimentation avec fusibles. Accessibles en permanence, se trouvent les principales commandes, c'est-à-dire celles de la télémétrie, de l'alidade, de la luminosité des graduations, de l'amplitude STC, du FTC, de l'intensité des marqueurs fixes et du marqueur mobile. Sont indiqués, également par inscriptions lumineuses : l'échelle utilisée, les chiffres de la télémétrie, et la fonction de l'indicateur : « Principal ou Auxiliaire ».

Protégés par un capot se trouvent les réglages et commandes qui ne doivent pas être utilisés, en principe, en cours d'exploitation, c'est-à-dire :

- Durée et retard du STC ;
- Concentration et lumière du spot ;



Antenne radar avec joint tournant semblable à celle installée au port de Dunkerque.

Un réchauffage automatique est assuré à l'intérieur du joint tournant.

Chaque meuble émetteur-récepteur est composé : d'un châssis supérieur basculant, d'un tiroir d'alimentation avec tous les fusibles et contrôles de tensions, d'un tiroir pour récepteur de balises métriques, et d'un châssis comprenant le compteur horaire, le ventilateur et son filtre.

Chaque indicateur se présente sous la forme d'un pupitre ; son panneau supérieur se soulève complè-

- Gain MF ;
- Réglage manuel de l'oscillateur local ;
- Choix de la durée des impulsions ;
- Commutation des gammes ;
- Excentrement et « centre ouvert » ;
- Indication du courant magnétron, des courants cristaux et des différentes tensions de l'indicateur.
- Enfin, accessibles seulement en ouvrant l'indi-

ateur, se trouvent d'autres réglages, tels que l'amplitude et la direction de l'excentrement, la linéarité et l'amplitude du balayage des différentes échelles, le gain video, le recalage des selsyns.

Un compteur horaire et un ventilateur existent également sur chaque indicateur.

Le dispositif de « plotting » permettant de faire coïncider avec la surface de l'écran des inscriptions déterminées, peut être adapté sur le panneau supérieur.

Un filtre orangé permet d'observer les images sans fatigue pendant un temps très long.

Le pupitre de commande se présente à peu près sous la même forme que celle des indicateurs.

Sur son panneau supérieur se trouvent l'interrupteur général de l'installation, deux boutons marche-arrêt pour la rotation de l'antenne, des boutons pour la mise sous tension de chauffage des deux émetteurs-récepteurs et des deux indicateurs ; des voyants de contrôle indiquent que ces opérations ont été effectuées ; au bout de trois minutes d'autres voyants s'allument pour prévenir qu'il est possible d'appliquer les hautes tensions. C'est alors que l'on peut faire fonctionner l'un ou l'autre des émetteurs-récepteurs, le commutateur de guide se plaçant automatiquement dans la position convenable en quelques secondes. On peut également choisir l'un ou l'autre des indicateurs comme indicateur principal, c'est-à-dire à partir duquel se feront toutes les commandes des émetteurs-récepteurs ; l'autre fonctionne alors automatiquement comme indicateur auxiliaire si on le met en route.

A l'intérieur de ce meuble, bien accessibles vers l'avant sont disposés toutes les barettes de distribution entre les différents éléments, les fusibles généraux avec voyants. Au fond, un autotransformateur triphasé permet de brancher l'équipement sur les réseaux 127/220 V ou 220/380 V.

En cas de panne du secteur, afin d'éviter une attente de trois minutes, lors du passage sur le groupe de secours, les minuteries de chaque meuble ne seront pas déclenchées par une interruption de tension de moins d'une seconde.

#### Balises répondouses.

Nous insisterons tout particulièrement sur la possibilité que possède le radar de Dunkerque de permettre l'identification des bateaux grâce aux balises

à réponse métrique. Elles sont interrogées par le faisceau du radar, et la réponse est renvoyée sous forme d'impulsions en ondes métriques qui sont reçues par un récepteur inclus dans l'équipement. Elles apparaissent sur les écrans sous forme de différents petits traits espacés selon le code, et contigus, suivant un rayon, à l'écho réel de leur support.

Elles peuvent être facilement installées à demeure sur les bateaux ou même emportées par les pilotes en même temps que leur petit émetteur-récepteur portatif.

Leur stabilité est bien plus grande que les balises en ondes centimétriques ; il n'y a pas de difficultés d'accord. Une même balise peut répondre à plusieurs radars de longueurs d'ondes différentes. Il est possible de faire apparaître à volonté sur l'écran du radar, soit l'image seule, soit les balises seules, soit l'image et les balises superposées.

Nous pensons que leur emploi se révélera extrêmement utile et particulièrement aisé.

#### Conclusion.

Le problème général que pose l'aide à la navigation maritime au voisinage des ports, peut donc être résolu très complètement, grâce aux installations de radars portuaires.

En France, un vaste plan d'équipement a été l'objet depuis plusieurs années, de tous les soins de l'administration des Phares et Balises.

Qu'il nous soit permis d'exprimer ici notre confiance dans la réussite de ce programme, qui renforcera encore par les moyens les plus modernes, la sécurité des côtes françaises.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] F.S. WYLIE. — A Survey of Five Years' Progress in Marine Radar. *Journal of the Institute of Navigation*. G.B., Jan. 1954.
- [2] F.S. WYLIE. — Port Approach and Berthing in Fog. *Journal of the Institute of Navigation*. G.B., Apr. 1951.
- [3] Harbour-Control Radar. *Wireless World*, March 1951.
- [4] L.S. LE PAGE. — A Survey of Requirements for Port Radar. *Journal of the Institute of Navigation*. G.B., July 1952.
- [5] Rear-Admiral Roy M. GRAHAM. — Rapport présenté à la « Radio Technical Commission for Marine Services » Nouvelle-Orléans le 14 Octobre 1952.
- [6] E.J. ISHSTER and W.R. GRISWOLD. — Shore-Based Radar for Harbor Surveillance. *Electrical Engineering*, Dec. 1952.

CFTH



**LA COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON**

Sous l'impulsion des Etats-Majors et Services compétents de l'Armée de l'Air, a mis au point de nouveaux

matériels radar, pour satisfaire aux besoins de la Défense aérienne du territoire.

C O M P A G N I E F R A N Ç A I S E

**THOMSON-HOUSTON**

**GROUPE ÉLECTRONIQUE**

173, BD HAUSSMANN, PARIS-8<sup>e</sup> - ÉLY. 83-70 - ADR. TÉL. ÉLIHU 42, PARIS

# CALCUL ET CONSTRUCTION DES RÉFLECTEURS A DOUBLE COURBURE

PAR

L. THOUREL

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

## 1. Introduction

Les diagrammes de rayonnement étalés dans un plan et très aigus dans le plan perpendiculaire peuvent être obtenus de plusieurs façons.

L'une d'elles utilise des réflecteurs cylindriques ou paraboliques alimentés soit par un alignement de dipôles ou de fentes, soit par une source linéaire genre cylindre parabolique très mince, soit encore par un ensemble de cornets.

Une autre solution consiste à employer des réflecteurs à double courbure, avec des sections paraboliques dans le plan où le faisceau est très concentré. Plusieurs systèmes de réflecteurs ont été expérimentés notamment en ce qui concerne les diagrammes à cosécante carrée. Dans ce dernier cas, les réflecteurs dit « pelles » (shovel) et « tonneau » (barrel) ont été largement utilisés, surtout le tonneau.

Ce type de réflecteur présente cependant des inconvénients graves.

La partie inférieure du réflecteur concentre la moitié du rayonnement en un faisceau dans les deux dimensions, tandis que la partie supérieure (en forme de tonneau) concentre l'énergie dans le plan horizontal mais redonne, dans le plan vertical, un diagramme identique à celui de son illumination. La superposition des diagrammes dans le plan vertical donne un diagramme global se rapprochant de la cosécante carrée, mais il y a inévitablement, dans le cas d'une source unique, un trou près du maximum, au point de raccordement des rayonnements de la partie inférieure et de la partie supérieure.

Un second inconvénient réside dans le fait que la source primaire est placée au centre de courbure de la partie en tonneau ; le rayonnement réfléchi est

renvoyé dans la source, ce qui entraîne une grande sensibilité du système à la fréquence. Il s'ensuit que la bande passante est en général étroite.

Enfin, une troisième difficulté apparaît du fait que les parties droite et gauche du tonneau sont telles que des composantes de polarisation transversales élevées existent dans une grande portion du large faisceau (plan vertical). Celles-ci s'équilibrent dans le plan médian, mais il n'en est pas de même sur les côtés, ce qui se traduit par un élargissement du faisceau dans le plan horizontal.

Ces difficultés disparaissent avec un autre type de réflecteur à double courbure déterminée à partir de la théorie des rayons avec une méthode analogue à celle utilisée par Chu pour les réflecteurs cylindriques.

Cette méthode a d'ailleurs été exposée par Silver (1) et par Dunbar (2), et nous nous proposons ici de reprendre ces calculs en les complétant par diverses considérations sur la réalisation du réflecteur. Nous exposerons ensuite une méthode de calcul simple pour le diagramme de diffraction, puis nous verrons comment on peut déterminer la distribution sur l'ouverture et nous essayerons de tirer des conclusions de ces résultats.

## 2. Calcul du réflecteur par l'optique géométrique.

### 2.1. Principe du calcul.

Le problème consiste à déterminer la surface d'un réflecteur donnant un diagramme de rayonnement imposé dans le plan vertical (une cosécante carrée par exemple) et un faisceau très étroit dans le plan horizontal.



Collection de  
**HAUTE TECHNIQUE**

- H. ABERDAM. - Amplificateurs à large bande, 212 p. . . . . 3.145 F
- L. BOE. - Dipôles et quadripôles, 148 p. . . . . 1.525 F
- L. G. BRAINERD. - Technique des ultra-hautes fréquences, 610 p. . . 3.145 F
- L. CHRÉTIEN. - Traité de réception de la télévision, 240 p. . . . 2.025 F
- V. JEAN-LOUIS. - L'ingénieur du son en radio, cinéma, TV. . . . 3.145 F
- R. METIER. - Les abaques à points alignés. . . . . 2.545 F
- R. MESNY. - Radioélectricité générale :
- I. - Circuits et propagation (broché seulement). . . . . 1.400 F
- II. - Tubes - Emission et réception (broché seulement). . . 1.700 F
- C. MONTGOMERY. - Technique des mesures en micro-ondes :
- I. - Sources d'énergie - Mesures de puissance - Mesure de fréquence, 520 p. . . . . 3.445 F
- II. - Impédances - Ondes stationnaires - Atténuateurs - Rayonnements 530 p. . . . . 3.645 F
- P. MOURMANT. - Le calcul graphique des circuits série-parallèle . . . . . 2.245 F
- A. ROBERTS. - Balises radar (Radar Beacons) 640 p. . . . . 3.345 F

**LES VARISTANCES** (thermistances, résistances non-linéaires, redresseurs secs) et leur emploi par J. SUCHET

1.545 F

*Ouvrages reliés pleine toile, décor bronze (prix port compris)*

**Éditions Chiron**

40, rue de Seine - PARIS-VI  
Dan 47-56 - C.C.P. Paris 53-35

où :

$$x^2 = 4 \eta (\rho \cos^2 \beta/2) \quad (7)$$

Cette équation est celle d'une parabole de distance focale  $\rho \cos^2 \beta/2$ . Nous voyons que si nous connaissons la courbe centrale  $\Gamma$ , donc le rayon vecteur  $\rho$  en fonction de l'angle  $\Phi$ , nous connaissons chaque parabole correspondant à chacun des points de  $\Gamma$ . Cette parabole est donnée par l'équation (7) et a une distance focale :

$$f(\Phi) = \rho \cos^2 \beta/2 \quad (8)$$

Elle est située dans un plan faisant avec  $\rho$  un angle

$$\beta = \theta + \Phi \quad (9)$$

Le réflecteur est donc déterminé par la seule connaissance de  $\Gamma$ .

Il est intéressant de connaître les coordonnées d'un point courant  $N$  de la surface, pour construire celle-ci.

Soient,  $x, y, z$ , ces coordonnées et soit  $C$  la parabole sur laquelle se trouve le point  $N$ . Cette parabole touche la courbe centrale  $\Gamma$  au point  $P$  de coordonnées  $O, Y_0, Z_0$  puisqu'il est dans le plan de symétrie. Dans ce plan  $Q, Nn$  est parallèle à  $Fx$ , de sorte que  $x$ , dans l'équation (7) est bien la coordonnée  $x$  de  $N$ . De (7), nous tirons :

$$\eta = \frac{x^2}{4 \rho \cos^2 \beta/2} = \frac{x^2}{4 \rho \cos^2 \frac{\theta + \Phi}{2}} \quad (10)$$

$n$  étant la projection de  $N$  sur le plan de symétrie, nous voyons que :

$$\begin{cases} z = Z_0 + \eta \sin \theta \\ y = Y_0 + \eta \cos \theta \end{cases}$$

Mais :

$$Z_0 = \rho \sin \Phi \quad \text{et} \quad Y_0 = -\rho \cos \Phi$$

ce qui donne :

$$\begin{cases} z = \eta \sin \theta + \rho \sin \Phi \\ y = \eta \cos \theta - \rho \cos \Phi \end{cases}$$

Ou encore, en remplaçant  $\eta$  par sa valeur tirée de (10) :

$$z = \frac{x^2 \sin \theta}{4 \rho \cos^2 \frac{\theta + \Phi}{2}} + \rho \sin \Phi \quad (11)$$

$$y = \frac{x^2 \cos \theta}{4 \rho \cos^2 \frac{\theta + \Phi}{2}} - \rho \cos \Phi \quad (12)$$

Dans ces deux équations, pour une parabole  $C$  donnée, on connaît  $\rho, \theta$  et  $\Phi$ . En se donnant diverses valeurs de  $x$  on peut calculer les valeurs  $z$  et  $y$  correspondantes et déterminer ainsi la surface point par point.

## 2.2. Détermination de $\Gamma$ .

Nous voyons d'après ce qui précède que tout le calcul du réflecteur reposera sur la connaissance de  $\Gamma$ . Celle-ci sera déterminée par son rayon vecteur  $\rho$  exprimé en fonction de  $\Phi$ . L'angle de la normale et de  $\rho$  est  $\frac{\beta}{2} = (\theta + \Phi)/2$ ; nous en déduisons immédiatement l'équation différentielle de la courbe :

$$\frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{d\Phi} = \operatorname{tg} \frac{\theta + \Phi}{2} \quad (13)$$

L'équation de la courbe est donc :

$$\operatorname{Log} \frac{\rho}{\rho_0} = \int_{\Phi_0}^{\Phi} \operatorname{tg} \frac{\theta + \Phi}{2} d\Phi \quad (14)$$

Si nous connaissons  $\theta$  en fonction de  $\Phi$ , nous aurons facilement  $\rho/\rho_0$  donc la forme de la courbe,  $\rho_0$  étant choisie, la courbe  $\Gamma$  peut être déterminée.

## 2.3. Détermination de $\theta$ en fonction de $\Phi$ .

Soit  $I(\Phi)$  la puissance rayonnée par unité d'angle solide par la source primaire. Dans une pyramide centrée sur  $F$  (fig. 2) et d'angles au sommet  $d\Phi$  et  $d\alpha$ , la puissance rayonnée est :

$$I(\Phi) \cdot d\Phi \cdot d\alpha$$

Après réflexion sur la surface  $\Sigma$  cette pyramide devient un secteur (figuré 2, en bas) d'ouverture  $d\theta$  et de largeur  $\rho d\alpha$ . Si  $G(\theta)$  est la densité de puissance dans ce faisceau secondaire, nous aurons :

$$I(\Phi) d\Phi d\alpha = G(\theta) d\theta \rho d\alpha$$

ou encore :

$$I(\Phi) d\Phi = \rho G(\theta) d\theta \quad (15)$$

Si  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  sont les limites au rayonnement primaire, auxquelles correspondent  $\theta_1$  et  $\theta_2$  aux

frontières du faisceau secondaire (fig. 3), nous aurons :

$$\frac{I(\Phi) d\Phi}{\rho} = \frac{G(\theta) d\theta}{\int_{\theta_1}^{\theta_2} G(\theta) d\theta} \quad (16)$$

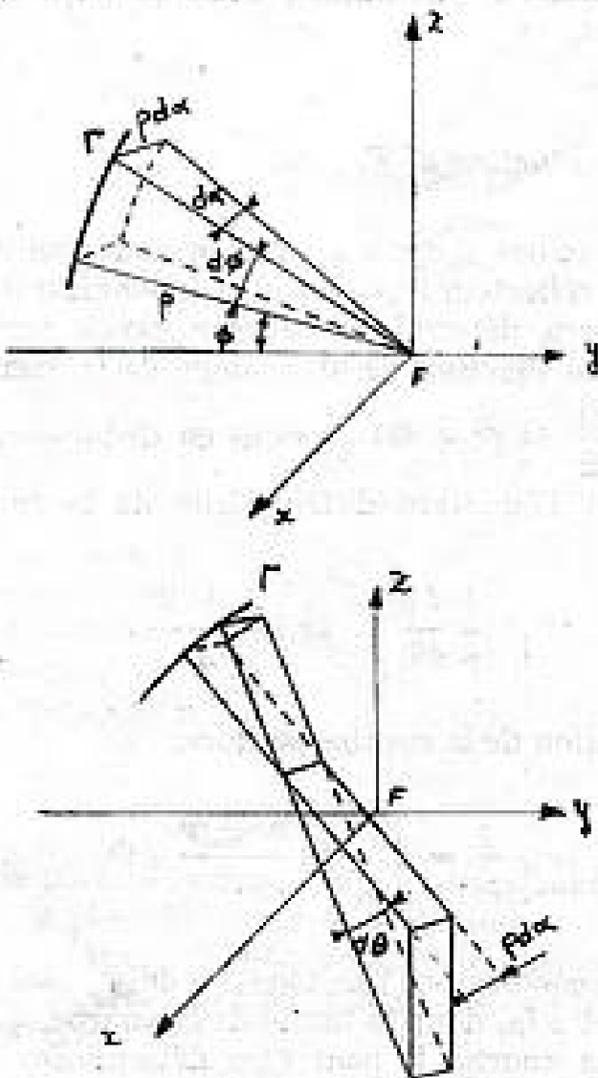


FIG. 2

soit :

$$G(\theta) d\theta = \frac{I(\Phi) d\Phi}{\rho} \cdot \frac{\int_{\theta_1}^{\theta_2} G(\theta) d\theta}{\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \frac{I(\Phi) d\Phi}{\rho}}$$

L'intégrale du dénominateur est difficilement calculable du fait que  $\rho$  est fonction de  $\Phi$ . Nous allons introduire la variable :

$$r = \rho / \rho_1 \quad (17)$$

L'alimentation  $F$  se faisant à la partie inférieure de l'aérien pour des raisons d'ordre mécanique,  $\rho_1$  est le plus grand des rayons vecteurs, de sorte que  $r$  est inférieur à 1 dans tous les cas.

(16) peut maintenant s'écrire :

$$G(\theta) d\theta = \frac{I(\Phi) d\Phi}{r} \cdot \frac{\int_{\theta_1}^{\theta_2} G(\theta) d\theta}{\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \frac{I(\Phi) d\Phi}{r}} \quad (18)$$

$r$  étant inférieur à 1, l'intégrale du dénominateur est certainement plus grande que :

$$\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} I(\Phi) d\Phi$$

de sorte que nous pouvons écrire :

$$\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \frac{I(\Phi) d\Phi}{r} = \frac{\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} I(\Phi) d\Phi}{h} \quad (19)$$

$h$  étant inférieur à 1.

Si nous posons :

$$\frac{\int_{\theta_1}^{\theta_2} G(\theta) d\theta}{\int_{\Phi_1}^{\Phi_2} I(\Phi) d\Phi} = K \quad (20)$$

(18) devient :

$$G(\theta) d\theta = \frac{I(\Phi) d\Phi}{r} K h \quad (21)$$

Partant de (21), le calcul sera mené de la façon suivante :

1° L'illumination  $I(\Phi)$  et le diagramme  $G(\theta)$  étant connus, on tracera les courbes  $I(\Phi)$  et  $G(\theta)$  entre  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  et  $\theta_1$  et  $\theta_2$ . Un planimétrage de ces deux courbes permettra de déterminer  $K$  d'après (20).

2° On se fixera ensuite une valeur de  $h$ , inférieure à 1 (par exemple 0,9) et on considérera le point 1 de la figure 3. En ce point  $r = 1$  puisque  $\rho = \rho_1$  et  $\theta_1$  et  $\Phi_1$  sont connus.

On s'imposera ensuite un  $\Delta\Phi$  (par exemple 1°), ce qui permettra de calculer  $G(\theta) \Delta\theta$  à partir de la formule (21).

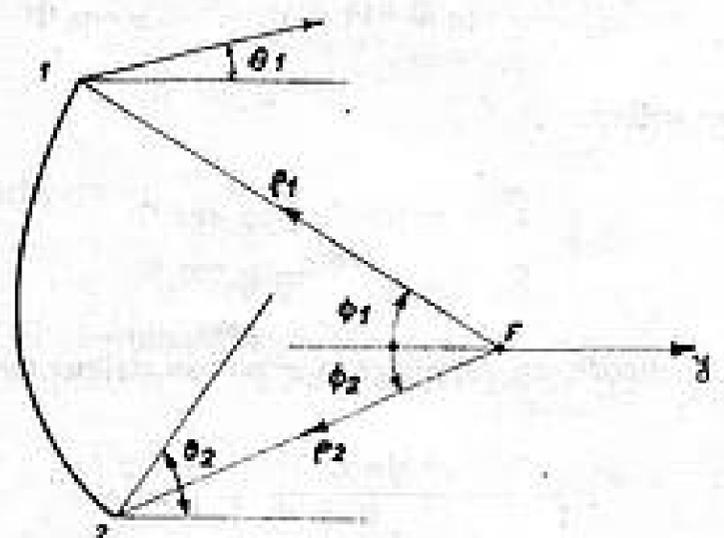


FIG. 3



## CONDENSATEURS *étanches* AU MICA

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

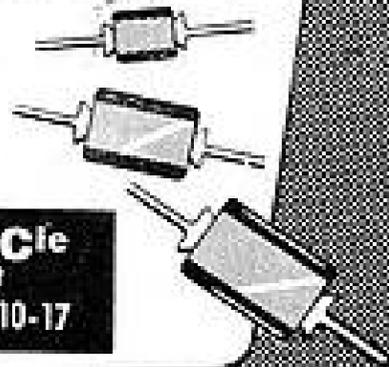
Les condensateurs au mica  
métallisé sous gaine céra-  
mique moulée étanche de  
la série PRC se sont révélés



... *hors classe*

Tropicalisation intégrale.

Tous les condensateurs au  
mica :  
imprégnés sous vide, cire,  
ou silicane.  
Tous les traitements de pro-  
tection : polyester, émail.



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

Pub. 8477

# A.C.R.

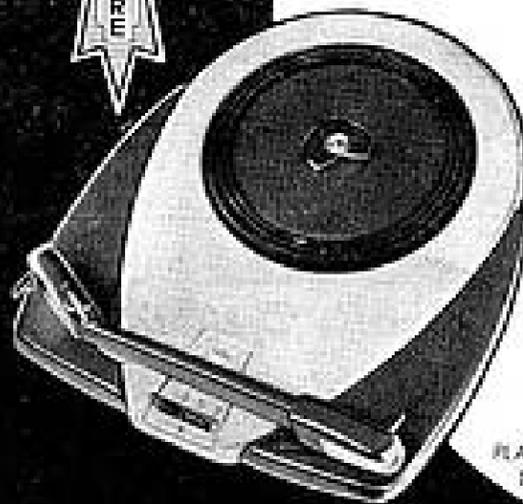
## BOBINAGES SPÉCIAUX

CIRES H. F. et T. H. T.  
pour enrobage et imprégnation

60, rue des Orteaux — PARIS-XX<sup>e</sup>  
RQ. 93-62

# 500 Menuet

## EXPORTÉS chaque jour aux U.S.A.



... tel est le départ foudroyant  
pris par le nouveau  
tourne-disque  
**MENUET-STAR**  
Ce triomphal succès  
est dû à un  
ensemble de qualités  
tant mécaniques  
qu'électriques qui  
place ce modèle  
à l'avant-garde de  
la technique actuelle

PLATINE 3 vitesses 33-45 et 78 tours  
Type 55 E - 110-220 V 50 périodes  
Type 55 A - 110 V 60 périodes

# STARE

110, BOUL. SAINT-DENIS  
COURBEVOIE (S.M.)

# Le UGON 2

BREVETÉ S.G.D.G.



## RELAIS SUBMINIATURE

GRANDIN  
MOTIS

- SENSIBILITÉ 2 milliwatts
- POUVOIR DE COUPURE 24 V. - 0,5 A
- TROPICALISÉ (soudures métal-verre)
- MONTAGE A VOLONTÉ sur support subminiature rond normal au fils à souder
- H. F. 0,7 PF1



### LE PROTOTYPE MÉCANIQUE

16 Bis RUE GEORGES PITARD - PARIS (15<sup>e</sup>) - VAU. 38-03

#### OFFRE AUX FABRICANTS FRANÇAIS EXPORTATEURS

*Nous sommes importateurs réputés*

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

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

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

*Nous pouvons représenter des fabricants comme seuls distributeurs dans votre région et dans ses environs.*

*Correspondance soit en français soit en anglais*

## AJEDUNNI TRADING Co

GENERAL MERCHANTS P. O. BOX 207

8, Ademuyiwa Road Ebute - Metta

NIGERIA E. W. A.

$$G(\theta) \Delta\theta = \frac{\bar{I} \Big|_{\Phi}^{\Phi + \Delta\Phi} \Delta\Phi}{r_1} K h$$

$\bar{I} \Big|_{\Phi}^{\Phi + \Delta\Phi}$  est la valeur moyenne de l'illumination entre  $\Phi$  et  $(\Phi + \Delta\Phi)$ .

3°  $G(\theta) \Delta\theta$  pourra nous permettre de calculer  $\Delta\theta$  à partir de la courbe.

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} G(\theta) d\theta$$

courbe que nous pouvons tracer puisque  $G(\theta)$  est connu.

4° De l'équation (13) nous pouvons calculer la variation  $\Delta r$  du rayon vecteur :

$$\Delta r = r_1 \cdot \Delta\Phi \cdot \text{tg} \cdot \frac{\theta_1 + \Phi_1}{2}$$

5° A partir des données ci-dessus, nous pouvons reprendre les calculs pour le point défini par :

$$\Phi_1 - \Delta\Phi ; r_1 - \Delta r ; \theta_1 + \Delta\theta$$

et ainsi de suite

Si la valeur de  $h$  a été correctement choisie, la suite des calculs doit nous amener à une valeur de  $\theta$  égale à  $\theta_2$  pour  $\Phi = \Phi_2$ . S'il n'en est pas ainsi, il faut recommencer avec une nouvelle valeur de  $h$ .

Si l'on dépasse  $\theta_2$ , c'est que  $h$  est trop fort ; il est trop faible dans le cas contraire.

Tous ces calculs convergent assez rapidement et 3 ou 4 essais donnent une valeur correcte de  $h$ . Celle-ci étant obtenue, les calculs pourront être repris avec une précision plus grande, avec des  $\Delta\Phi$  plus faibles. Par exemple, on pourra prendre des  $\Delta\Phi$  de 5° pour dégrossir le problème et ensuite recalculer le tout avec 1°. Ceci nous conduira d'ailleurs à des valeurs finales de  $\theta$  légèrement différentes dans les deux cas, pour la même valeur de  $h$  estimée correcte ; la valeur obtenue avec des  $\Delta\Phi$  de 1° est évidemment plus exacte que celle obtenue avec des  $\Delta\Phi$  de 5°, mais il ne faut pas trop s'attacher à ces écarts sur le  $\theta$  final. Ainsi, dans un diagramme en cosécante carrée s'étendant de  $\theta_1 = 5^\circ$  à  $\theta_2 = 30^\circ$  par exemple, le fait d'arriver à un angle final de 31° ou même 32° n'aura pas une grande importance.

2.A. Possibilité de construction du Réflecteur.

Le réflecteur étant déterminé par le calcul il faut vérifier que sa construction est possible. Nous avons vu que les diverses paraboles sont dans les plans faisant un angle  $\theta$  avec l'horizontale. Dans le cas de la

figure 3, ces plans convergent et l'élévation de l'antenne a l'aspect de la figure 4.

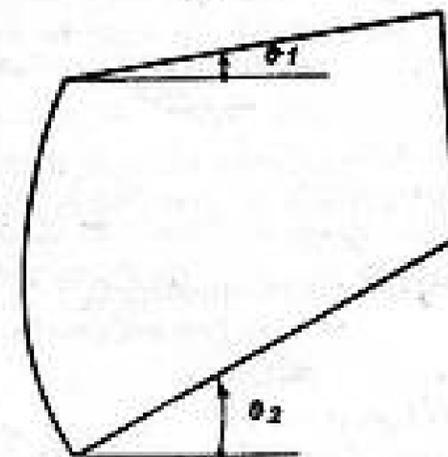


FIG. 4

Il pourra donc arriver que les paraboles se coupent sur la surface, donnant des points multiples, ce qui risque d'entraîner des points anguleux et des enroulements de la surface. La construction en sera alors impossible.

Pour vérifier que ceci ne se produit pas, il suffit de vérifier que les bords de la surface ne présentent ni rebroussement, ni point double. En admettant la surface limitée à la profondeur correspondant aux foyers des paraboles, ce qui est un maximum, il suffit de construire dans le plan de symétrie, le lieu des foyers pour avoir la projection des bords de la

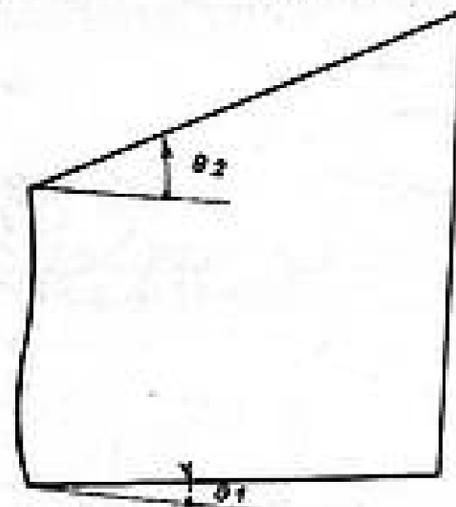


FIG. 5

surface sur ce plan. Si ce lieu ne présente ni rebroussement, ni point double, la surface est réalisable. La construction de lieu pourra se faire géométriquement mais on pourra aussi procéder par le calcul.

La figure 6 donne trois exemples de lieux obtenus sur des antennes différentes.

Si l'on a soin de choisir  $\theta_1$  et  $\theta_2$  tels que les paraboles divergent (fig. 5) cet aléa n'existe pas. La courbe  $\Gamma$  présente alors un point d'inflexion (courbe en S)



FIG. 6

et nous verrons qu'une telle antenne présente quelques inconvénients qui font préférer quelquefois la disposition de la figure 4 (courbe en C).

2.5. *Choix de la position de la source.*

La source primaire  $F$  ayant été grossièrement déterminée,  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  sont choisis de telle façon que l'illumination sur les bords du réflecteur soit 12 dB à 15 dB au-dessous de l'illumination maximum.

On peut alors faire correspondre  $\theta_1$  à  $\Phi_1$  et  $\theta_2$  à  $\Phi_2$  : c'est le cas des figures 3 et 4 où l'on est conduit à des courbes  $\Gamma$  en forme de  $C$ .

On peut aussi faire correspondre  $\theta_2$  à  $\Phi_1$  et  $\theta_1$  à  $\Phi_2$  : c'est le cas de la figure 5, où l'on est conduit à des courbes  $\Gamma$  en forme de  $S$ .

L'angle d'illumination ( $\Phi_1 + \Phi_2$ ) nous est imposé par les conditions d'atténuation de cette illumination sur les bords, mais  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  ne sont pas définis séparément. Nous allons voir comment il faut les choisir.

Une règle générale impérative est que deux points distincts du réflecteur ne donnent pas deux rayons parallèles. Cette condition est automatiquement réalisée par la façon dont nous avons mené le calcul : la quantité  $G(\theta) d\theta$  est toujours de même signe, ce qui donne des  $d\theta$  toujours de même signe, donc des angles  $\theta$  constamment croissants ou décroissants.

Une deuxième règle est qu'il n'y ait pas d'énergie réfléchi par le réflecteur dans le cornet, ce qui revient à dire que  $\beta/2$  ne doit jamais être nul, donc que  $(\theta + \Phi)$  soit toujours différent de zéro. Cette règle va nous imposer certaines conditions pour  $\Phi_2$ .

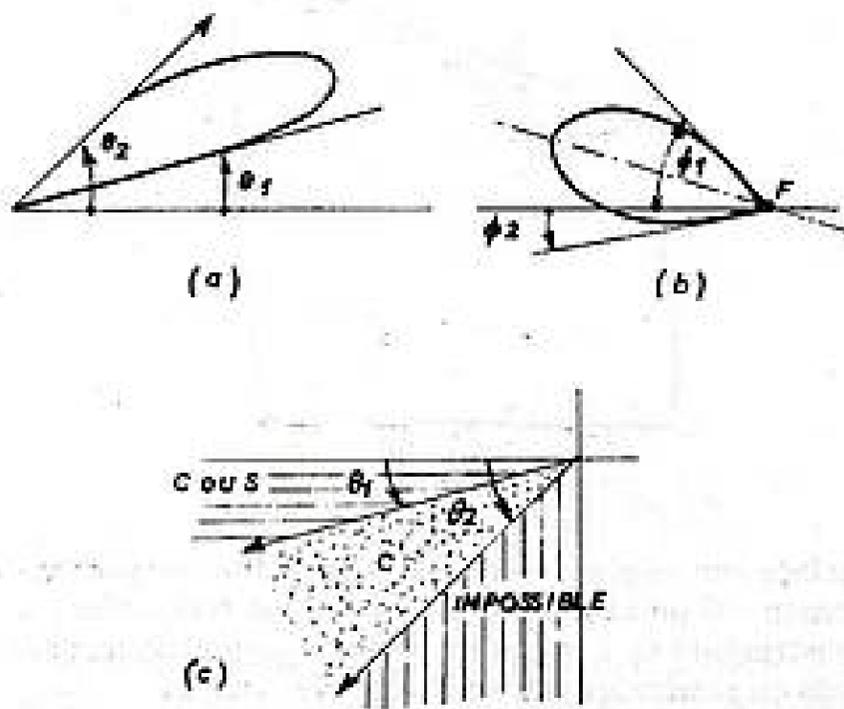


FIG. 7

Soit à réaliser le diagramme de la figure 7a, la source  $F$  étant inclinée de telle façon que nous ayons les angles  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  de part et d'autre de l'axe.  $\Phi_1$  est positif et  $\Phi_2$  est négatif. Si  $\Phi_2 > \theta_1$ , il arrivera un moment où  $\theta + \Phi = 0$ , puisque nécessairement  $\Phi_1 + \theta_1 > 0$  et  $\Phi_2 + \theta_2 < 0$ . Cette solution est donc interdite. (zone hachurée verticalement en 7c).

Si  $\theta_2 > \Phi_2 > \theta_1$ , la clause  $\theta + \Phi \neq 0$  ne sera respectée que si l'angle  $\theta_2$  correspond à  $\Phi_2$ ,  $\theta_1$  correspondant alors à  $\Phi_1$  ; le seul réflecteur possible est celui des figures 3 et 4 avec la courbe  $\Gamma$  en forme de  $C$  (zone pointillée de 7c).

Si  $\theta_1 > \Phi_2$ , la clause  $\theta + \Phi \neq 0$  sera toujours respectée, et  $\theta_1$  pourra indifféremment correspondre aux angles  $\Phi_1$  ou  $\Phi_2$ . On pourra construire des réflecteurs en  $C$  ou en  $S$  (zone hachurée horizontalement en 7c).

Nous voyons l'intérêt que présentent les faibles valeurs de  $\Phi_2$ . A ceci, il convient d'ajouter que le fait d'avoir  $\Phi_2 < \Phi_1$  entraîne une position de la source à la partie inférieure de l'antenne, si les  $\theta$  sont des angles au-dessus de l'horizontale. Cette position de la source est alors celle qui conduit à la plus faible longueur de ligne d'alimentation et à la plus grande accessibilité pour les réglages.

Il nous reste à examiner quelle est la courbe  $\Gamma$  la plus intéressante. Un simple examen des figures 4 et 5 montre que le réflecteur va en s'amincissant du plan de symétrie vers les extrémités dans le cas d'une courbe en  $C$ , tandis qu'il va en s'évasant dans le cas d'une courbe en  $S$  ; à hauteur centrale égale, le réflecteur en  $S$  est donc plus encombrant. On aura donc intérêt à utiliser un réflecteur en  $C$ , mais il faut alors vérifier que la surface est réalisable.

III. *Calcul du diagramme de diffraction.*

3.1. — *Considérations générales.*

La courbe  $\Gamma$  ayant été déterminée par l'optique géométrique, il reste à vérifier que le diagramme de diffraction suit d'assez près le diagramme désiré.

Le calcul complet à partir de la surface totale est inextricable et nous devons ici nous contenter d'un calcul approximatif. Nous considérerons seulement le rayonnement à grande distance d'une tranche mince de la surface, en l'occurrence un cylindre de faible hauteur s'appuyant sur la courbe.

Le champ est calculé à partir de la forme asymptotique des formules de Kottler, données par M. GOURER. Nous les rappelons ci-dessous (voir figure 8).

$$E_\sigma = j \frac{e^{jkR}}{2\lambda R} \iint_{\Sigma} \left\{ \vec{R}_1 \wedge (\vec{E} \wedge \vec{n}) + \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (\vec{H} \wedge \vec{n})_N \right\} e^{jk\sigma \cos \alpha} d\sigma \quad (22)$$

$$\vec{H}_\sigma = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} (\vec{R}_1 \wedge \vec{E}_\sigma)$$

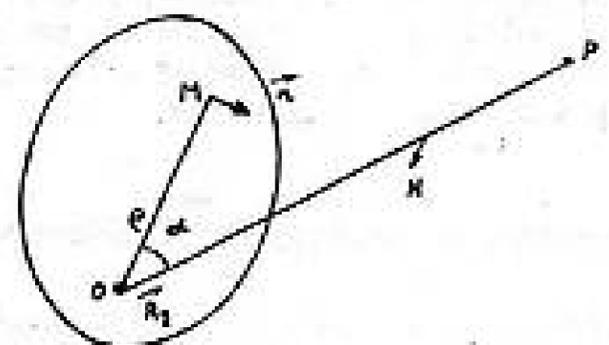


FIG. 8

**SFME**  
PANTIN



62, RUE DENIS-PAPIN \* Tél. : VIL. 19-00+

Remettez à vos Agents Techniques  
cet outil indispensable..

## LES DÉCIBELS

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

par Lucien CHRETIEN, ingénieur E.S.E.

Une plaquette de 40 pages 15x24 cm.  
300 francs port compris.

aux

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

# M.B.M.

## LA PIÉZO ÉLECTRICITÉ DANS L'INDUSTRIE

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

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

DÉLAIS RÉDUITS

**RADIO AIR**

**MATÉRIEL  
tropicalisé**



### ★ FICHES DROITES OU COUDÉES

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

Demandez notre  
documentation

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

Dans ces formules :

—  $R$  est la distance entre le point  $O$  pris comme origine et le point  $P$  où l'on calcule le champ ;

—  $\rho$  est la distance de  $O$  à un point courant  $M$  de la surface ;

—  $\vec{n}$  est le vecteur unité de la normale en  $M$  à la surface ;

—  $\vec{R}_1$  est le vecteur unité de  $OP$  ;

—  $\alpha$  est l'angle entre  $OP$  et  $OM$  ;

L'indice  $N$  indique qu'il s'agit de la projection du produit vectoriel  $(\vec{H} \wedge \vec{n})$  sur la normale au plan contenant  $OP$  et  $\vec{H}$ .

Considérons donc une surface mince, s'appuyant sur la courbe  $\Gamma$  (figure 9) : la surface peut être con-

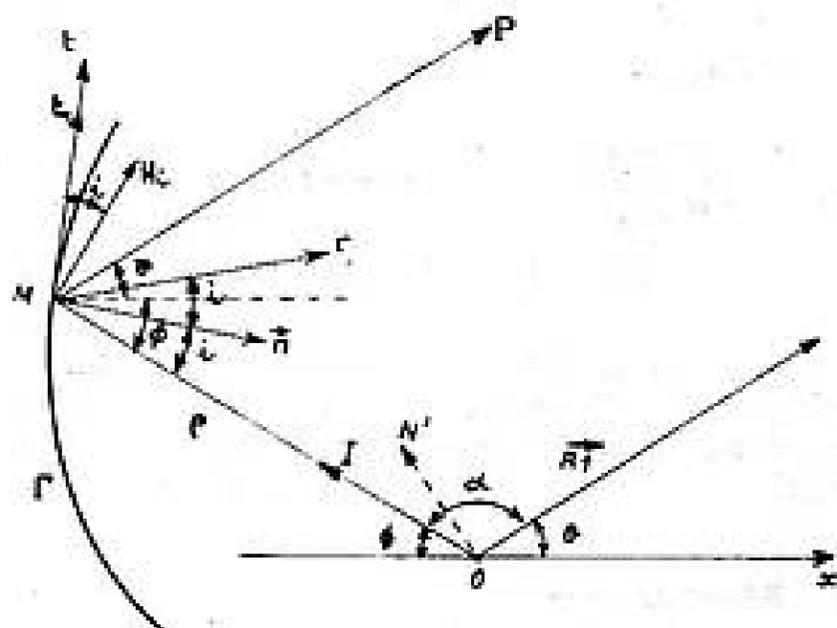


FIG. 9

sidérée, à un élément du 2<sup>e</sup> ordre près, comme un cylindre de très faible hauteur, dont l'intersection avec la feuille est la courbe  $\Gamma$ .

Soit  $O$  l'origine que nous pouvons choisir arbitrairement. Nous nous arrangeons pour que le cylindre soit normal à la feuille ce qui simplifie les calculs.

Nous nous proposons de calculer le champ de diffraction dans une direction  $OP$ , faisant un angle  $\theta$  avec  $Ox$ , le point  $P$  étant suffisamment éloigné pour que  $MP$  et  $OP$  puissent être considérées comme parallèles.

Soient  $Mn$  et  $Mt$  la normale et la tangente à la courbe, en  $M$ .

Supposons, comme c'est le cas pratique d'ailleurs, que la surface soit illuminée par une source placée en  $O$  ; l'angle compris entre  $Mn$  et  $MO$  est l'angle d'incidence  $i$ , et le rayon  $OM$  donne naissance à un rayon réfléchi  $Mr$  dont la direction est en général différente de  $MP$ .

L'onde primaire issue de  $O$  est une onde sphérique de densité de puissance  $I$  dans la direction  $OM$  faisant un angle  $\Phi$  avec  $Ox$ . La surface considérée étant

conductrice (puisqu'elle réfléchit les rayons issus de  $O$ ), le champ électrique ne peut être que normal, de sorte que  $(\vec{E} \wedge \vec{n})$  est toujours nul : dans la formule (22) le deuxième terme sera donc seul à considérer.

Deux cas sont à examiner selon que le champ électrique du rayonnement primaire va se trouver dans le plan de la feuille ou va être normal à celle-ci. Nous considérerons d'abord ce dernier cas.

### 3.2. — Champ électrique normal à la feuille.

Le champ électrique total en  $M$  est nul d'après les propriétés de la réflexion puisque celle-ci introduit un champ égal et opposé en signe au champ incident. Par contre le champ magnétique est tangential et égal au double de la composante tangentielle du champ magnétique incident.

L'onde primaire étant sphérique, le champ électrique incident est de la forme :

$$E_i = \frac{\sqrt{I}}{\rho} \cdot e^{-ik\rho}$$

Comme dans le rayonnement primaire, le champ magnétique lui est proportionnel, le champ magnétique incident est de la forme :

$$H_i = \frac{\sqrt{I}}{\rho} e^{-ik\rho}$$

Dans les deux formules, le facteur exponentiel traduit le retard de phase :

$$\frac{2\pi}{\lambda} \rho = k\rho$$

le long d'un rayon de longueur  $\rho$ .

Le champ magnétique  $H$  à considérer est  $2 H_i \cos i$  puisque la composante tangentielle du champ magnétique incident est  $(H_i \cos i)$ .

Puisque  $H$  est porté par la tangente, il est normal à  $Mn$  et le module du produit vectoriel est :

$$|\vec{H} \wedge \vec{n}| = 2 H_i \cos i = \frac{2\sqrt{I}}{\rho} \cos i \cdot e^{-ik\rho} \quad (24)$$

puisque  $\vec{n}$  est un vecteur unité.

D'autre part la projection  $(\vec{H} \wedge \vec{n})_N$  se fait en vraie grandeur puisque le produit vectoriel est normal au plan de  $\vec{H}$  et de  $\vec{n}$ , donc au plan de  $\vec{H}$  et de  $OP$ . Il s'ensuit que, dans la formule (22), c'est l'expression (24) qui est à considérer.

(22) s'écrit donc :

$$E_e = j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \iint_S \frac{\sqrt{I}}{\rho} \cos i \cdot e^{-ik\rho} \cdot e^{jk\rho \cos \alpha} d\sigma$$

En remarquant que puisqu'il s'agit d'une tranche très mince, l'intégrale de surface se transforme en une intégrale curviligne, et en remarquant que :

$$\cos \alpha = \cos [\pi - (\theta + \Phi)] = -\cos (\theta + \Phi)$$

il vient :

$$E_p = j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \int_{\Gamma} \frac{\sqrt{I}}{\rho} \cos i \cdot e^{-jk\rho(1 + \cos(\theta + \Phi))} ds$$

où  $ds$  est l'élément de longueur sur  $\Gamma$

Si  $d\Phi$  est l'élément différentiel de  $\Phi$ , nous voyons que :

$$ds = \frac{\rho d\Phi}{\cos i}$$

et si  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  sont les angles extrêmes sous lesquels la courbe  $\Gamma$  est vue de  $O$ , nous aurons :

$$E_p = j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \sqrt{I} e^{-jk\rho(1 + \cos(\theta + \Phi))} d\Phi \quad (25)$$

### 3.3. — Champ électrique dans le plan de la feuille.

Le champ magnétique incident est maintenant dirigé normalement à la feuille et se confond avec sa composante tangentielle à la surface. Nous aurons donc :

$$H = 2 H_i$$

et comme l'onde primaire est toujours sphérique,  $H$  est de la forme :

$$H = 2 \frac{\sqrt{I}}{\rho} e^{-jk\rho}$$

Ce champ fait avec  $\vec{n}$  un angle droit de sorte que :

$$\text{Mod} (\vec{H} \wedge \vec{n}) = 2 \frac{\sqrt{I}}{\rho} e^{-jk\rho}$$

et le produit vectoriel, normal à  $\vec{H}$  et à  $\vec{n}$  est dirigé selon  $Ml$ , tangente à la courbe  $\Gamma$ .

La direction normale au plan de  $\vec{H}$  et de  $OP$  est la direction  $ON'$ , contenue dans le plan de la feuille. Nous aurons donc :

$$\text{Mod} (\vec{H} \wedge \vec{n})_N = 2 \frac{\sqrt{I}}{\rho} e^{-jk\rho} \cos (Ml, ON')$$

Sur la figure 9, nous voyons que :

$$Ml \perp Mn$$

$$ON' \perp MP$$

donc

$$Ml, ON' = Mn, MP = (\Phi + \theta - i)$$

En remarquant que nous avons toujours :

$$ds = \frac{\rho d\Phi}{\cos i}$$

la formule (22) s'écrit maintenant :

$$E_p = j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \sqrt{I} \frac{\cos(\theta + \Phi - i)}{\cos i} e^{-jk\rho(1 + \cos(\theta + \Phi))} d\Phi$$

Mais :

$$\frac{\cos(\theta + \Phi - i)}{\cos i} = \cos(\theta + \Phi) + \sin(\theta + \Phi) \text{tg } i$$

ce qui donne :

$$E_p = j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} \sqrt{I} [\cos(\theta + \Phi) + \sin(\theta + \Phi) \text{tg } i] e^{-jk\rho(1 + \cos(\theta + \Phi))} d\Phi \quad (26)$$

Comme on le voit les résultats sont légèrement différents dans les deux cas et dans le calcul d'un diagramme il faudra faire attention au sens de la polarisation.

### IV. Résultats obtenus.

Nous n'avons pas eu l'occasion de vérifier la formule (26) qui correspond pratiquement à l'utilisation d'une polarisation verticale. Par contre, de nombreux calculs ont été effectués à partir de la formule (25) sur des antennes à polarisation horizontale. Les diagrammes de ces antennes se rapprochaient tous plus ou moins d'un diagramme en cosécante carrée. La figure 10 donne les résultats obtenus ; on a tracé sur cette figure :

1° la courbe de gain relatif théorique, c'est-à-dire le diagramme que l'on désirait obtenir ;

2° la courbe calculée par la formule (25) appliquée à un réflecteur déterminé par les méthodes de l'optique géométrique développées ci-dessus en vue d'obtenir le diagramme théorique.

3° la courbe relevée expérimentalement sur le réflecteur construit.

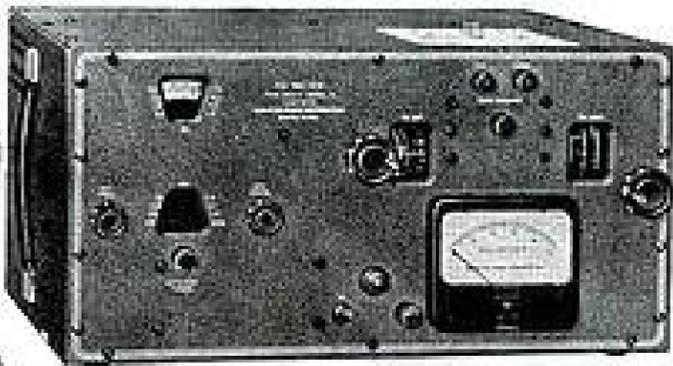
On constate que jusqu'à 7 ou 8 décibels au-dessous du maximum la concordance des courbes est remarquable, les écarts n'excédant pas 1 décibel. Pour des atténuations plus importantes, la concordance est un peu moins bonne, mais les écarts n'excèdent pas 1,5 décibels de part et d'autre de la courbe théorique. Les ondulations de la courbe expérimentale sont

# LES GRANDES MARQUES

# *Américaines*

## BOONTON RADIO CORP.

R-X METER modèle 250-A



Avec son oscillateur incorporé, cet appareil complet permet la mesure d'équivalence de circuits comportant chacun en parallèle une résistance et une capacité, ou une inductance. Il est utilisé pour la détermination des impédances des résistances entre 0,5 et 300 Mcs, les caractéristiques d'impédance d'antenne, de transformateur MF, de filtres, d'atténuateurs, de thermistors, etc...

## SIERRA ELECTRONIC CORP.

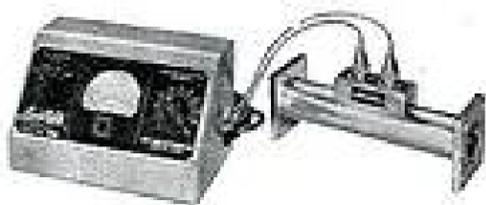
COUPLEURS DIRECTIFS  
de 3 à 2000 Mc



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

## Mc JONES ELECTRONICS Co

APPAREILS pour MESURES  
CONTROLÉS et ESSAIS sur les  
LIGNES COAXIALES

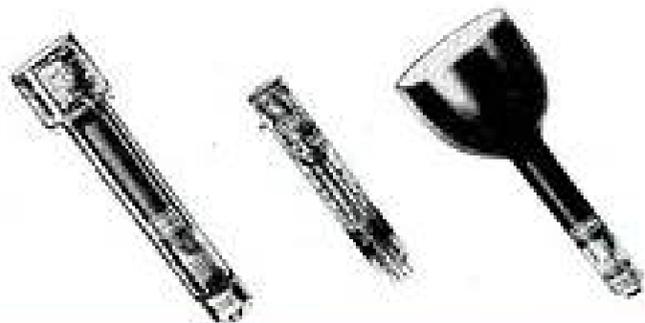


jusqu'à 2000 Mcs pour VHF, FM, TV etc.

- Coupleurs directionnels
- Wattmètres VHF à absorption
- Résistance de charge HF

## RADIO CORP. OF AMERICA

TUBES ELECTRONIQUES  
ANALYSEURS d'IMAGES



- ORTHICONS Modèles 5820 et 6474/1054
- VIDICONS Modèles 198 et 6326
- FLYING SPOT Modèles 5 WP 15 — 5 ZP 16 — 5 AUP 24

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U.F.

# RADIO-EQUIPEMENTS

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

caractéristiques des diagrammes de diffraction ; on ne les retrouve pas dans le diagramme calculé par la formule (25) parce que les calculs n'ont pas été

Il est également possible de modifier le diagramme en agissant sur l'emplacement du cornet d'illumination primaire et sur la direction du maximum

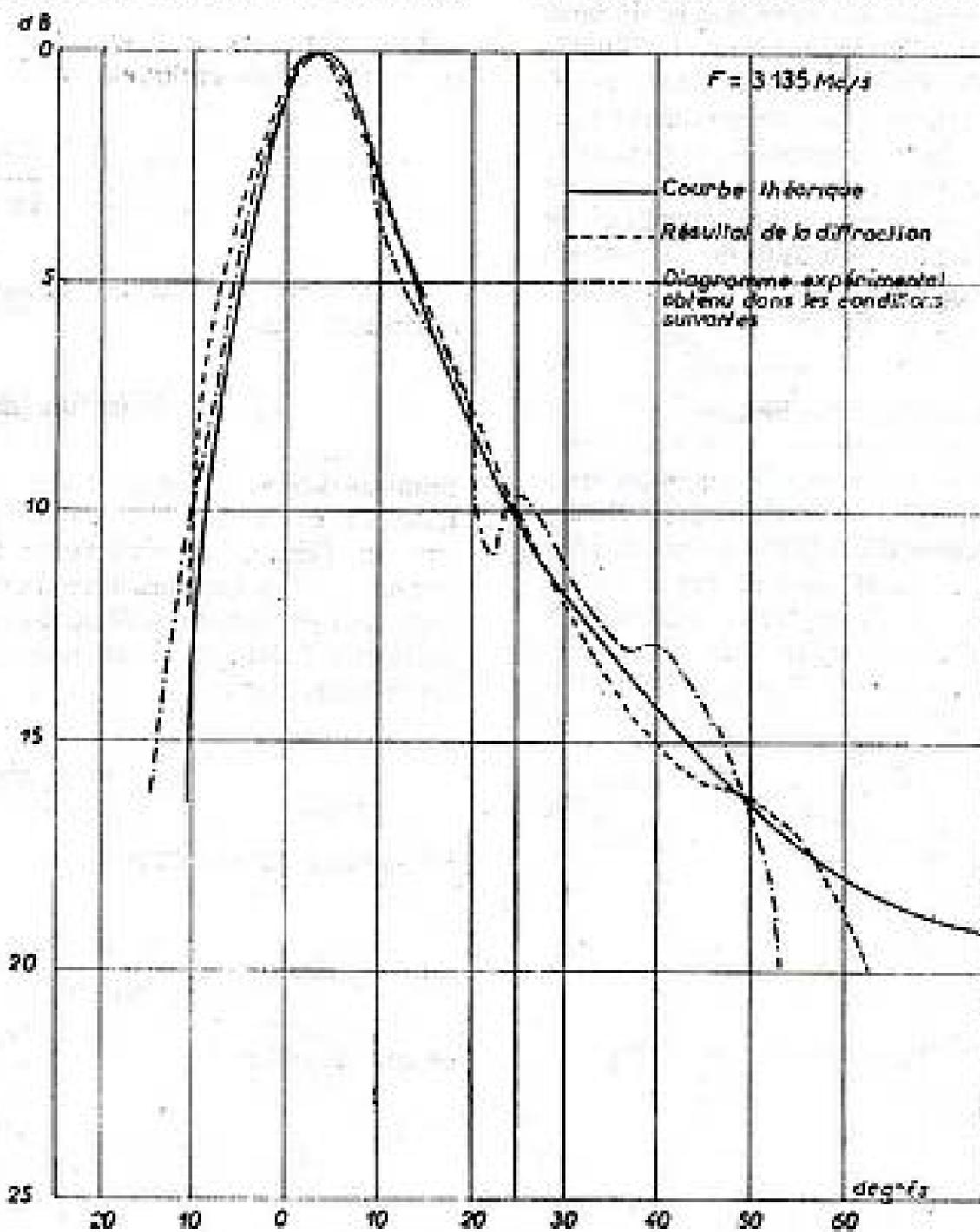


FIG. 10

effectués pour des points suffisamment rapprochés pour les mettre en évidence.

Cette concordance justifie la méthode de calcul utilisée mais ce n'est pas toujours que le diagramme de diffraction calculé coïncide avec le diagramme théorique de l'optique géométrique. En fait, le diagramme déduit de la formule (25) est fonction des dimensions du réflecteur et le fait de passer d'un réflecteur de 2 mètres de hauteur par exemple à un réflecteur de 2,50 mètres donne des diagrammes différents ; ceci est tout à fait normal mais est imprévisible à partir de l'optique géométrique puisque les diagrammes de courbes centrales homothétiques sont tous identiques.

La hauteur du réflecteur est choisie en fonction de la pente du diagramme du côté de la chute rapide du gain ; plus le réflecteur est haut et plus cette pente est raide.

L'ordre de grandeur de cette hauteur étant choisi, le diagramme de diffraction est calculé à partir de (25) ; la hauteur du réflecteur et sa forme, sont ensuite légèrement modifiées pour que la courbe de diffraction coïncide avec la courbe théorique.

de cette illumination ; toutefois, ces modifications réagissent sur le diagramme de rayonnement dans

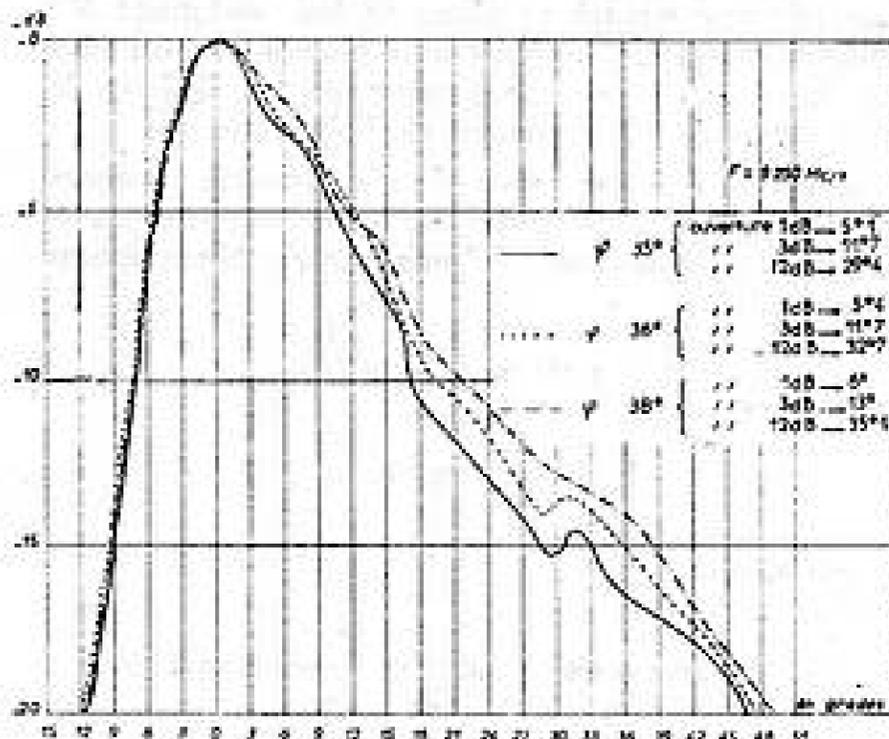


FIG. 11

l'autre plan, car on risque une défocalisation de la source primaire. La figure 11 illustre l'influence de l'inclinaison du cornet : pratiquement la pente du côté des atténuations rapides ne varie pas et du côté des atténuations lentes, l'augmentation de l'inclinaison accroît la largeur du diagramme. On a là un moyen commode d'augmenter le rayonnement aux sites élevés, s'il s'agit d'une antenne de couverture. On est cependant assez vite limité car l'illumination du réflecteur devient incorrecte (spill-over) et le gain diminue non seulement du fait de l'élargissement des diagrammes mais du fait de la mauvaise utilisation du rayonnement du cornet.

### V. Calcul de la distribution sur l'ouverture.

Comme pour la diffraction, nous ne considérerons ici qu'une tranche mince de l'ouverture. Celle-ci sera supposée être la projection du réflecteur sur un plan normal au plan de symétrie et passant par  $F$  : c'est le plan  $zFz$  de la figure 1. Nous allons effectuer le calcul dans le plan symétrie (figure 12). Nous supposons que l'approximation de l'optique géométrique

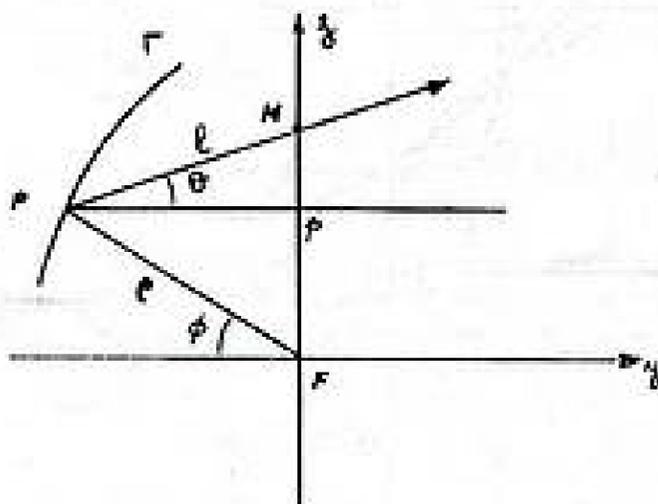


FIG. 12

est valable entre la source primaire placée en  $F$  et le plan de l'ouverture : un rayon issu de  $F$  se réfléchit en  $P$  en faisant un angle  $\theta$  avec  $Fz$ , et coupe  $Fz$  en  $M$ . Le calcul revient au remplacement du réflecteur par une ouverture plane fictive contenant  $F$  : connaissant la distribution d'amplitude et de phase sur cette ouverture, nous pourrions en déduire le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Nous nous plaçons dans le cas presque toujours rencontré dans la pratique, où le vecteur  $E$  est normal à  $zFy$  (polarisation horizontale). Nous avons (figure 12) :

$$z = \rho \sin \varphi + l \sin \theta$$

soit

$$z = \theta \sin \varphi + \rho \cos \varphi \operatorname{tg} \theta$$

ce qui donne :

$$\begin{aligned} dz &= \rho \cos \varphi d\varphi + \sin \varphi d\rho + \cos \varphi \operatorname{tg} \theta d\rho \\ &\quad - \rho \operatorname{tg} \theta \sin \varphi d\varphi + \rho \frac{\cos \varphi}{\cos^2 \theta} d\theta \end{aligned}$$

$$\text{Mais : } \frac{d\rho}{\rho} = \operatorname{tg} \frac{\theta + \varphi}{2} d\varphi$$

En portant cette valeur dans l'expression de  $dz$ , on trouve après quelques manipulations :

$$dz = \frac{\rho}{\cos \theta} \left[ 1 + \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \frac{d\theta}{d\varphi} \right] d\varphi \quad (27)$$

Nous avons vu que la puissance dans le faisceau secondaire était

$$I(\varphi) d\varphi d\alpha \quad (28)$$

pour un faisceau correspondant aux éléments angulaires  $d\varphi$  et  $d\alpha$ . Un tel faisceau découpe sur l'ouverture un élément de surface  $d\sigma$  de hauteur  $dz$  et de largeur  $(\rho d\alpha)$ . La puissance dans le faisceau, donnée par (28), est égale au flux du vecteur de Poynting à travers l'élément de surface. A un facteur numérique près, ce flux est :

$$E^2 \cos \theta d\sigma \quad (29)$$

En égalant (28) et (29), il vient :

$$I(\varphi) d\varphi d\alpha = E^2 \rho d\alpha \frac{\rho}{\cos \theta} \left[ 1 + \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \frac{d\theta}{d\varphi} \right] d\varphi \cos \theta$$

ce qui donne :

$$E_r = \frac{\sqrt{I(\varphi)}}{\rho} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \frac{d\theta}{d\varphi}}} \quad (30)$$

La phase de  $E$ , au point  $M$ , correspond au temps de parcours de  $F$  à  $M$ , soit :

$$\varphi_z = k(\rho + l)$$

ou encore :

$$\varphi_z = k \rho \left( 1 + \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \right) \quad (31)$$

Les formules (30) et (31) définissent entièrement la répartition le long de  $Ez$  et devraient permettre, en principe, de retrouver le diagramme de diffraction en leur appliquant la méthode de la transformée de Fourier. Le diagramme serait alors donné par :

$$E(\sin \theta) = \int_{z_1}^{z_2} E_z e^{i\pi z} e^{-ikz \sin \theta} dz \quad (32)$$

La figure 13 donne les variations de  $Ez$  et de  $\varphi_z$  obtenues pour un aérien fournissant un diagramme

en cosécante carrée. On s'aperçoit que la phase varie assez peu dans la partie inférieure de l'ouverture, puis tourne de plus en plus vite au fur et à mesure que l'on approche du bord supérieur. Dans ces con-

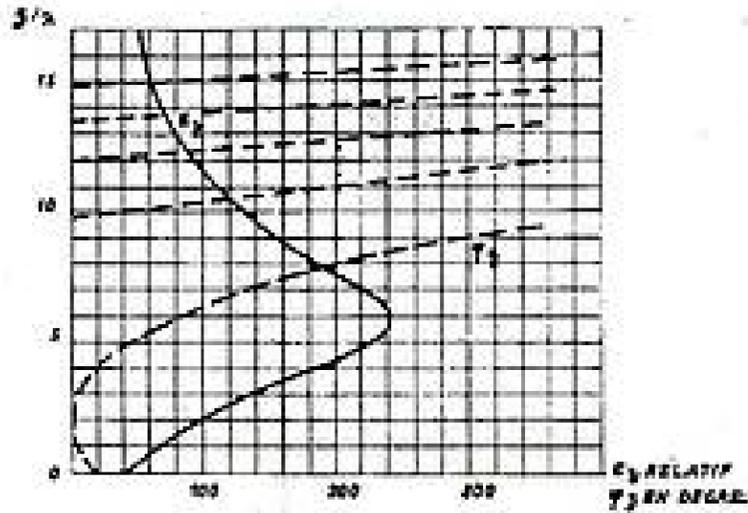


Fig. 13

ditions, le calcul du diagramme de diffraction à partir de la formule (32) est très imprécis, à moins d'utiliser un très grand nombre de points de l'ouverture.

Il ne semble donc pas que cette dernière méthode doive être retenue.

## VI. Conclusion.

La méthode de calcul utilisant la formule (25) donne des résultats cohérents, confirmés par l'expérience ; bien que longue dans son application pratique, elle n'exige pas de développements mathématiques compliqués.

Il serait évidemment intéressant de connaître une formule tenant compte de la contribution de tous les points du réflecteur, mais un tel calcul est pratiquement impossible.

La mesure des gains des réflecteurs ainsi calculés et la comparaison avec les gains déduits des diagrammes montre que l'énergie est correctement utilisée, tout au moins tant que l'envergure de l'antenne dans le plan correspondant au faisceau étroit n'excède pas 60 à 80 longueurs d'ondes. Au delà, le gain réel diminue par rapport à sa valeur théorique, mais c'est là un phénomène commun à tous les réflecteurs.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. SILVER. — *Microwave Antenna Theory and Design*, M.I.T., Vol. 12, Sec. 13.8.
- [2] DUNBAR, *P.I.R.E.*, October 1948.

Spécialiste DU

# CALCUL Electronique

**CALCUL Analogique**  
SERVO-MÉCANISMES

★ **CALCULATEURS ANALOGIQUES**  
d'usage général et de simulation

*Série OME L2* précision 0,5% à 1%

*Série OME P2* précision 0,1%  
ÉLÉMENTS STANDARD NON LINÉAIRES

★ **GRANDS SIMULATEURS ANALOGIQUES** Combinaison série OME P2 et servomécanismes standard (types OME P2 et simulateurs) et éléments non linéaires à hautes performances.

★ **SIMULATEURS D'ENTRAÎNEMENT**

★ **SERVOMÉCANISMES & ENREGISTREURS**  
ÉLÉMENTS MÉCANIQUES ET ÉLECTRONIQUES POUR SERVOMÉCANISMES • AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES À GRANDE LARGEUR DE BANDE • ENREGISTREURS PRÉCIS À DOUBLE ASSERVISSEMENT

**CALCUL Arithmétique**

★ **CALCULATRICES Arithmétiques UNIVERSELLES**

Calcul scientifique  
• Expérimentation • "Logistique" industrielle et commerciale • Calcul statistique • Contrôles automatiques • Dépouillement de mesures, etc...

*Série CAB 2000* : Calculateurs arithmétiques, binaires à grande capacité de mémoire (TAMBOUR ET FERRITES).

*Série CAB 3000* : grande mémoire interne et Tambour à grande capacité - Virgule fixe ou virgule flottante.

*Série CAB 4000* : sur devis.

★ **CALCULATEURS Spéciaux**  
Simulateurs arithmétiques.

★ **TRANSFORMATIONS DIGITALE-ANALOGIQUE ET ANALOGIQUE-DIGITALE**  
mesures et enregistrements quantifiés.



**STÉ D'ÉLECTRONIQUE ET D'AUTOMATISME**

138 Bd de Verdun - Courbevoie (Seine) FRANCE - DÉF. 41-20

# NOUVEAU DIAGRAMME PERMETTANT PAR TRANSLATION LES TRANSFORMATIONS D'IMPÉDANCES

PAR

Robert GUILLIEN

*Institut de Physique de l'Université de la Sarre*

## Introduction.

Dans de nombreuses mesures en haute fréquence, on est amené à relier une impédance  $Z_1$  à un dispositif de mesure par une ligne de longueur  $d$  non négligeable (fig. 1). Par suite de la présence de cette ligne, la valeur  $Z_2$  de l'impédance que mesure en  $A$  ce dispositif diffère de  $Z_1$  situé en  $B$ .

Une formule classique relie  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $d$  :

$$Z_2 = Z_c \frac{Z_1 + Z_c \operatorname{th} \gamma d}{Z_c + Z_1 \operatorname{th} \gamma d} \quad (1)$$

où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne et  $\gamma$  la constante complexe de propagation :

$$\gamma = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda} = \alpha + j \beta \quad (2)$$

$\alpha$  rendant compte des pertes éventuelles par unité de longueur de ligne et  $\lambda$  désignant la longueur d'onde le long de la ligne.

Il est commode d'introduire les impédances réduites :

$$z_1 = Z_1/Z_c \quad (3) \quad \text{et} \quad z_2 = Z_2/Z_c \quad (4)$$

ce qui donne :

$$z_2 = \frac{z_1 + \operatorname{th} \gamma d}{1 + z_1 \operatorname{th} \gamma d} \quad (5)$$

De (5), on tire facilement :

$$\operatorname{th} \gamma d = \frac{z_2 - z_1}{1 - z_1 z_2} \quad (6) \quad \text{puis :} \quad e^{2\gamma d} = \frac{z_2 + 1}{z_2 - 1} \cdot \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1} \quad (7)$$

$$\text{ou :} \quad \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1} = \frac{z_2 - 1}{z_2 + 1} \cdot e^{2\gamma d} \quad (8)$$

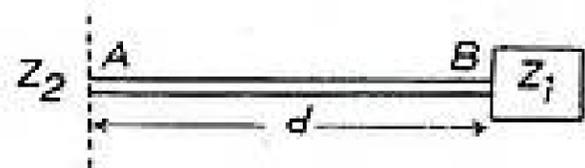


FIG. 1

L'équation (8) relie le coefficient de réflexion en  $B$  :

$$\rho_2 = \frac{z_2 - 1}{z_2 + 1} \quad (9)$$

au coefficient de réflexion en  $A$  :

$$\rho_1 = \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1} \quad (10)$$

par la relation :

$$\rho_1 = \rho_2 e^{2\gamma d} \quad (11)$$

La mesure de  $z_2$  ou de  $\rho_2$  et la connaissance de  $\gamma d$  permettent de calculer la valeur de  $\rho_1$ , donc de  $z_1$ .

Les coefficients de réflexion  $\rho$  sont des nombres complexes. Le passage de  $\rho$  à  $z$  par  $\rho = \frac{z - 1}{z + 1}$  est une transformation conforme qui a l'avantage de représenter tous les points d'affixe  $z = r + jx$  du demi plan complexe (de résistance positive) par des points du plan des  $\rho$  contenus à l'intérieur d'un cercle de rayon unité. Ceci conduit au diagramme de Smith bien connu [1] dont les courbes  $r = C^r$  et  $x = C^x$  sont des circonférences orthogonales.

**Rappel des propriétés fondamentales du diagramme de Smith.**

Ce diagramme permet des constructions géométriques simples :

1° Dans le cas d'une ligne sans pertes, si  $\beta d$  est connu on obtiendra  $z_1$ , à partir de la valeur  $z_2$  mesurée, en faisant tourner  $Op_2$  de  $2\beta d$  autour de  $O$  ce qui donnera  $p_1$  en fonction de  $p_2$ . A l'aide des cercles  $r = C^{\beta}$  et  $x = C^{\beta}$  on trouvera  $z_1$  (fig. 2 a).

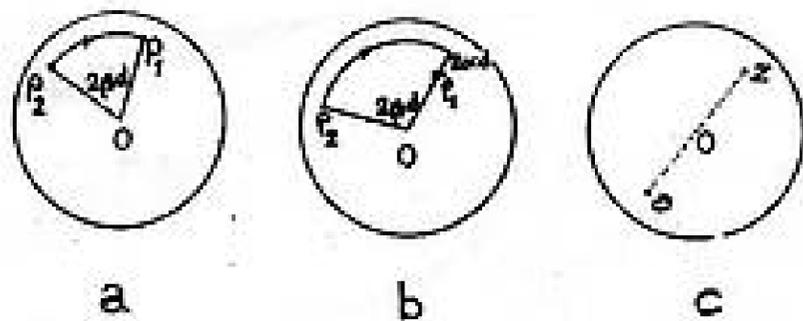


FIG. 2

2° Dans le cas d'une ligne avec pertes, on effectuera comme ci-dessus une rotation de  $2\beta d$  puis une translation de  $\alpha d$  népers ou  $8,686 \alpha d$  décibels le long du rayon  $Op_1$ , d'où le point  $p_1$  de coordonnées curvilignes  $r_1, x_1$  (fig. 2 b).

3° Le passage d'une impédance réduite  $z$  à l'admittance réduite  $\sigma = 1/z$  se fait en prenant le symétrique du point  $(r, x)$  par rapport au centre  $O$  du diagramme de Smith (fig. 2 c).

**Inconvénient du diagramme de Smith.**

Malgré ses remarquables propriétés, le diagramme de Smith présente un sérieux défaut. Dans de nombreux cas, on n'utilise ce diagramme que dans une région restreinte parce que les impédances à mesurer restent comprises entre certaines limites et que la longueur de ligne est faible. Il serait avantageux pour la précision d'utiliser cette région à une échelle agrandie. Cela n'est pas possible quand  $\rho$  est très différent de zéro, c'est-à-dire quand  $Z$  est très différent de l'impédance caractéristique, parce que c'est justement du centre ( $r = 1, x = 0$ ) que l'on a besoin pour effectuer les rotations nécessaires à l'emploi du diagramme de Smith.

Il existe des agrandissements [2] de la région centrale de ce diagramme, mais leur emploi oblige à renoncer à la représentation des impédances très différentes de l'impédance caractéristique.

**Autres diagrammes d'impédances.**

DESCHAMPS a donné [3] une modification du diagramme de Smith, les courbes  $x = C^{\beta}$  ne sont plus des cercles mais des droites issues du point  $r = \infty$ .

$x = \infty$ , les courbes  $r = C^{\beta}$  sont des ellipses tangentes entre elles en ce même point.

Des diagrammes spécialement adaptés à l'étude des diélectriques ont été donnés par Von HIPPEL et ses collaborateurs [4], par BENOIT [5], MONTAGNER et LE BOT [6] et par LEBRUN dans la thèse duquel on en trouvera une discussion [7].

**Diagramme logarithmique.**

Nous avons cherché à remplacer les rotations du diagramme de Smith par des translations. Pour cela, nous renonçons à la représentation de la fonction homographique  $\rho = \frac{z-1}{z+1}$  de  $z$  pour lui substituer la représentation du logarithme  $U + jV$  du nombre complexe  $\rho$ .

Nous avons :

$$\rho = e^{U+jV} = \frac{z-1}{z+1} \tag{12}$$

Les équations (11) et (12) donnent :

$$\text{Log } \rho_1 = \text{Log } \rho_2 + 2\gamma d + j2K\pi \tag{13}$$

d'où 
$$U_1 = U_2 + 2\alpha d \tag{14}$$

$$V_1 = V_2 + 2\beta d + 2K\pi \tag{15}$$

L'équation (15) montre immédiatement qu'une rotation de  $Op$  (diagramme de Smith) est remplacée sur le diagramme représentant  $U + jV$  (au lieu de  $\rho$ ) par une translation parallèle à  $OV$  axe des ordonnées. L'équation (16) montre qu'une translation sur le rayon vecteur  $Op$  du diagramme de Smith est remplacée ici par une translation parallèle à  $OU$  axe des abscisses.

Nous allons voir comment tracer ce nouveau diagramme, puis quelles sont ses propriétés.

**Tracé du diagramme logarithmique.**

Ce diagramme est constitué dans le plan  $UOV$  par les courbes  $r = C^{\beta}$  et les courbes  $x = C^{\beta}$  obtenues à partir de :

$$\frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} = e^U e^{jV} \tag{16}$$

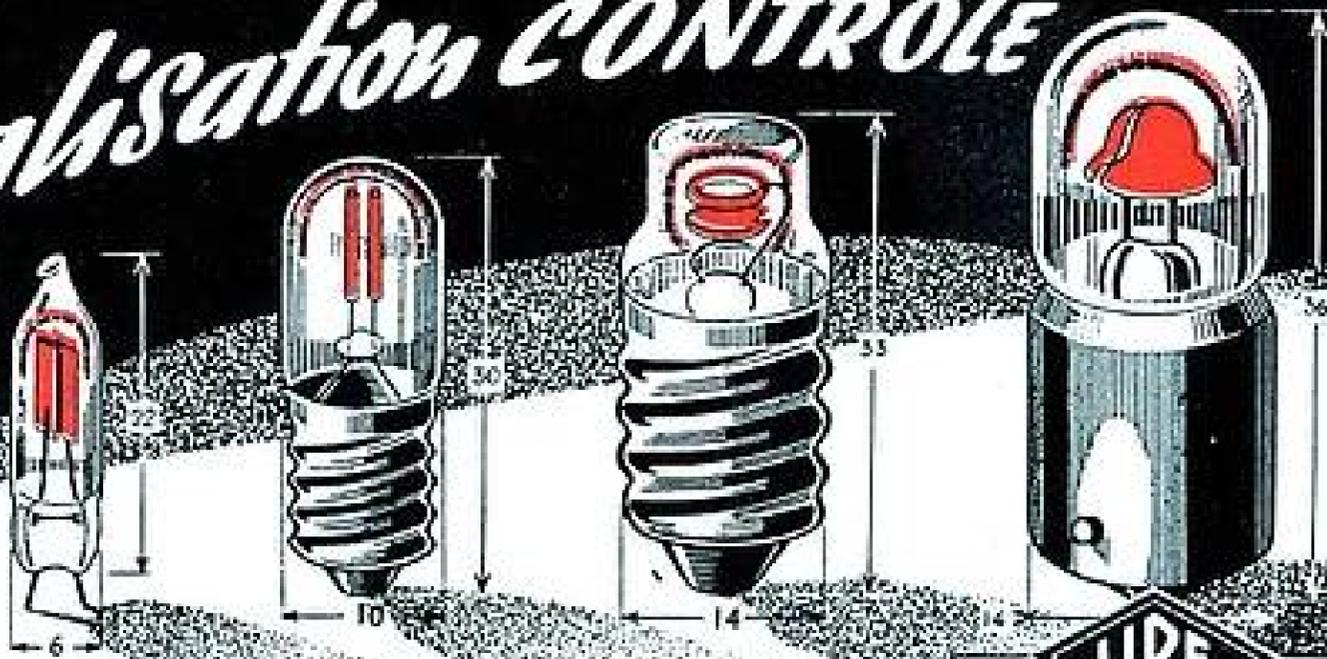
équation provenant de (12) et de  $z = r + jx$ .

Dans le plan  $OU, OV$  les courbes correspondant à  $r = r_0$  et à  $x = x_0$  sont les courbes transcendentes :

$$r_0 (\text{ch } U - \cos V) + \text{sh } U = 0 \tag{17}$$

$$x_0 (\text{ch } U - \cos V) - \sin V = 0 \tag{18}$$

*Signalisation CONTRÔLE*



# NÉON L.I.R.E.

LABORATOIRE INDUSTRIEL  
ET DE RECHERCHES ELECTRONIQUES

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



DEMANDEZ  
*notre documentation*  
*complète*

Agence DCMENACH



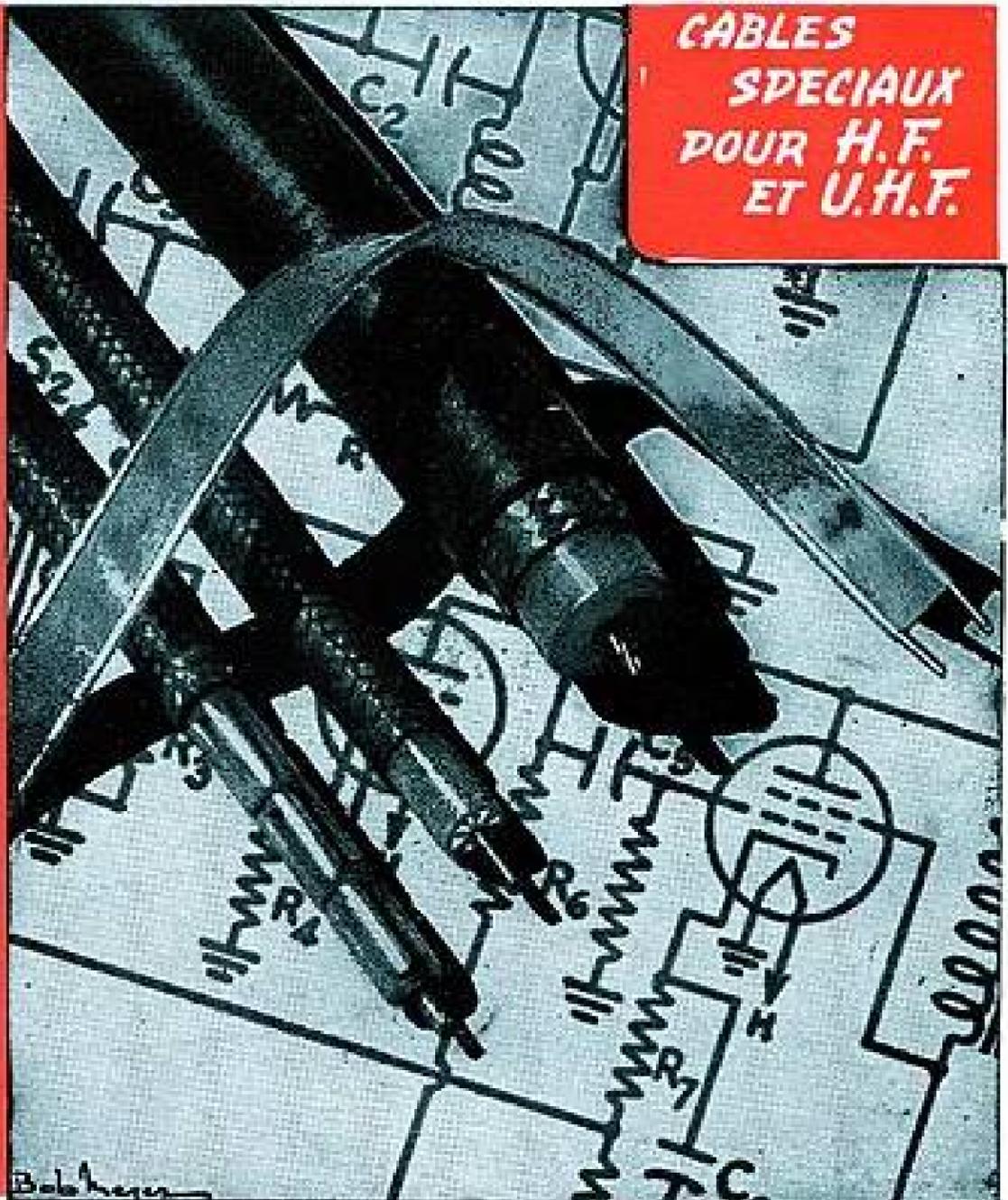
## LES CABLES DE LYON

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

170 Av. JEAN JAURÈS  
LYON

USINES A:  
LYON-BEZONS-GALAIS

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



Dans le plan  $Or, Ox$  les courbes correspondant à  $U = U_0$  et à  $V = V_0$  sont les cercles :

$$(r^2 + x^2 + 1) \operatorname{th} U_0 + 2r = 0 \tag{19}$$

$$(r^2 + x^2 - 1) \operatorname{tg} V_0 - 2x = 0 \tag{20}$$

La transformation définie par (12) ou par (14) et (15) est une transformation conforme, les courbes définies par (17) et (18) sont donc orthogonales ce qui est agréable pour la lecture. Remarquons que les parallèles aux axes de coordonnées  $OU$  et  $OV$  sont les lignes telles que  $|\rho| = C^{te}$  et  $\arg \rho = C^{te}$ .

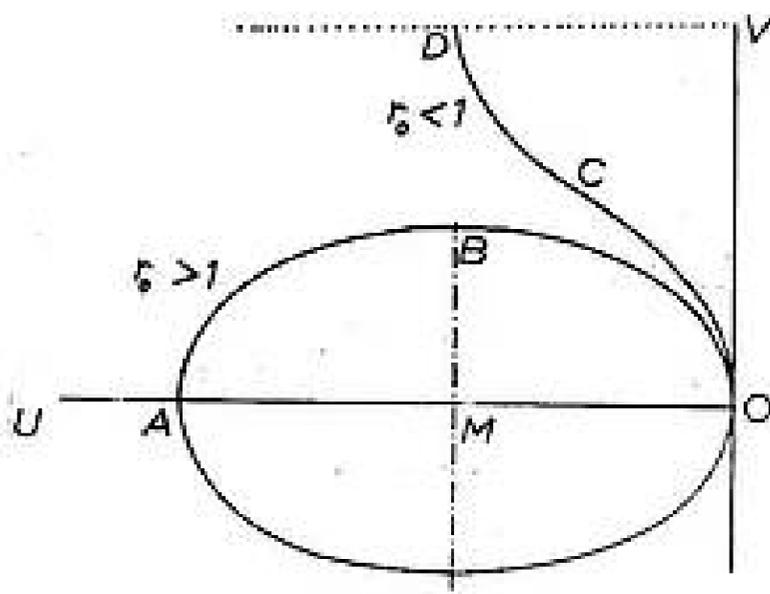


FIG. 3

1° courbes  $r = r_0$  (équation (17) ) (fig. 3).

Ces courbes ont  $OU$  comme axe de symétrie. Si  $r_0 < 1$ , elles ont le point  $C$  comme centre de symétrie, si  $r_0 > 1$  le point  $M$ .

Voici les éléments remarquables commodes pour tracer ces courbes :

Point	abscisse	ordonnée	pen- te	rayon de courbure
A	$-2 \operatorname{arg} \operatorname{coth} r_0$	0	$\infty$	$1/r_0$
B	$-\operatorname{arg} \operatorname{coth} r_0$	$\operatorname{arcsin}(1/r_0)$	0	$-1/\sqrt{r_0^2-1}$
C	$-\operatorname{arg} \operatorname{th} r_0$	$\pi/2$	$-\sqrt{-1+1/r_0^2}$	$\infty$
D	$-2 \operatorname{arg} \operatorname{th} r_0$	$\pi$	$\infty$	$1/r_0$
O	0	0	$\infty$	$-1/r_0$

2° Courbes  $x = x_0$  (équation (18) fig. 4).

Ces courbes ont  $OV$  comme axe de symétrie, mais seules les valeurs négatives de  $U$ , qui correspondent à  $r$  positif, conviennent au cas de lignes sans élément actif. La droite d'ordonnée  $\operatorname{arc} \operatorname{cotg} x_0$  est axe de symétrie.

Voici les éléments remarquables :

Point	abscisse	ordonnée	rayon de courbure
O	0	0	$1/x_0$
E	$-\operatorname{arg} \operatorname{sh} 1/x_0$	$\operatorname{arc} \operatorname{cotg} x_0$	$1/\sqrt{1+x_0^2}$
F	0	$2 \operatorname{arc} \operatorname{cotg} x_0$	$-1/x_0$

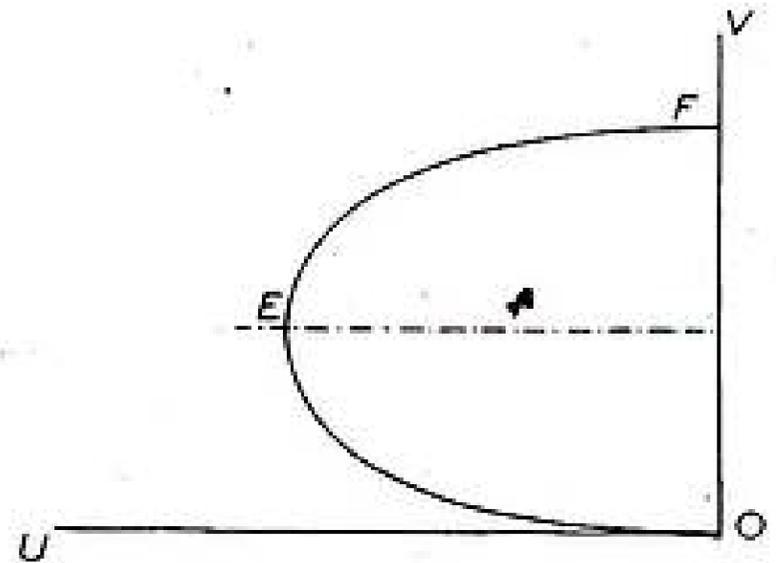


FIG. 4

Le lieu des sommets  $B$  et  $E$  est la courbe d'allure parabolique :  $\operatorname{tg} \frac{V}{2} + \operatorname{th} \frac{U}{2} = 0$

**Propriétés du diagramme logarithmique.**

Le diagramme logarithmique défini par la relation (12) ou les équations (17) et (18) ou (19) et (20) est représenté figure 5 (\*).

Il donne les mêmes renseignements usuels que le diagramme de Smith, mais avec des constructions géométriques où une règle suffit parce qu'aucune rotation n'est plus nécessaire. Voici quelques exemples :

1° Le coefficient de réflexion  $\rho$  est connu en un point de la ligne. Quelle est en ce point la valeur de l'impédance réduite  $z$  ?

Si  $\rho$  est connu, nous avons  $U = \operatorname{Log} |\rho|$  et disposons en abscisses d'une échelle graduée directement en  $|\rho|$ . L'argument  $V$  de  $\rho$  est lu en ordonnées. L'intersection des parallèles aux axes données par  $|\rho|$  et  $\arg \rho$  détermine le point  $z = r + jx$ . On lit  $r$  et  $x$  sur les deux courbes passant par ce point.

2° Inversement,  $z$  étant connu et représenté par le point de rencontre des courbes  $r$  et  $x$ , nous lisons directement  $|\rho|$  en abscisse et  $\arg \rho$  en ordonnée.

3° Transformation d'impédance par une ligne sans pertes.

(\*) La reproduction des figures 3 et 4 est interdite pour tous pays. Le diagramme de la figure 5 est édité par la Compagnie Française des Diagrammes, 24, Bd d'Inkermann, à Neuilly (Seine).

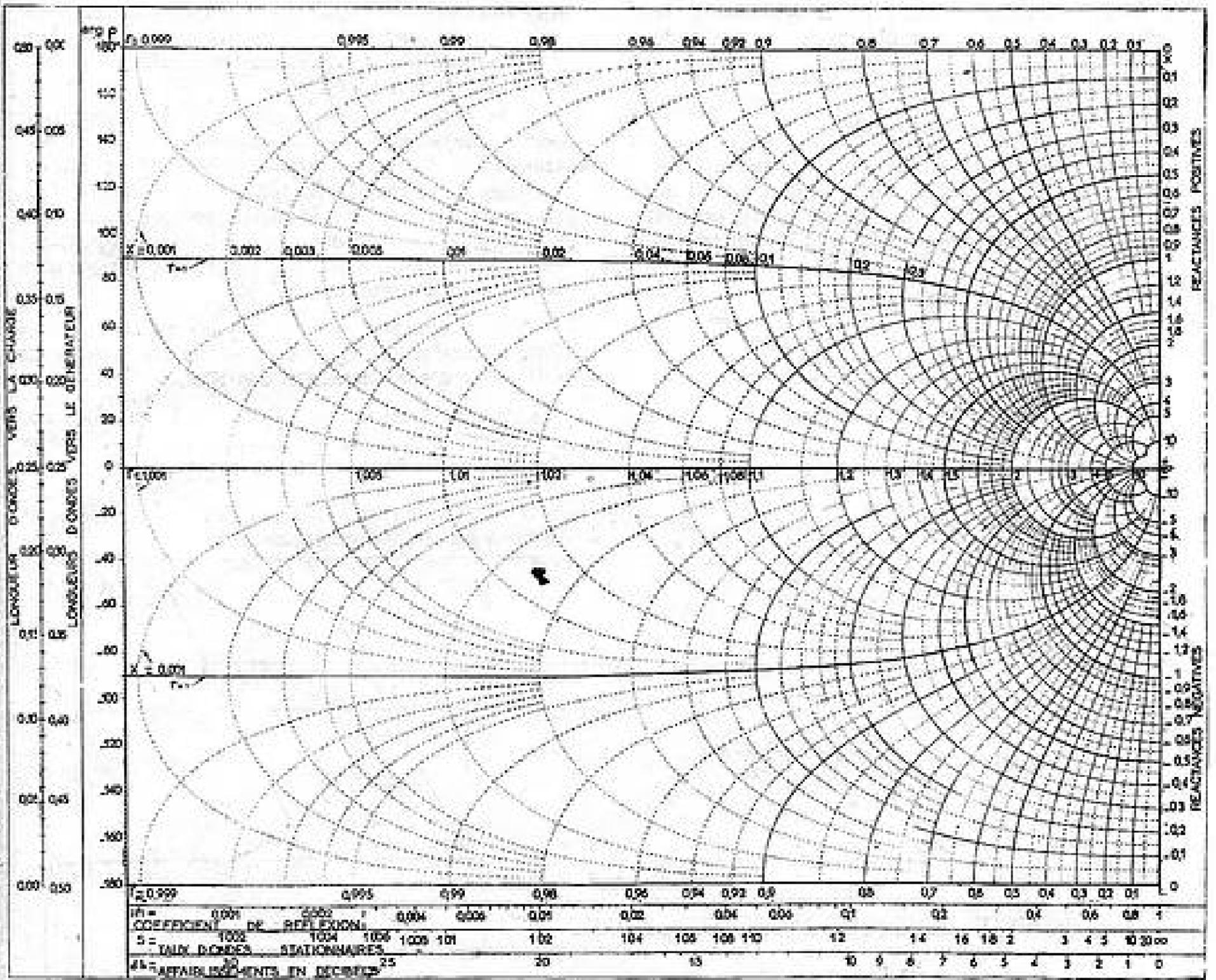


FIG. 5

L'équation (14) se réduit à  $U_1 = U_2$  et (15) donne  $V_1 = V_2 + 2\beta d$  en faisant abstraction du terme éventuel  $2K\pi$ . Tandis qu'avec le diagramme de Smith une rotation est nécessaire (fig. 2 a) pour obtenir l'impédance apparente  $z_2$  en A, en fonction de  $z_1$  en B (fig. 1) avec le diagramme logarithmique une translation de  $2\beta d = 4\pi d/\lambda$  suffit.

Il est commode d'utiliser en ordonnées deux échelles de longueurs d'ondes graduées l'une vers la charge

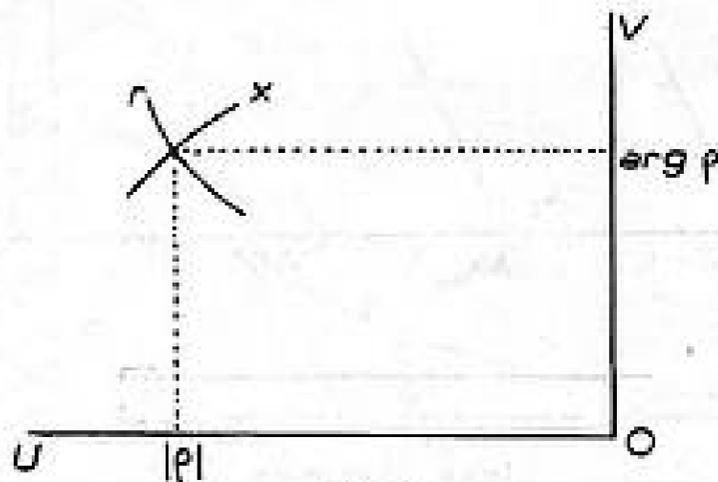
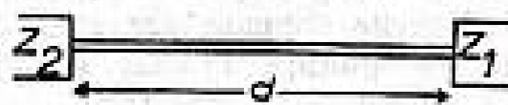


FIG. 6

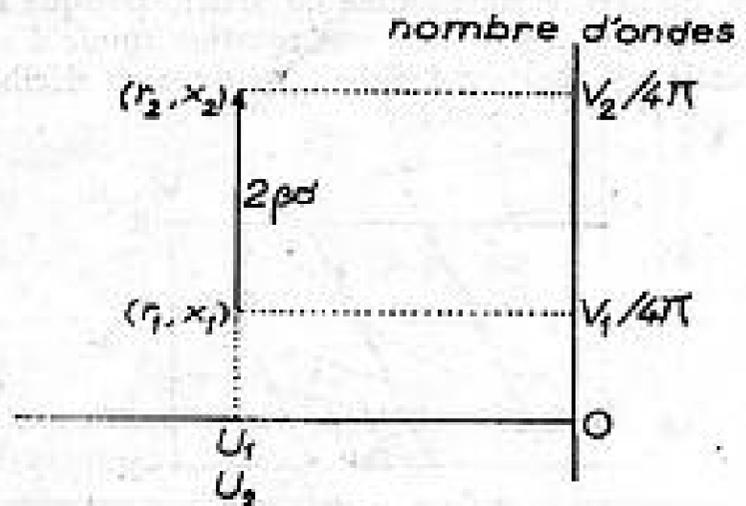


FIG. 7

## MATÉRIEL DE QUALITÉ B. F.

Télécommunications  
Radiodiffusion  
Sonorisation

# LE

Atténuateurs  
Transformateurs  
Selfs - Correcteurs - Filtrés  
Amplificateurs - Appareils de mesures  
Équipement de studios et radio-reportages  
Appareils de comptage électronique (C.E.A.)

**LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ**

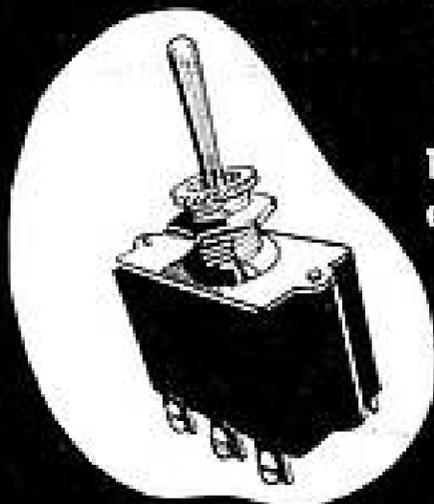
41, RUE ÉMILE ZOLA - MONTREUIL-S/BOIS - AVR. 39-20

Publi-Promat 72

Publ. GEAD

## INVERSEURS à contacts en argent massif

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



Tous les interrupteurs  
et inverseurs, unipo-  
laire et bipolaires  
à cosses et à vis  
de 2 A à 10 A

Appareillage Professionnel  
Radioélectrique

**Ets Jean ROGERO**

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

Dépôt :

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

*Tous les fils*  
Pour :  
ÉLECTRONIQUE  
TÉLÉCOMMANDE  
RADIO - AVIATION - H.T.  
**GABLES COAXIAUX**  
TOUS FILS SPÉCIAUX  
SUR DEVIS

# PERENA

48, Bd. VOLTAIRE - PARIS XI  
TEL: VOL 48-90 +

FICHES COAXIALES HF  
& Haute Impédance Coaxiale

C.I.P.R.

Fiche Standard Télévision R2 — Gamme Complète

PARTOUT OÙ IL FAUT FAIRE VARIER LA TENSION

# VARIAC

AUTOTRANSFORMATEUR A  
RAPPORT DE TRANSFORMA-  
TION VARIABLE AVEC PISTE  
TRAITÉE "DURATRAK" (NOM DÉPOSÉ)

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

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



**ETS RADIOPHON**

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10<sup>e</sup>) - PRO. 53-03, 04

## POTENTIOMÈTRES



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

# Variohm

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

Publ. RAPT

(vers le haut), l'autre vers le générateur (vers le bas).  $\Delta V/4\pi = \Delta d/\lambda$  est évalué en nombres d'ondes.

4° Transformation d'impédance par une ligne avec pertes.

Supposons que l'on veuille connaître une impédance réduite  $z_1$  à partir de la valeur  $z_2$  de l'impédance que l'on mesure à une distance  $d$  de  $z_1$  sur la ligne. Les équations (14) et (15) résolvent ce problème. Il en est de même grâce à (12) et (13) pour connaître  $\rho_1$  en fonction de  $\rho_2$ .

Les deux translations

$$2\alpha d \text{ parallèle à } OU$$

et

$$2\beta d + 2K\pi \text{ parallèle à } OV$$

peuvent être composées en une translation oblique unique (fig. 8).

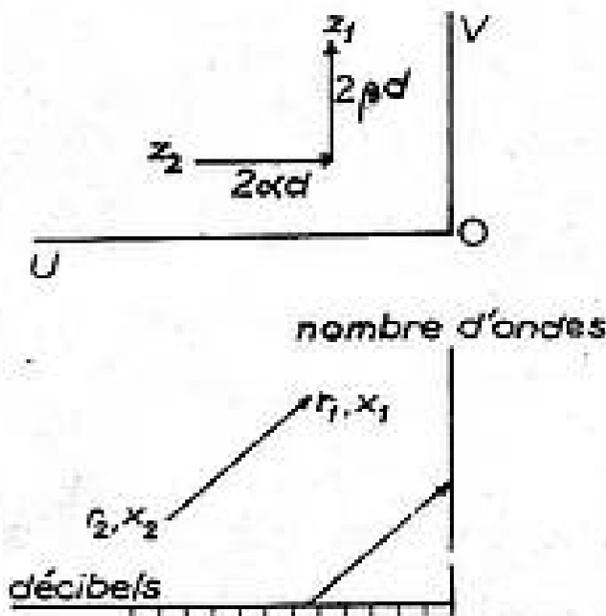


FIG. 8

Sa projection horizontale  $2\alpha d$  correspond à un affaiblissement de  $8,686 \alpha d$  décibels lu sur une échelle en décibels à divisions équidistantes portée en abscisses.

Sa projection verticale  $2\beta d + 2K\pi$  est lue facilement soit sur l'échelle donnant  $\arg \rho$  en degrés, soit sur l'échelle en nombre d'ondes  $d/\lambda$  portée en ordonnées.

La construction géométrique est donc bien plus simple qu'avec le diagramme de Smith, puisque sur ce dernier (fig. 2 b) il faut une rotation suivie d'une translation le long de l'alidade graduée en décibels

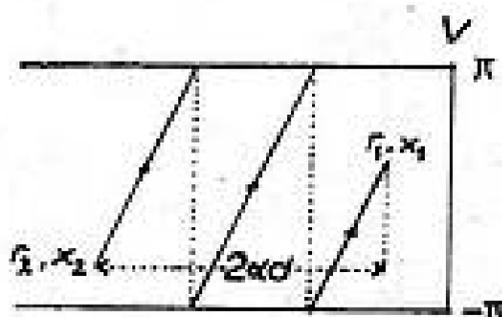


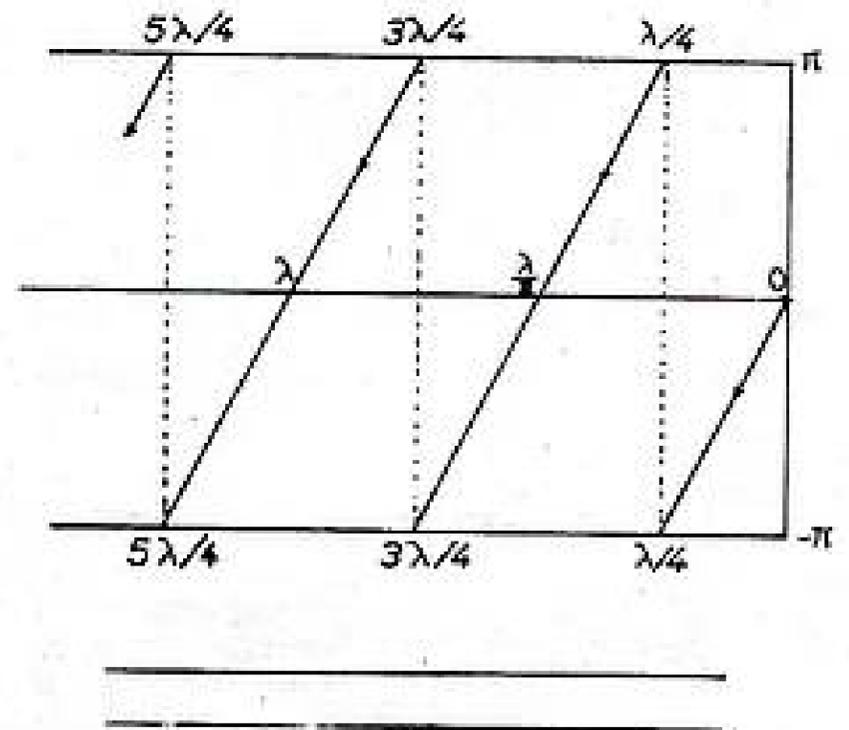
FIG. 9

qui tourne autour du centre du diagramme. Ici, en faisant glisser une équerre sur une règle on fera en série toutes les transformations relatives à une ligne de longueur donnée.

Si le point figuratif tombe hors du diagramme parce que  $d$  est trop grand, on l'y ramènera par translation de  $2K\pi$  parallèlement à  $OV$  ce qui ne change pas les impédances réduites : une fois parvenu au bord du diagramme le vecteur oblique est ramené à l'autre bord par translation de  $2\pi$ , cette opération est répétée jusqu'à ce que l'extrémité du vecteur soit sur le diagramme (fig. 9).

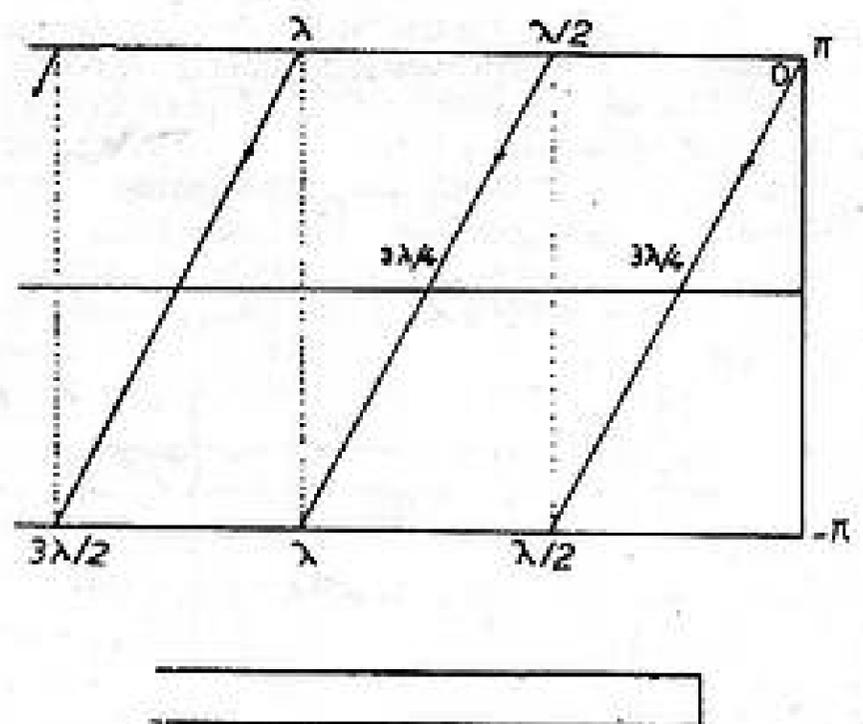
5° En application de (4) voyons comment varie l'impédance d'une ligne ouverte en fonction de la distance  $d$  à son extrémité (fig. 10 a).

Le point de départ est  $\rho_1 = +1$ , ou  $r = \infty$ ,  $x = \infty$ . Au lieu d'avoir une spirale comme sur le diagramme de Smith, nous avons une droite oblique



Ligne ouverte

FIG. 10 a



Ligne fermée

FIG. 10 b

dont il suffit de tracer le premier tronçon pour obtenir les suivants par translations successives.

6° Variation de l'impédance le long d'une ligne avec pertes terminée par un court-circuit.

Le point de départ est (pour  $d = 0$ )  $\rho_1 = -1$ , ou  $r = 0, x = 0$  (fig. 10 b).

L'abscisse est encore  $2\alpha d$ , mais l'ordonnée est  $\pi - 2\beta d$ . Les figures 10 a et 10 b montrent bien que si  $d$  augmente suffisamment  $r$  tend vers 1 et  $x$  tend vers zéro, ainsi que  $\rho$ .

7° Transformation impédance-admittance.

Pour passer de l'impédance réduite  $z$  à l'admittance réduite  $a = 1/z$ , remplaçons dans (12)  $z$  par  $1/a$ . Nous avons :

$$e^{U+iV} = \frac{1-a}{1+a} = \frac{a-1}{a+1} \cdot e^{i\pi}$$

Ceci montre par comparaison avec (12) qu'une translation de  $\pi$  parallèlement à  $OV$  permet de passer de  $a$  à  $z$  et inversement une translation de  $-\pi$  de  $z$  à  $a$  (fig. 11).

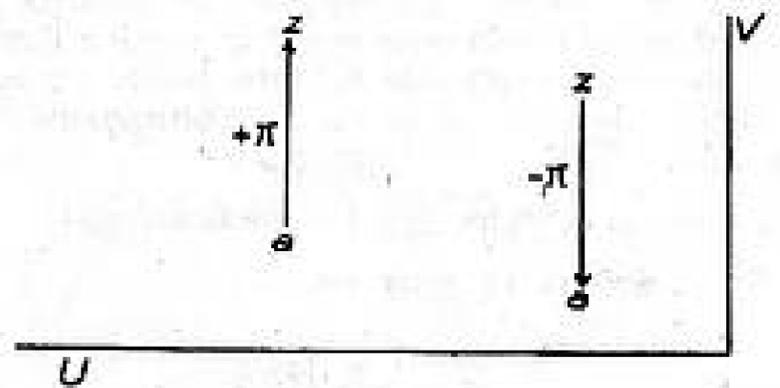


FIG. 11

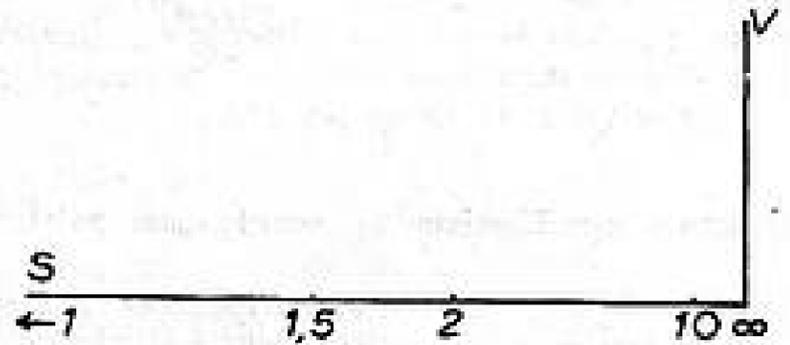


FIG. 12

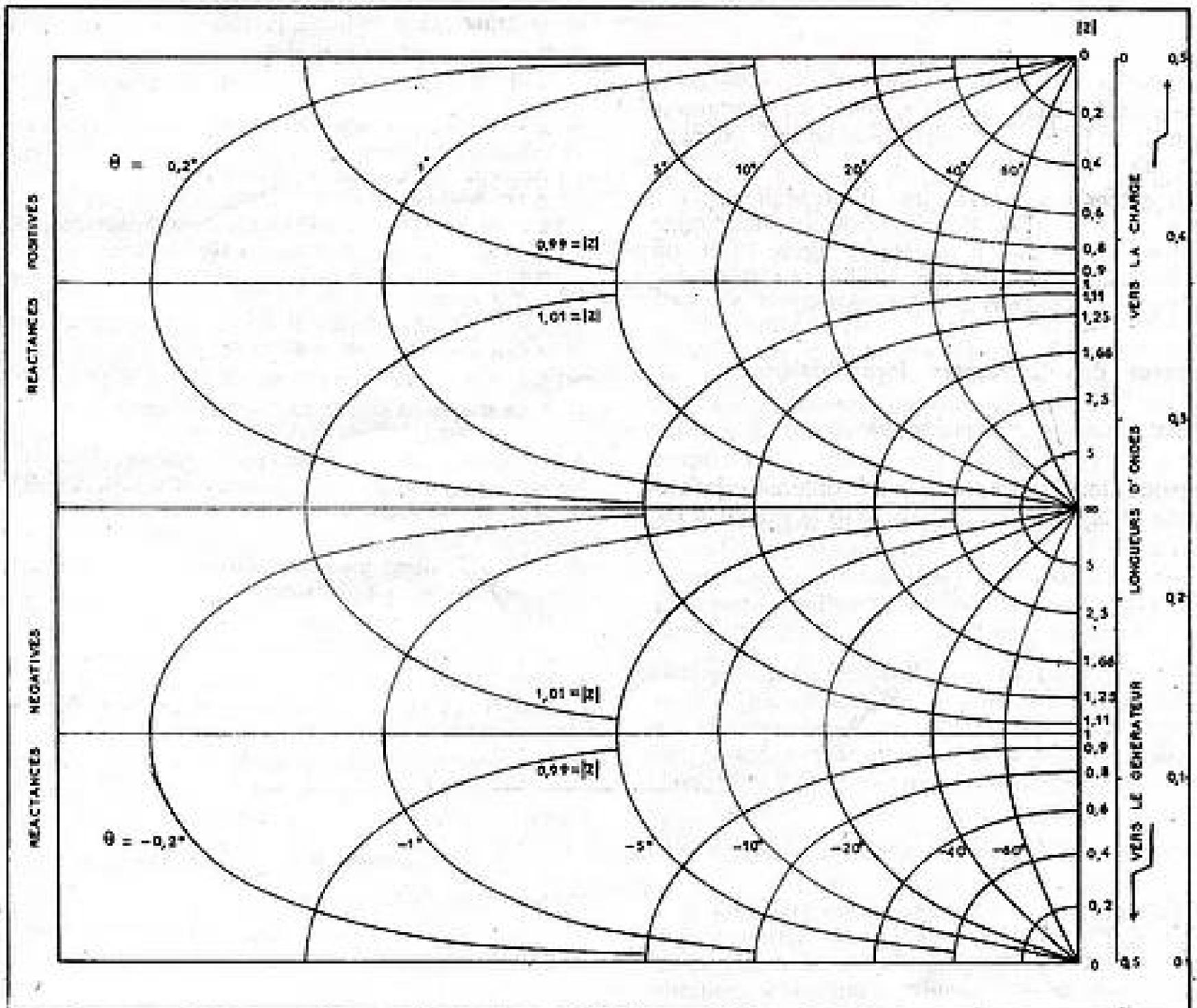


FIG. 13

Cette translation, qui remplace la symétrie par rapport au centre du diagramme de Smith a l'avantage de rester applicable sur une bande verticale découpée dans le diagramme logarithmique et agrandie.

8° Mesure du taux d'ondes stationnaires.

Par définition ce taux est :

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Ici  $S = -\coth U/2$  qui ne dépend pas de  $V$ , on peut (fig. 12) donc porter en abscisses une graduation en taux d'ondes stationnaires.  $S$  sera connu soit si  $|\rho|$  est connu soit si  $z$  est connu par  $r$  et  $x$ .

### Diagramme logarithmique en coordonnées polaires.

Au lieu de représenter une impédance réduite  $z = r + jx$ , par ses composantes réelle  $r$  et purement complexe  $x$  on peut la représenter en coordonnées polaires par son module et son argument  $\theta$  :

$$z = |z| e^{j\theta}$$

La relation de transformation (9), qui a donné le diagramme de Smith en  $r$  et  $x$ , donne un diagramme de Smith en  $|z|$  et  $\theta$  d'aspect plus simple (8) mais ayant mêmes propriétés.

Bien entendu il est possible d'introduire  $|z|$  et  $\theta$  dans la relation (12). Ceci conduit au diagramme logarithmique en  $|z|$  et  $\theta$  représenté figure 13 et qui jouit des mêmes propriétés que celui en  $r$  et  $x$ , propriétés que nous venons de voir en détail.

### Avantages du diagramme logarithmique

#### 1° AVANTAGES DE REPRÉSENTATION.

Lorsque l'impédance n'est pas très différente de l'impédance caractéristique ( $r \neq 1, x \neq 0$ ) la précision est

meilleure qu'avec un diagramme de Smith ordinaire parce que les divisions sont plus larges à  $\Delta r$  et  $\Delta x$  égaux. Un diagramme unique donne donc la région voisine de l'impédance caractéristique, qui est la plus fréquemment employée, avec un grand étalement et conserve aux autres régions une précision suffisante.

Dans le cas de lignes de faible longueur ou d'impédances peu différentes les unes des autres, on pourrait utiliser une bande agrandie limitée à la région dont on aurait besoin puisqu'ici les translations ont l'avantage de ne pas obliger à faire figurer le point  $r = 1, x = 0$  comme centre de rotation.

Une autre commodité de ce diagramme est, comme on l'a vu, de permettre la lecture directe des affaiblissements sur une échelle linéaire en décibels.

#### 2° AVANTAGES D'EMPLOI.

Toutes les opérations graphiques se ramenant à une seule translation, une simple règle suffit pour utiliser le diagramme logarithmique, sans que l'on ait besoin d'un compas ou d'un rapporteur. Cet avantage sur le diagramme de Smith est encore plus marqué dans le cas des lignes avec pertes parce qu'une seule translation oblique remplace alors une rotation suivie d'une translation.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.H. SMITH. — *Electronics*, 12, 1939, p. 29 (janvier) et 17, 1944, p. 130 (janvier).
- [2] L.F. WOODRUFF. — *Ultra-High Frequency Techniques*. Van Nostrand Co.
- [3] G.A. DESCHAMPS. — *Electrical Communication*, 30, 1933 (septembre), p. 247-254.
- [4] A.R. VON HIPPEL. — *Dielectric Materials and applications*, Wiley & Chapman et Hall, 1954, p. 36 et suivantes.
- [5] J. BESORT. — *Annales des Télécomm.*, 4, 1949, p. 25.
- [6] S. LE MONTAIGNER et J. LE BOY. — *Comptes Rendus Ac. Sc.*, 233, 1951, p. 1017.
- [7] A. LEBRUN. — *Téle*, Lille, 1953, p. 63 et suivantes.
- [8] G.L. RAGAN. — *Microwave Transmission Circuits*, p. 69-70, M.I.T. Radiation Lab. Series, tome 9, Mc Graw Hill, New York 1948.



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

# SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

69, RUE DE MONCEAU, PARIS-8<sup>e</sup> - TÉL. : LABORDE 60-50

GIORGI

## APPAREILS ÉLECTRIQUES DE MESURE



**APPAREILS ÉTANCHES  
ANTICHOCS**

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

APPAREILS SPÉCIAUX SUR DEMANDE

**RELAIS GALVANOMÉTRIQUES  
DE SÉCURITÉ**

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



# ALBERT LE BŒUF & FILS

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

# LE CONTROLE EN COURS DE FABRICATION <sup>(1)</sup>

PAR

J.W. de LIGNY et A.H. SCHAAFSMA

N.V. Philips, Eindhoven

## 1. Introduction.

Dans un précédent article, l'un de nous a discuté des principes généraux du « contrôle statistique ». On est parti de l'idée que le contrôle ne doit pas s'appliquer en premier lieu aux produits, mais au processus de fabrication. Nous traiterons dans cet article des moyens statistiques qui sont pratiquement indispensables dans ce genre de contrôle. A cet effet il est nécessaire d'établir une distinction entre :

a) le contrôle des grandeurs qui doivent être mesurées ; c'est le contrôle dit « des facteurs variables » ;

b) le contrôle des grandeurs auxquelles on ne peut donner que l'appréciation « bonne » ou « incorrecte » ; c'est le contrôle dit « attributif ».

Nous nous limiterons ici aux méthodes qui sont utilisables dans la fabrication de pièces. Nous ne parlerons pas des méthodes spécialement utilisées dans l'industrie chimique.

## 2. Le contrôle attributif.

Dans le contrôle attributif, on part du principe suivant : « Celui qui travaille peut se tromper » (*errare humanum est*). Cela veut dire qu'il est inutile d'essayer d'atteindre zéro pour cent de déchet, mais qu'il faut se contenter d'un pourcentage assez bas.

Supposons que nous désirions contrôler un processus de fabrication de façon statistique, parce que l'on dépasse souvent le pourcentage de déchet considéré raisonnable. Comme nous désirons baser le contrôle sur des essais de sondage que l'on effectuera à des temps déterminés (voir article précédent), nous devons considérer entre autres les points suivants :

a) l'importance de l'essai de sondage ;

b) le nombre de produits incorrects admis dans l'essai de sondage,

c) la fréquence à laquelle le contrôle doit être effectué ;

d) par qui le contrôle doit être effectué ;

e) la façon dont on doit réagir au contrôle.

Nous passerons ces points en revue, et nous expliquerons à l'aide d'un exemple pratique comment on peut réaliser les diverses méthodes de contrôle.

### 2.1. L'importance de l'essai de sondage.

Jusqu'ici, il n'est pas encore possible d'établir l'importance de l'essai de sondage selon des règles basées sur la théorie. C'est par l'expérience que l'on saura quelle importance de sondage sera satisfaisante ou non.

Cependant, il convient de se rendre compte que les essais de sondage importants ont l'avantage de permettre de découvrir avec assez de certitude les petites variations de qualité. Dans le cas d'un petit nombre de sondages, la chance deviendra plus petite. Si 2 % est le pourcentage de déchet admis, on découvrira une diminution jusqu'à 4 % plutôt par un grand nombre de sondages que par un petit nombre.

Cela veut dire que dans le cas de contrôle d'une presse Wright, avec laquelle on fait des pièces sur lesquelles on veut vérifier la présence de bavures, et par exemple de certains trous, on se contentera d'un petit nombre de sondages, parce qu'ici le plus souvent tout sera bon ou tout sera incorrect.

Il ne se présente donc pas souvent de petites diminutions de qualité. Aussi 5 ou 10 pièces suffiront comme essai de sondage. Il est difficile de déterminer l'importance maximum de l'essai de sondage. Cependant, plus de 50 pièces ne sont justifiées que rarement.

### 2.2. Le nombre d'erreurs admis dans l'essai de sondage.

Si l'on part du principe que 2 % de déchet sont permis, et que l'on prenne une importance de sondage de 20 pièces ( $n = 20$ ), la question est de savoir sur combien d'exemplaires incorrects on peut compter, si le processus s'effectue avec un déchet de 2 %. En effet, il est évident que l'on ne trouvera pas

(<sup>1</sup> Voir *Onde Électrique*, n° 341, août-septembre 1955.

exactement un pourcentage de 2 % dans l'essai de sondage, car on devrait alors trouver 0,4 de produits incorrects, ce qui est impossible.

En d'autres termes, on devra constater parfois 0 parfois 1, mais, peut-être parfois aussi plus de 1. Il s'agit donc de savoir combien d'exemplaires incorrects peuvent se présenter dans 20 pièces dans les dites conditions. Cela peut être facilement trouvé. Il suffit d'effectuer plusieurs sondages dans un lot de bons produits, auquel on ajoute 2 % de déchet, et de vérifier le résultat. A cet effet, on peut également appliquer le calcul des probabilités. Les deux méthodes mèneront à la même conclusion, à savoir que l'on ne trouve pratiquement jamais 3 exemplaires définitifs dans l'essai de sondage de 20 pièces. Parfois, on en rencontre deux. Si l'on veut réellement admettre 2 % de déchet, il faudra admettre 2 produits incorrects dans les 20 pièces, sinon on risque de rejeter des pièces à tort. Cela freinerait le rythme de la fabrication, ce que l'on doit éviter.

Le tableau ci-dessous est le résultat logique de ce qui précède :

TABLEAU I

Pourcentage de déchet admis	Importance de l'essai de sondage				
	10	20	30	40	50
1	1	1	2	2	2
2	1	2	3	3	4
3	2	3	4	4	5
4	2	3	4	5	6
5	2	4	5	6	7

Nombre de produits incorrects à admettre dans l'essai de sondage en fonction du pourcentage et de l'importance de l'essai de sondage.

### 2.3. La fréquence du contrôle.

Il va sans dire que la fréquence du contrôle est également fonction de l'importance de l'essai de sondage, parce qu'en général, on devra se contenter d'un nombre restreint d'heures de contrôle.

On ne saurait la fixer, pas plus que  $n$ , à une valeur exacte, et l'on devra, pour atteindre des résultats, se baser sur la pratique. Il faut toujours se souvenir qu'une fréquence élevée implique qu'il y a peu de risque de produire pendant une longue période avec beaucoup de déchet. Une fréquence élevée diminue donc le risque de gaspillage de matériaux. Dans la presse Wright mentionnée sous 2.1., il y a tout intérêt à viser à une fréquence élevée de contrôle, parce qu'une telle machine travaille par heure une quantité importante de matériaux, parfois coûteux. Dans la pratique, les fréquences de contrôle varient de 6 fois par heure à 4 fois par jour.

### 2.4. Qui effectue le contrôle ?

La réponse à cette question est très importante et il faudra bien y réfléchir.

De ce qui a été dit dans l'article précédent, on conclura qu'il est évident que l'on charge l'ouvrier lui-même du contrôle, celui-ci étant responsable de la qualité.

Cependant le plus souvent, cela n'est pas possible, parce qu'il lui manque le temps nécessaire, étant donné qu'il est constamment occupé à la commande d'une machine de prix élevé. Il arrive aussi que cette solution ne soit pas acceptable, parce qu'un ouvrier individuel ne saurait pas toujours donner un bon jugement, surtout s'il s'agit de caractéristiques de qualité très subjectives, et dans le cas où beaucoup de personnes effectuent un travail identique. On n'obtiendra l'uniformité de jugement que si, dans un groupe d'ouvriers, il n'y a qu'une seule personne qui effectue le contrôle. Dans ces conditions, on a habituellement tendance à charger une personne spéciale du contrôle, cependant souvent à tort. En effet, il vaut mieux charger le contremaître ou le chef d'équipe du contrôle, ceux-ci étant tout indiqués pour diriger les travaux de qualité.

A cet effet, ils ne sauraient mieux faire qu'effectuer le contrôle eux-mêmes, ce qui leur permet de rester bien au courant du cours des travaux. Cela provoque peut-être bien un grand changement dans leur travail, constituant souvent une amélioration. Beaucoup d'entre eux agissent principalement comme portefaix, ou effectuent de petits travaux qui, au fond, ne font pas partie de leur tâche proprement dite. Souvent, l'idée suggérée n'est pas réalisable. Cependant, il convient de ne pas l'oublier le cas échéant, parce qu'elle comporte beaucoup d'avantages dans la pratique.

### 2.5. La réaction au contrôle.

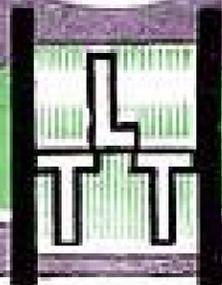
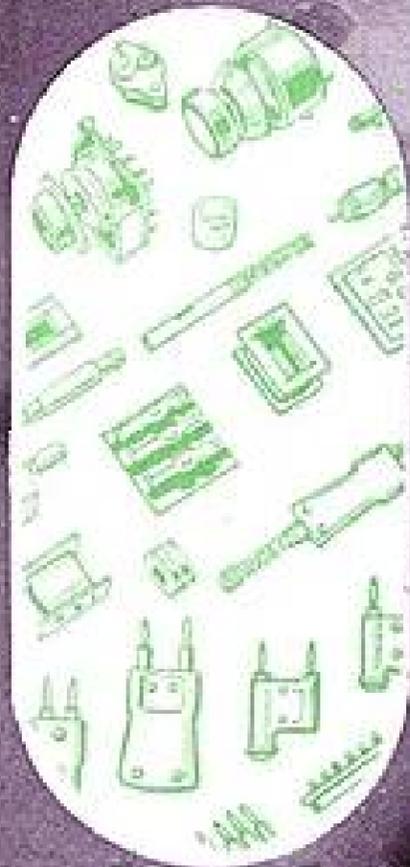
Si l'on trouve dans le sondage dont nous venons de parler sur 20 pièces 3 produits incorrects, il est pratiquement sûr que l'on travaille à plus de 2 % de déchet. Dans ce cas, on ne trouvera évidemment presque jamais 3 pièces.

Toutes sortes de conditions déterminent la façon dont on devra réagir. Si l'on a affaire à des débutants qui ne sont pas encore maîtres de leur travail, on devra donner des instructions plus rigoureuses. On pourrait aussi considérer de leur faire trier la production faite dans la période à laquelle se rapporte le sondage. Pas nécessairement à titre de sanction, mais plutôt pour les forcer à arriver à un jugement correct de la qualité désirée.

Il en est à peu près de même des ouvriers qualifiés. Dans quelques cas, on pourra améliorer la qualité en rendant le travail rejeté à l'ouvrier, mais le plus souvent, on aura plus d'intérêt à montrer la façon d'éviter les erreurs commises ; ainsi, il sera superflu à la longue de rendre le travail, parce que la qualité sera presque toujours raisonnable. De préférence, on n'aura donc pas recours aux « sanctions », mais on essaiera d'éviter le déchet.

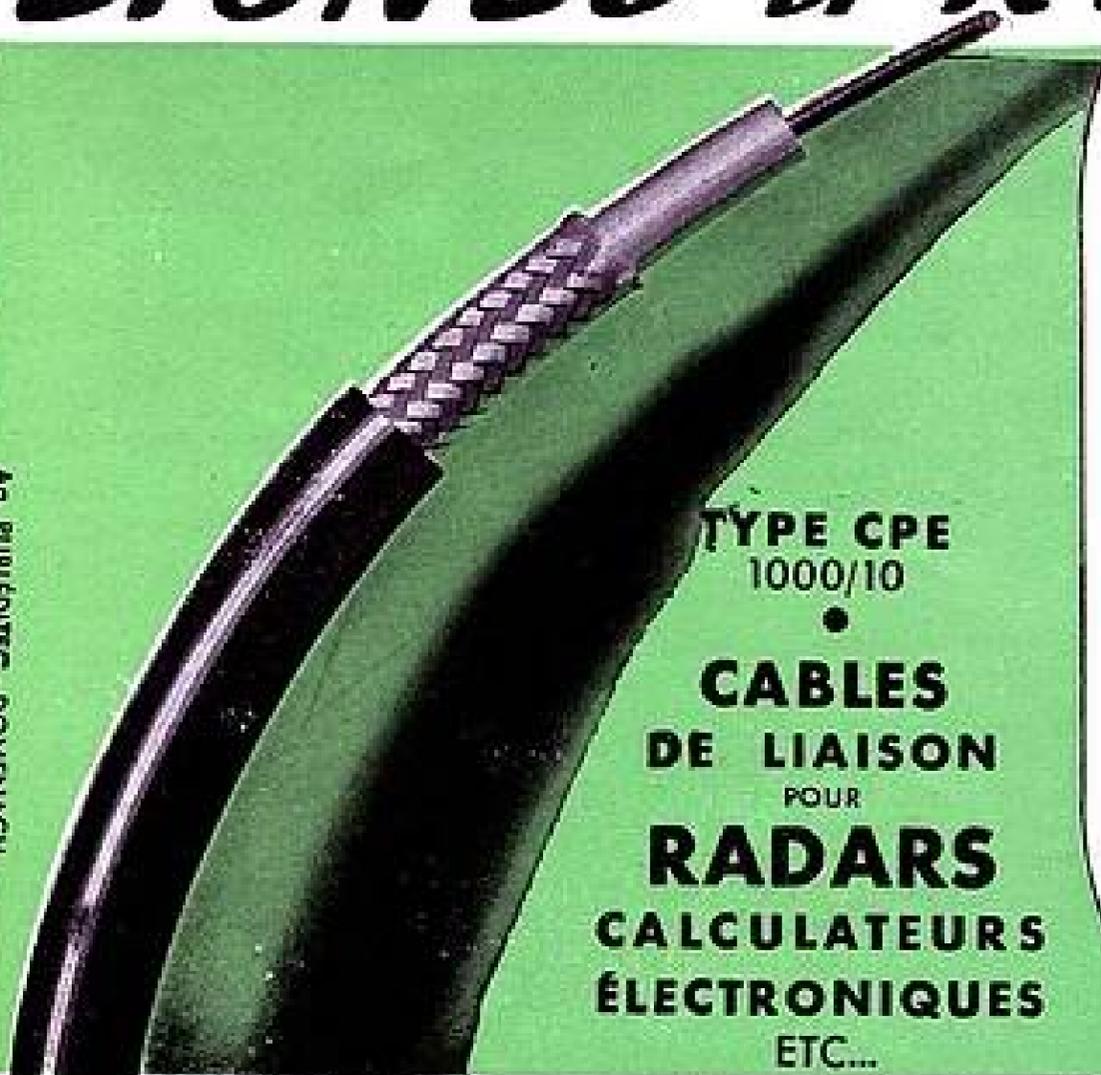
Toute la situation change si des défauts de machine et d'outils sont la cause de la diminution de la qualité. Les réactions nécessaires sont alors de nature technique, et ne s'appliquent pas au personnel.

*Pièces* DÉTACHÉES *professionnelles*



DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX SERVICES D'INSTALLATION LABORATOIRES  
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS (16<sup>e</sup>) TELEPHONE: TROCADERO 12-71 et 12-85

# LIGNES à RETARD...

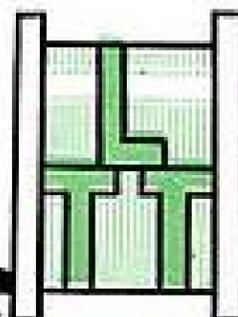


**TYPE CPE  
1000/10**  
●  
**CABLES  
DE LIAISON  
POUR  
RADARS  
CALCULATEURS  
ÉLECTRONIQUES  
ETC...**

## CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

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

\* Câbles de caractéristiques différentes étudiés sur demande.



**LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES & TÉLÉPHONIQUES**  
89 RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16<sup>e</sup> - TÉLÉPHONE:

**PARIS**

TRO. 12.71 - 12.85 - 45.50



II. — Pièces détachées qui, au point de vue qualité, dépendent à un degré très élevé des ouvriers.

Il s'agit ici d'articles du groupe II. Chaque personne qui y travaille a une fiche de contrôle correspondant à sa place de travail. Le chef d'équipe effectue le contrôle.

Pour donner une idée du formulaire utilisé, nous nous référons à la figure 2 et à ce qui suit :

A	
B	C
D	E
	F

FIG. 2. — Schéma du formulaire de la figure 1

La partie A est l'en-tête dans laquelle se trouvent les données concernant le produit, l'ouvrier et le pourcentage de contrôle.

La partie B est la spécification d'erreurs.

La partie C est l'enregistrement d'erreurs, lequel est utilisé comme directive pour les actions à entreprendre. Cette partie de la fiche est très importante, comme on le verra plus tard.

La partie D marque l'importance du sondage et la fréquence du contrôle.

La partie E est, à côté de la partie C, la partie

active proprement dite de la fiche de contrôle, parce que les résultats des sondages y sont précisés. Le nombre d'erreurs admis dans le sondage, indiqué par un trait fort, résulte du pourcentage de déchet admis et de l'importance du sondage du tableau 1.

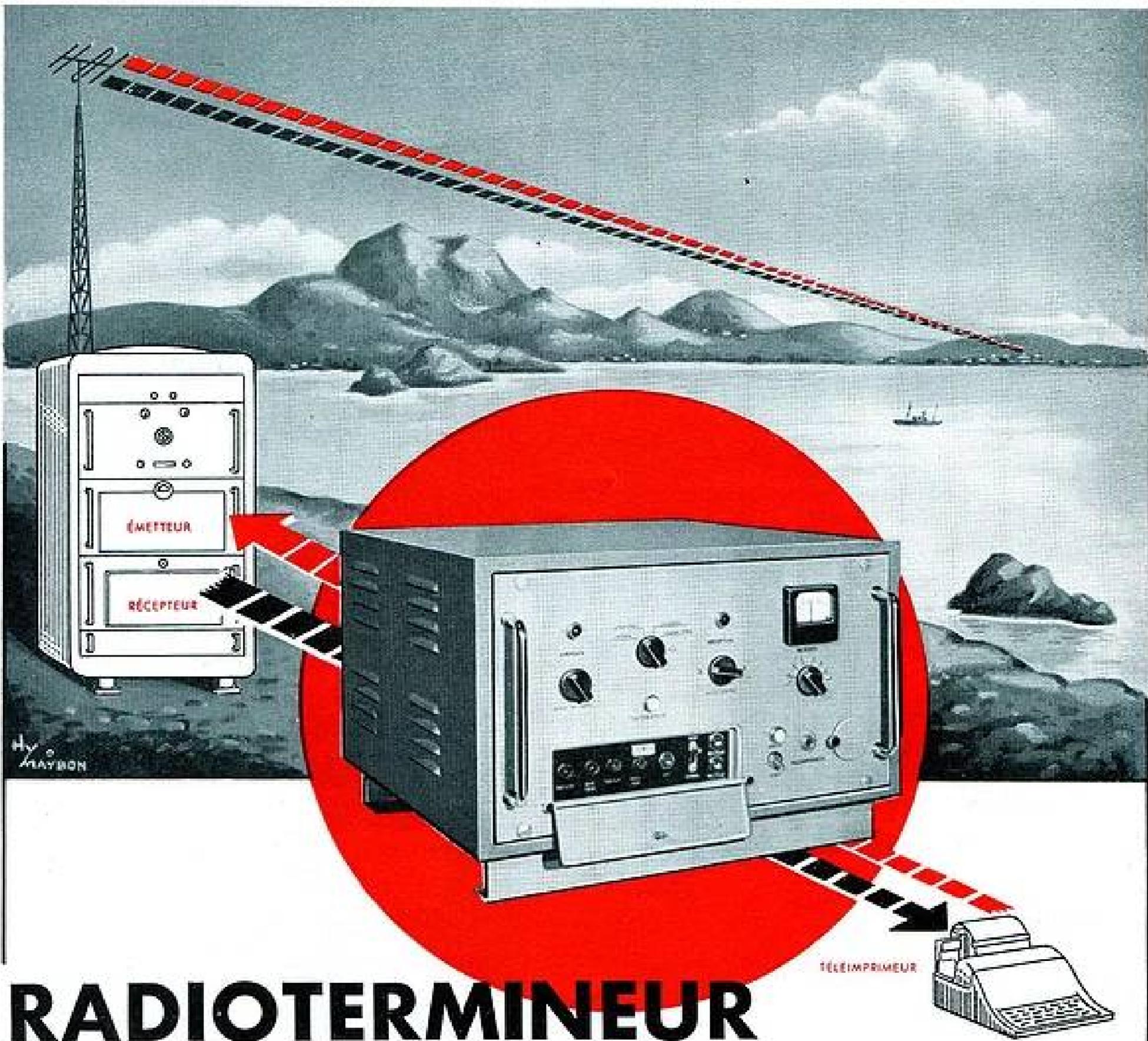
La partie F est le « compte-rendu » du temps du contrôleur (dans ce cas donc, le chef d'équipe).

Le pourcentage de déchet admis est ici 2 %. Des périodes précédentes ont montré qu'il est bien possible de s'en tenir à ce pourcentage, et de le déterminer donc effectivement à la base de l'expérience.

L'importance du sondage et la fréquence du contrôle sont donc adaptées à la possibilité pratique de charger le chef d'équipe de ces travaux. La fréquence n'a pas été choisie très élevée, parce qu'ici le processus de fabrication n'est pas sujet à des fluctuations brusques et importantes, contrairement aux articles du groupe I par exemple.

Le formulaire que l'on appelle « fiche à croix » n'a pas besoin d'explications complémentaires. Nous voudrions encore faire remarquer que dans l'essai de sondage n° 15 (fig. 1), on a trouvé plus de produits incorrects que l'on n'en peut admettre. Cela se manifeste dans le dépassement du trait fort. On a tout de suite réalisé une correction technique et immédiatement après, le chef d'équipe a effectué un contrôle, comme on peut le voir dans le formulaire.

Dans notre prochain et dernier article, nous parlerons des autres actions à entreprendre pour en venir aux meilleurs résultats possibles à l'aide de ce contrôle.



# RADIOTERMINEUR TELEGRAPHIQUE TT485

\*  
Cet appareil permet l'emploi de téléimprimeurs sur une liaison radiotéléphonique (A 3), à l'émission comme à la réception, en transformant les signaux télégraphiques en signaux à fréquence vocale, ou inversement.

\*  
**SADIR - CARPENTIER**

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 600.000.000 DE FRANCS. — 101, BOULEVARD MURAT - PARIS 16<sup>e</sup> — TÉL : AUT. 81-25

# NORMALISATION INTERNATIONALE DES CARACTÉRISTIQUES D'INTERCONNEXION DES SYSTÈMES DE FAISCEAUX HERTZIENS

PAR

L. J. LIBOIS

*Ingénieur des Télécommunications*

Lors de sa réunion en septembre 1954 à Genève, la commission IX du C.C.I.R. a procédé à une normalisation provisoire des caractéristiques fondamentales des systèmes de faisceaux hertziens à répartition dans le temps et à répartition en fréquence, ainsi que de ceux destinés à transmettre des signaux de télévision en noir et blanc. On trouvera en annexe les documents les plus importants établis à cette occasion. Le C.C.I.F. dans sa réunion tenue également en septembre à Genève a complété, sur certains points, cette normalisation provisoire, notamment en ce qui concerne les niveaux aux points d'interconnexion par groupes de voies : nous en tiendrons compte explicitement dans les annexes.

Pour plus de clarté nous avons classé les documents les plus importants sous les différentes rubriques suivantes (1).

## I. — Systèmes de faisceaux hertziens à multiplexage par répartition dans le temps.

En ce qui concerne l'interconnexion aux fréquences vocales le C.C.I.R. se réfère simplement aux recommandations déjà faites à ce sujet par le C.C.I.F.

Les projets de rapport reproduits aux annexes I-A, I-B et I-C notamment le dernier, traitent la question de la normalisation des caractéristiques fondamentales des systèmes multiplex à répartition dans le temps à modulation d'impulsions en position.

(1) Toutes les questions étudiées à cette réunion de la commission IX du CCIR se rattachaient aux questions 90, 91, 92, 93, 96 et 97 du programme général d'études de cette commission dont on trouvera les libellés dans les « Documents de la VII<sup>e</sup> Assemblée Plénière du CCIR » Londres 1953 vol. III, pages 338 à 342.

Nous indiquerons seulement ici les deux points principaux qui ont fait l'objet d'une normalisation provisoire :

— la fréquence de répétition des impulsions (fréquence d'échantillonnage) qui a été fixée à 8 000 c/s pour les systèmes multiplex téléphoniques.

— le nombre d'intervalles élémentaires de temps : il a été indiqué que le système de base devait être le système 12 voies (comme dans les systèmes à courants porteurs) à 14 intervalles de temps (12 voies téléphoniques — 1 voie de service — 1 intervalle de temps réservé à la synchronisation). Les systèmes dits à « 24 voies » devraient comporter  $2 \times 14 = 28$  intervalles de temps, ce qui permettrait d'envisager le regroupement sur un même canal de deux systèmes à 12 voies. On notera également que le fait d'avoir un nombre pair d'intervalles dans le premier cas permet de réaliser commodément des voies de largeur double ; dans le second cas le nombre d'intervalles est divisible par 4 ce qui peut faciliter la constitution de voies à largeur de bande quadruple prévues pour des transmissions spéciales (transmissions radiophoniques par exemple).

Le C.C.I.F. n'a pas étudié en détail la question des systèmes multiplex à répartition dans le temps. Il a cependant fixé lors de l'assemblée plénière de Genève 1954 l'écart diaphonique admissible pour ce type d'équipements. La recommandation du C.C.I.F. est la suivante :

« Quelles que soient la voie perturbatrice et la voie perturbée et quel que soit le taux de modulation de la voie perturbatrice, l'écart diaphonique pour les équipements terminaux d'un faisceau hertzien à modulation d'impulsions en position, mesuré à une fréquence de 800 c/s doit être supérieur ou égal à 7,5 népers (ou 65 décibels).

L'effet statistique n'entrant pas en ligne de compte pour ces systèmes, il n'est pas utile de prévoir des essais dans lesquels des signaux perturbateurs seraient envoyés dans plusieurs voies simultanément ».

La mesure de cet écart diaphonique doit s'entendre comme suit : la voie perturbée n'est pas modulée, on applique à la voie perturbatrice un signal sinusoïdal à 800 c/s d'un niveau quelconque et on mesure le niveau de puissance psophométrique sur la voie perturbée ; l'écart diaphonique est la différence entre ces deux niveaux.

## II. — Systèmes de faisceaux hertziens à multiplexage par répartition en fréquence — Systèmes de faisceaux hertziens à large bande pour transmissions téléphoniques et télévisuelles.

Une normalisation provisoire très importante a été effectuée dans ce domaine par la commission IX du C.C.I.R. complétée par le C.C.I.F. en ce qui concerne les niveaux aux points d'interconnexion des groupes de voies téléphoniques.

L'interconnexion en fréquences vocales ne donne lieu qu'à un avis de principe se référant aux recommandations existantes du C.C.I.F.

L'annexe II-A indique les caractéristiques qu'il y a lieu de normaliser pour permettre une interconnexion aux différents échelons suivants :

- échelon des groupes de voies ;
- échelon de la moyenne fréquence ;
- échelon de la radiofréquence.

Le document 69 (Annexe II-B) est le plus important : il résume la normalisation provisoire adoptée pour les différentes caractéristiques précédentes : nombre de voies, groupements des voies, niveaux, impédances, valeurs de la moyenne fréquence et des excursions de fréquences, plans de fréquences pour les systèmes à large bande à canaux multiples, etc... Le document 62 (Annexe II-C) est en quelque sorte un complément au document 69. Il développe la question des plans de fréquences. On y trouvera indiqué notamment comment doivent être comprises les règles figurant dans le document 69 lorsque l'on a à envisager des dispositions de canaux de natures différentes (téléphonie et télévision) plus complexes que celles représentées sur les figures 1 et 2 du document 69. Toutes les valeurs indiquées dans le document 69 ont été longuement discutées lors de la réunion de Genève : en ce qui concerne les excursions de fréquence, par exemple, il a été tenu compte des raisons qui tendaient à faire adopter des valeurs plus élevées et de celles au contraire qui conduisaient à préconiser des valeurs plus faibles dans certains cas, notamment, par exemple, en ondes métriques où les bandes de fréquences disponibles sont de plus en plus réduites.

La Commission IX du C.C.I.R. n'a pas examiné les questions d'allocations de fréquences qui n'étaient pas de son ressort : elle a cependant attiré l'attention des administrations sur l'intérêt qu'il y avait

non seulement à adopter un plan de fréquences donné mais aussi à fixer, pour une certaine aire géographique, une fréquence centrale commune. Il apparaît dès à présent, par exemple, que le plan de fréquences préconisé dans le document 69 (Annexe II-B) s'appliquerait, en Europe Occidentale, à la bande 3 800 Mc/s — 4 200 Mc/s, la fréquence centrale du plan étant donc fixée alors à 4 000 Mc/s.

Le cas de la transmission de signaux de télévision en noir et blanc est précisé dans le document 79 (Annexe II-D) notamment en ce qui concerne les excursions de fréquence et la fixation de la fréquence de référence.

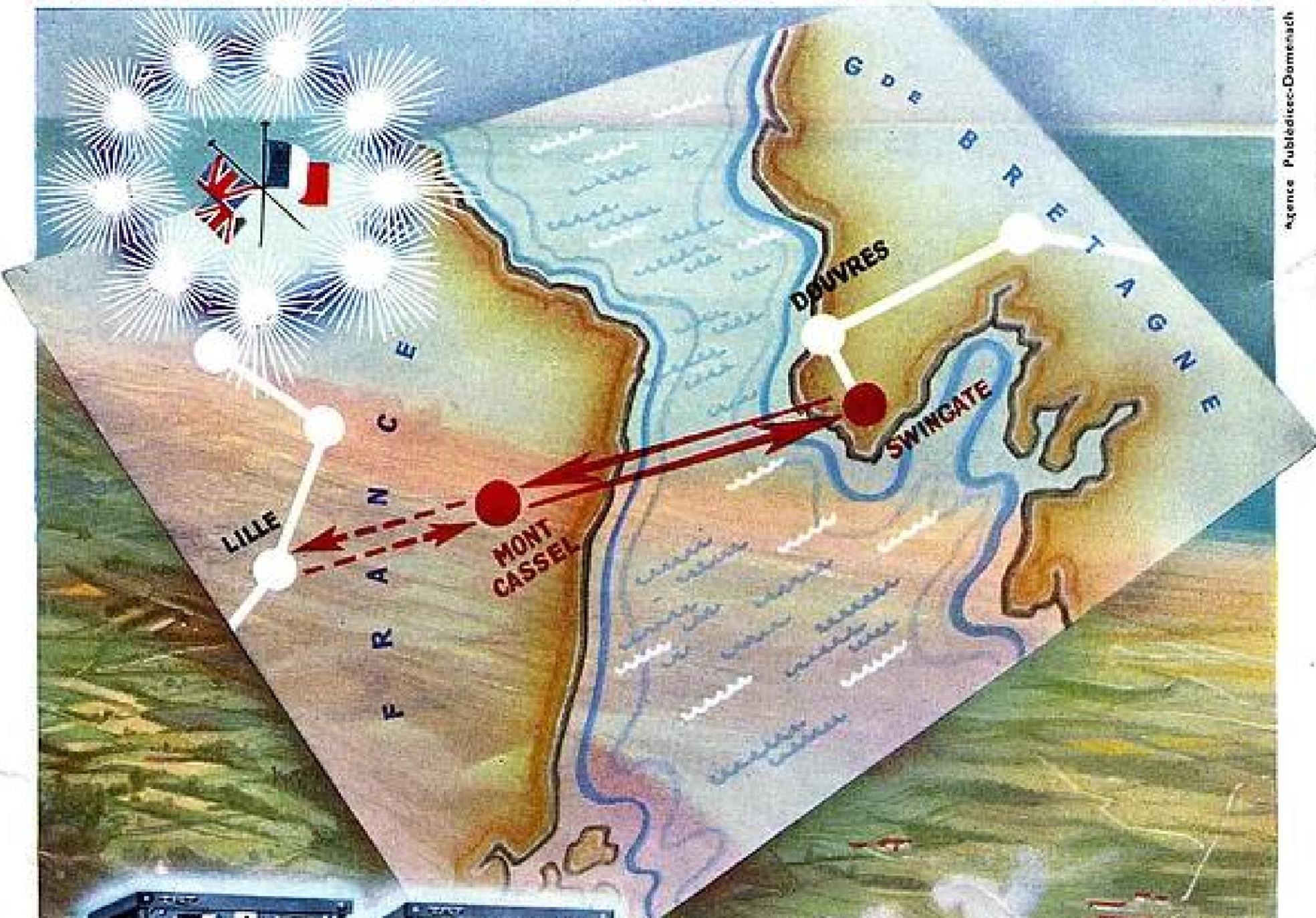
Dans le cas de la transmission de signaux à 819 lignes il est indiqué que l'excursion crête à crête actuelle est de 12 Mc/s : on notera à ce propos que l'excursion primitivement admise par l'Administration Française des P.T.T. était de 8 Mc/s et correspondait à une largeur nominale de la voie HF de 25 Mc/s environ. La normalisation provisoire adoptée par le C.C.I.R. conduit comme cela apparaît dans le document 69 par exemple (Annexe II-B) à prévoir deux types de voies HF : d'une part une voie HF de 15 Mc/s de largeur de bande nominale et permettant de transmettre soit un groupe de 240 voies téléphoniques soit un signal vidéo de télévision de 5 Mc/s de bande au plus ; d'autre part une voie HF de 30 Mc/s de largeur de bande nominale permettant la transmission d'un groupe de 600 voies téléphoniques ou de signaux vidéo de télévision de plus de 5 Mc/s de bande (standard à 819 lignes) ou de signaux exigeant pour la voie de transmission des qualités particulières (télévision en couleurs par exemple). C'est pour profiter au mieux de cette largeur de bande de 30 Mc/s que nous avons été amenés à augmenter l'excursion de fréquence jusqu'à 12 Mc/s.

Le cas de la transmission alternée ou simultanée d'un groupe de voies téléphoniques et d'un signal de télévision sur le même canal radioélectrique (voie HF) a été également étudié à la réunion de Genève. Si la question de la transmission alternée d'un groupe de 240 ou de 600 voies téléphoniques et d'un signal de télévision sur la même porteuse ne pose pas de problèmes techniques difficiles, par contre, les problèmes posés par la transmission simultanée de voies téléphoniques et d'un signal de télévision sont loin d'être résolus et les avantages à attendre de tels systèmes sont très discutables. La question reste à l'étude.

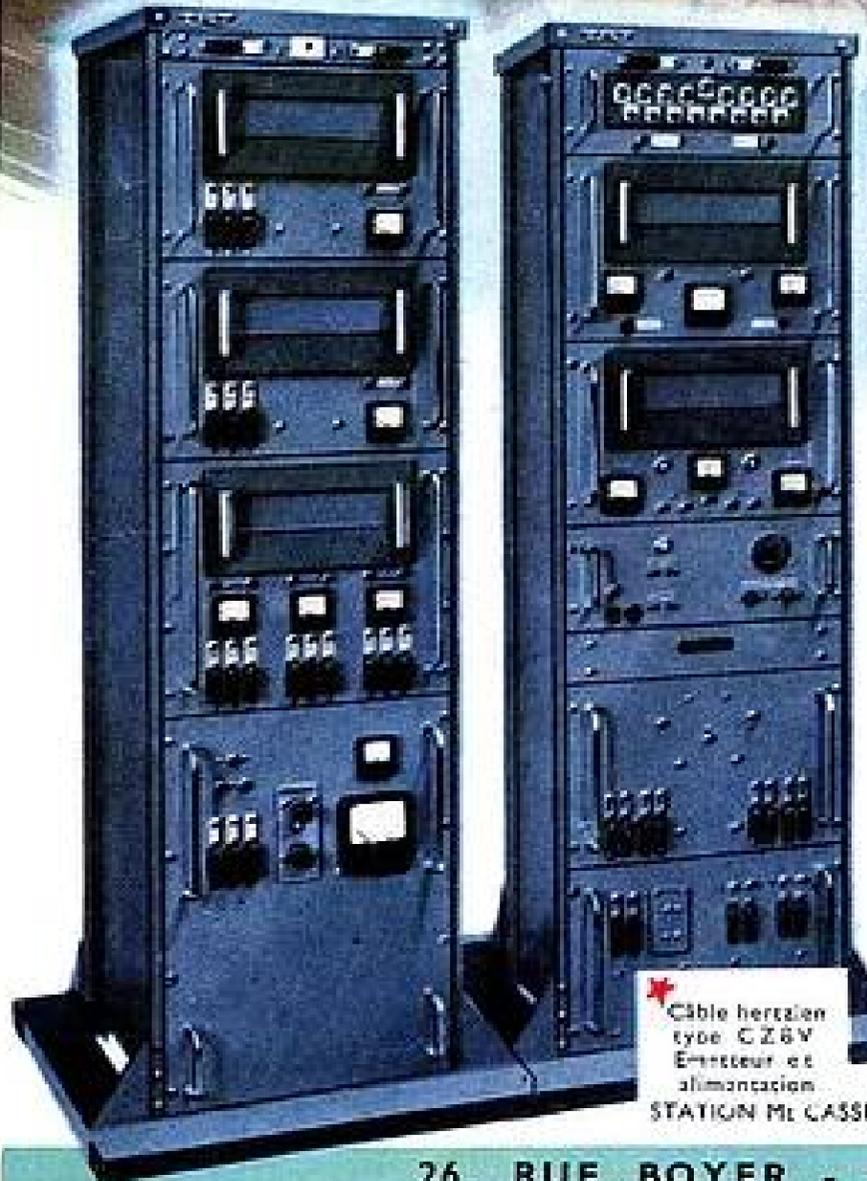
La question de la maintenance des systèmes radioélectriques à large bande n'a pas encore été examinée d'une manière approfondie par le C.C.I.R. La commission IX a pensé en effet qu'il était prématuré d'envisager une normalisation même provisoire de certaines méthodes de maintenance : on trouvera néanmoins reproduit à l'annexe II-E un document de travail qui fournit quelques suggestions sur ce sujet et qui doit servir à en poursuivre l'étude.

La question des tolérances de fréquences admissibles pour les émetteurs de faisceaux hertziens a été également abordée lors de la réunion de Genève. Le règlement d'Atlantic City est en effet très

PREMIER ÉCHANGE EUROPÉEN DE TÉLÉVISION



agence Publiflex-Doménach



\* Câble hertzien type C Z 8 V Emission et alimentation STATION M<sup>t</sup> CASSEL

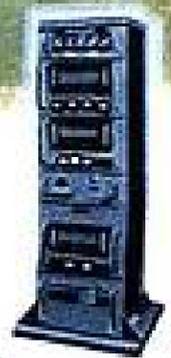
*Première*

**LIAISON FIXE**

FRANCE - G<sup>DE</sup>-BRETAGNE  
MONT CASSEL SWINGATE

**86 KILOMÈTRES**

AU-DESSUS DE LA MER  
DANS LA BANDE DE 4.000 Mc/s



\* Câble hertzien type C Z 8 V Réception et alimentation STATION SWINGATE

**TRT**

26, RUE BOYER - PARIS XX<sup>e</sup> - TÉLÉPHONE : MEN. 62-94

incomplet en ce qui concerne les émissions sur des fréquences supérieures à 30 Mc/s. Aucun avis n'a été émis, la question a simplement été mise à l'étude et sera examinée au cours d'une réunion ultérieure.

### III. — Circuits fictifs de référence.

La notion de circuit fictif de référence est très importante car c'est à partir d'elle que l'on peut déterminer les caractéristiques à donner aux équipements pour respecter les conditions de qualité demandées.

Il a été admis par le C.C.I.R. appuyé en cela par le C.C.I.F. et un certain nombre d'organismes internationaux que dans la mesure du possible les liaisons internationales par faisceaux hertziens devaient être réalisées avec des systèmes à modulation de fréquence utilisant des équipements multiplex à répartition en fréquence. Il a été reconnu cependant qu'il pouvait arriver que certains circuits internationaux empruntent sur une partie de leurs parcours des systèmes de faisceaux hertziens à multiplexage par répartition dans le temps et que la question du circuit fictif de référence pour de tels systèmes présentait donc un certain intérêt. La commission IX n'ayant pas d'éléments suffisants pour discuter cette question n'a pas pris position sur ce point.

Le cas qui a paru le plus important au C.C.I.R. est celui des faisceaux hertziens à grande distance utilisant des systèmes multiplex à répartition en fréquence et procurant au moins 60 voies téléphoniques. La commission IX a retenu comme circuit fictif de référence pour ces grands faisceaux hertziens un circuit tout à fait analogue à celui adopté par le C.C.I.F. pour les transmissions sur paires coaxiales, caractérisé notamment par une longueur totale de 2 500 km et par 9 couples de modulations. On trouvera à l'annexe III la constitution exacte de ce circuit. En ce qui concerne la puissance psophométrique admissible et les pourcentages de temps pendant lesquels tel ou tel niveau de bruit pouvait être dépassé il a été admis, après de longues discussions que l'on ne disposait pas encore d'informations suffisantes sur cette question pour établir un projet précis de recommandation. Il semble néanmoins que les grandes lignes d'une recommandation à venir dans ce domaine seraient à peu près les suivantes :

— les courbes de répartition des évanouissements de propagation en fonction du temps à prendre en considération devraient être essentiellement celles du mois le plus défavorable.

— la recommandation du C.C.I.F. relative aux transmissions sur paires coaxiales (la puissance psophométrique en un point de niveau relatif 0 ne doit pas dépasser 10 000 pW pendant plus de 1 % d'une heure quelconque) serait prise comme base mais on ne l'appliquerait, par exemple, qu'à 95 % au plus des heures de chaque mois. On notera toutefois qu'il est particulièrement important que les heures chargées du point de vue du trafic soient comprises en très grande partie dans les 95 %.

— pendant les heures restantes (5 % du nombre total) on admettrait que la puissance de 10 000 pW soit dépassée pendant plus de 1 % de chaque heure ; il est possible également que l'on fixe une valeur de puissance (par exemple de l'ordre de 50 000 pW) qui ne devrait pas être dépassée pendant plus de 1 % du temps d'une heure quelconque, condition qui serait valable pour 99 % des heures de chaque mois par exemple et que l'on indique enfin que la coupure complète de la liaison ne devrait pas se produire pendant plus de 1 % d'une des heures restantes (1 %) ce qui correspondrait en somme à une probabilité de coupure de la liaison inférieure à 1/10 000.

Ce ne sont là cependant que de simples hypothèses et de toute façon la question reste à l'étude, la formulation des conditions à respecter et les valeurs définitives à recommander devant être précisées lors des réunions ultérieures du C.C.I.R.

La question du circuit fictif de référence dans le cas d'une transmission de télévision n'a pas été abordée par le C.C.I.R. Il convient cependant de noter que le C.C.I.F. a défini un circuit fictif de référence pour transmissions de télévision sur paires coaxiales et qu'un circuit fictif de référence de même structure a de fortes chances d'être adopté également par le C.C.I.R. Ce circuit de référence sur paires coaxiales a comme le circuit de référence téléphonique, une longueur totale de 2 500 km mais le nombre de couples de modulations et de démodulations vidéo est seulement de 3 (1 modulation et 1 démodulation aux extrémités et 2 « modulation-démodulation » intermédiaires). Le circuit se compose donc de 3 circuits élémentaires de 833 km chacun. La question de la qualité globale à exiger d'un tel circuit reste à l'étude jusqu'à nouvel ordre.

### IV. — Interconnexion de faisceaux hertziens de types différents.

Quelques documents accessoires que nous nous contentons de citer pour mémoire concernent l'interconnexion de systèmes différents entre eux. Les idées qui y sont contenues se résument pratiquement aux quelques points suivants :

— essayer d'éviter le plus possible, par accord direct entre administrations intéressées le passage par les fréquences vocales aux points d'interconnexions.

— dans tous les cas où le choix reste pratiquement possible, il est recommandé d'utiliser pour les liaisons internationales les systèmes de faisceaux hertziens à multiplexage par répartition en fréquence.

— enfin, lorsque deux faisceaux hertziens existants, de structures différentes (utilisant ou non les mêmes systèmes multiplex) doivent être interconnectés, un certain nombre de problèmes se posent. Une étude ultérieure devra permettre de préciser la meilleure règle générale à adopter dans ce cas, règle qui pourrait être, par exemple, l'analogue de celle déjà adoptée par le C.C.I.F. dans des cas semblables (adaptation des récepteurs aux émetteurs en un point frontière).

## ANNEXE I-A

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.F.  
Genève, 1954.

Doc 57  
Projet de rapport

**NORMALISATION INTERNATIONALE  
DES SYSTÈMES RADIOÉLECTRIQUES MULTIVOIES  
A MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION DANS LE TEMPS  
TRAVAILLANT SUR DES FRÉQUENCES SUPÉRIEURES  
A 30 Mc/s ENVIRON**

*Caractéristiques techniques qu'il est essentiel de définir  
pour permettre l'interconnexion de deux systèmes à multiplexage par  
répartition dans le temps*

## 1. Généralités.

Différentes méthodes de modulation sont utilisées ou envisagées pour les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps, par exemple, la modulation d'impulsions en position combinée avec la modulation d'amplitude ou de fréquence de la porteuse radioélectrique, la modulation d'impulsions en amplitude combinée avec la modulation de fréquence de la porteuse radioélectrique, etc... Ces divers systèmes fournissent d'ailleurs des nombres différents de voies téléphoniques.

Cependant, la grande majorité des systèmes actuels utilise la modulation d'impulsions en position et ces systèmes ne fournissent pas plus de 24 voies téléphoniques environ. Aussi a-t-on estimé que, dans l'état actuel de la technique, il n'y avait lieu de considérer dans le présent rapport que les problèmes d'interconnexion internationale entre systèmes à répartition dans le temps de cette nature.

Ces systèmes peuvent être interconnectés à l'échelon des fréquences vocales, à l'échelon des impulsions ou à celui des fréquences radioélectriques. On ne considérera pas l'interconnexion aux fréquences intermédiaires car dans la plupart des systèmes à modulation d'impulsions existants, on a coutume d'effectuer, à chaque station relais, une démodulation jusqu'à l'échelon impulsions.

Les recommandations relatives à l'interconnexion aux fréquences vocales sont données dans le projet d'Avis du Doc 49.

Lorsque la démodulation qui restitue la bande des fréquences vocales n'est pas exigée par des raisons d'exploitation, et sous réserve des nécessités de la maintenance, on propose que l'interconnexion soit effectuée à l'échelon des impulsions chaque fois que la chose est possible et commode. On trouvera ci-après, la liste des paramètres sur lesquels il est nécessaire de parvenir à un accord afin de rendre une telle interconnexion possible.

Dans les cas où l'interconnexion internationale aux fréquences radioélectriques est cependant plus indiquée, on estime qu'actuellement la coordination des paramètres techniques à prendre en considération devrait faire l'objet d'une entente directe entre les administrations intéressées. En conséquence, les caractéristiques des circuits à fréquence radioélectrique ne sont pas traitées dans le présent rapport.

On suggère qu'afin de rendre superflu tout accord relatif aux caractéristiques des systèmes de contrôle, les deux systèmes de contrôle — dans l'interconnexion internationale d'un système à répartition dans le temps et d'un autre système de télécommunications, semblable ou non — se terminent à la frontière internationale ou dans son voisinage.

## 2. Caractéristiques techniques à spécifier pour l'interconnexion à l'échelon des impulsions de deux systèmes à multiplexage par répartition en fréquence utilisant la modulation d'impulsions en position.

- 2.1. Caractéristiques des voies aux fréquences vocales ;
- 2.2. Nombre maximum de voies téléphoniques ;
- 2.3. Nombre d'intervalles élémentaires par train d'impulsions ;
- 2.4. Fréquence de répétition des impulsions ;
- 2.5. Durée et forme des impulsions de voie au point d'interconnexion ;
- 2.6. Front d'impulsion à considérer (avant, arrière, ou les deux) ;
- 2.7. Excursion crête à crête de l'impulsion de voie pour un signal à 800 c/s appliqué avec une puissance de 1 mW en un point de niveau relatif zéro ;
- 2.8. Durée et forme du signal de synchronisation au point d'interconnexion ;
- 2.9. Impédance au point d'interconnexion ;
- 2.10. Polarité de l'impulsion au point d'interconnexion ;
- 2.11. Amplitude de l'impulsion au point d'interconnexion ;

- 2.12. Position de la voie de service, le cas échéant ;
- 2.13. Caractéristiques du compresseur-extenseur, le cas échéant ;
- 2.14. Conditions imposées pour l'insertion et l'abandon des voies (éventuellement) ;
- 2.15. Conditions propres aux voies téléphoniques à bande élargie (éventuellement).

## ANNEXE I-B

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.F.  
Genève, 1954.

Doc. 58  
Projet de rapport

**NORMALISATION INTERNATIONALE DES SYSTÈMES  
RADIOÉLECTRIQUES MULTIVOIES A MULTIPLEXAGE  
PAR RÉPARTITION DANS LE TEMPS TRAVAILLANT SUR DES  
FRÉQUENCES SUPÉRIEURES A 30 Mc/s ENVIRON**

*Considérations sur le choix des caractéristiques  
fondamentales des équipements de modulation et de démodulation.*

Des équipements de modulation et de démodulation pour transmission multiplex par répartition en fréquence sont employés sur les lignes en câble aussi bien que sur les systèmes de relais radioélectriques, et leurs caractéristiques sont normalisées par le C.C.I.F. Il n'existe pas de caractéristiques normalisées de la sorte pour la transmission multiplex par répartition dans le temps.

L'objet du présent rapport est d'examiner les conditions essentielles auxquelles doivent satisfaire les équipements de modulation et de démodulation pour systèmes à multiplexage par répartition dans le temps d'un type et d'une capacité que l'on rencontrera vraisemblablement dans la pratique dans un avenir prochain.

L'examen des documents soumis à la présente réunion de la Commission d'études IX a montré qu'il y a d'importantes divergences au sujet du nombre des voies, mais une grande concordance de vues sur la plupart des autres facteurs. Tous les systèmes envisagés utilisant la modulation d'impulsions en position, et aucun d'eux ne fournissant plus de 24 voies pour le trafic, on a estimé qu'il convenait pour le moment de ne traiter que les caractéristiques des systèmes à modulation d'impulsions en position. La discussion subséquente a montré qu'aucun système existant n'a de caractéristiques s'imposant à tel point qu'on puisse les accepter de façon générale comme bases des normes d'interconnexion internationale. En conséquence, on a pris la décision d'établir ces bases d'après les besoins de l'exploitation. Ces bases générales sont les suivantes :

1. Le plus important des besoins de l'exploitation est la possibilité de transmettre la téléphonie multivoies (et la télégraphie harmonique) ; des voies permettant une transmission de haute qualité pour la radio-diffusion ne sont pas indispensables actuellement, mais il sera peut-être souhaitable de pouvoir réaliser des voies de 6 kc/s de largeur (cela implique que les systèmes devront avoir de préférence un nombre pair d'intervalles élémentaires par train d'impulsions).
2. La largeur de bande B.F. nécessaire pour obtenir la qualité téléphonique normalisée par le C.C.I.F. peut être obtenue convenablement avec une fréquence de répétition des impulsions de 8 kc/s.
3. Il est indispensable pour les besoins de l'exploitation que l'on ait des systèmes fournissant des voies téléphoniques associées par groupes de 12. Cette disposition est conforme à la pratique suivie pour les systèmes à multiplexage par répartition en fréquence et aux recommandations du C.C.I.F. pour les lignes internationales.
4. On ne peut pas considérer actuellement de systèmes à répartition dans le temps fournissant plus de 24 voies environ. Les systèmes de plus grande capacité ne sont pas d'un usage courant et l'on ne possède pas les renseignements voulus d'après lesquels établir des propositions.
5. On attache une grande importance à ce que les valeurs adoptées pour les paramètres soient compatibles pour les systèmes à 12 et 24 voies — cela signifie que ces paramètres ne doivent pas empêcher l'interconnexion dans la bande de base d'un système à 12 voies et d'un système à 24 voies. Cette compatibilité existe dans les équipements de modulation et de démodulation pour transmission multiplex par répartition en fréquence.
6. Une voie de service supplémentaire est nécessaire pour tout système à multiplexage par répartition dans le temps ; une telle voie peut être nécessaire pour chaque groupe de 12 voies et il y a intérêt à prévoir des voies de la sorte dans la succession des voies.

Il résulte de ces conditions relatives aux besoins de l'exploitation :

# Vos circuits

# SANS DÉRIVE...

POUR VOS  
dépouillages



**Beaufort**  
DE 1.000 A 2.200 pF  
**By-Pass** DE 100 A 4.700 pF  
**Tubulaires**  
SUBMINIATURES  
330 A 10.000 pF  
350 VOLTS-SERV.

★ TOUS NOS  
MODELES  
SONT CONFORMES  
AUX DIVERSES  
SPECIFICATIONS  
INTERNATIONALES



**Plaquettes**  
★ SUBMINIATURES  
4.700 A 100.000 pF 350 V. SERV.  
★ ULTRAMINIATURES  
470 A 22.000 pF 300 V. SERV.  
★ MULTIPLES  
2 x 470 - 2 x 10.000 pF  
2 x 470 - 2 x 4.700 pF

... avec les

**CONDENSATEURS  
CÉRAMIQUES  
L. C. C.**

**Série "PRÉCISION"**

UNE GAMME DE COEFFICIENTS DE TEMPÉRATURE ALLANT DE +100. 10° A -2.200. 10° DÉFINIS AVEC UNE PRÉCISION DE ± 10% OU ± 20. 10° - CAPACITÉS DE 1 A 1.000 pF - 500 V. SERVICE

RECONNUES PAR LE C.C.T.O.  
Certificat n° 34-10

# LCC

**CÉRAMIQUE L. C. C.**

**Micro-miniature**  
CAPACITÉ : 1 A 320 pF  
300 VOLTS - SERVICE  
C DE 1 - 30 ET - 750. 10°  
ET AUTRES SUR DEMANDE  
DIAM. 1,9 LONG. 6 A 12 T.  
POIDS INFÉRIEUR A 0,1 GR.

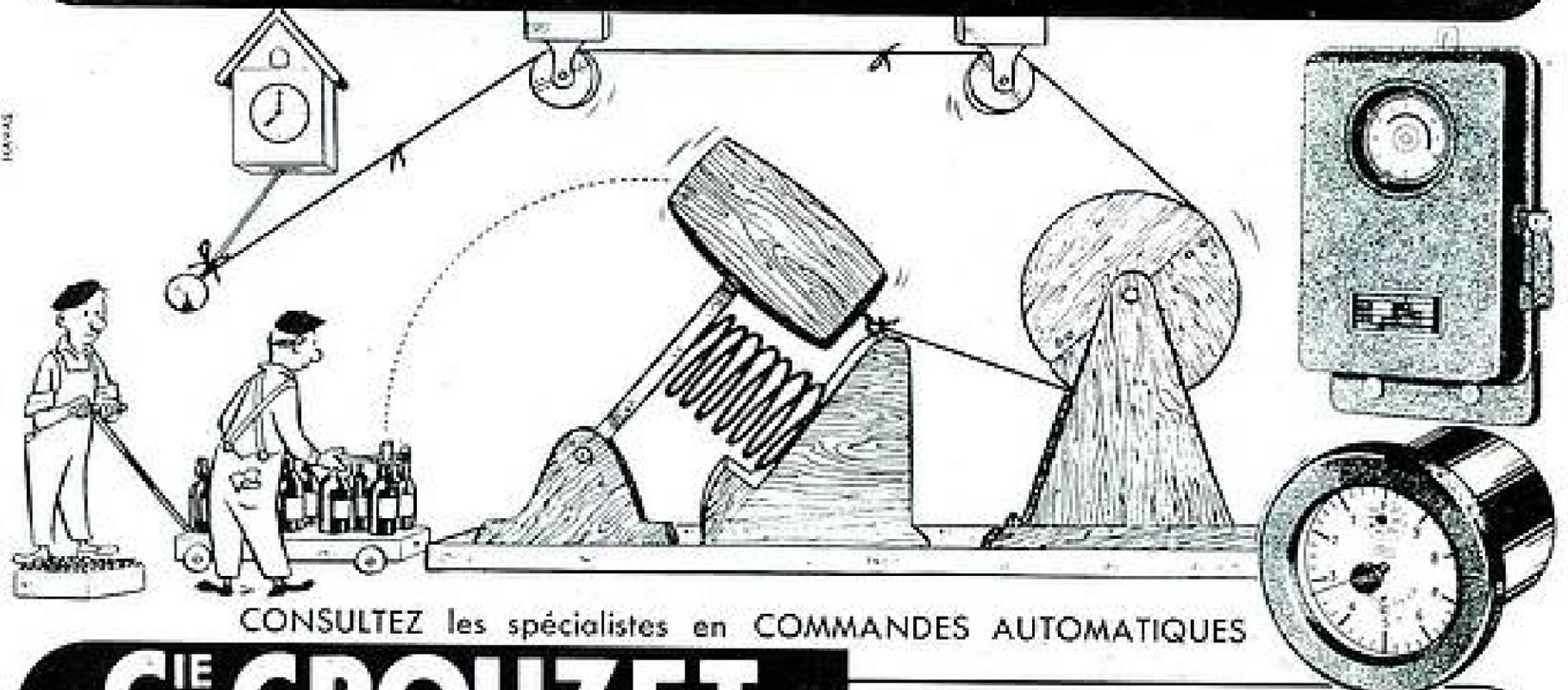
**Television**  
POUR LES RÉCEPTEURS  
DOMESTIQUES DE RADIO ET  
T.V. UNE SÉRIE DE CONDENSATEURS ÉCONOMIQUES DE HAUTE QUALITÉ : 1 A 270 pF

**LE CONDENSATEUR**

SERVICES COMMERCIAUX : 22, RUE DU GENERAL FOY, PARIS 8° - TÉL. LABORDE 38-00

AEROVONK CORP. • PRECISION CERAMICS INC. - U.S.A. • MICROPARAD - MILAN • HURIT • BELAND INST. LTD. - LONDRES • BUCONI CONDENSER LTD. - AUSTRALIE • FERROPERM - DANEMARK

## Pour vos problèmes de temporisation...



CONSULTEZ les spécialistes en COMMANDES AUTOMATIQUES

# C<sup>IE</sup> CROUZET

MÉCANIQUE HORLOGÈRE

18 R. J.-J. Rousseau - VALENCE (Drôme) Tél. 37-17 et 37-18  
76 Avenue de la République - PARIS (XI) Tél. Roq. 65-41

a) que les systèmes à 12 voies de trafic doivent comprendre 14 intervalles élémentaires permettant de réaliser les 12 voies de trafic, une voie de service et une voie de synchronisation ;

b) que les systèmes à 24 voies de trafic doivent comprendre 28 intervalles élémentaires permettant de réaliser les 24 voies de trafic et une voie de synchronisation ; les trois intervalles élémentaires restants sont disponibles pour des voies de services et autres objets.

On remarquera que, dans les systèmes à 12 voies, l'ordre de succession doit être tel que deux systèmes distincts (possédant chacun une voie de service) puissent être entrelacés de façon à former un système à 24 voies.

Les caractéristiques techniques qu'il y a lieu de spécifier pour l'interconnexion à l'échelon des impulsions de deux systèmes utilisant la modulation d'impulsions en position sont énumérées dans le Doc. N° 57 (annexe I-A) ; les valeurs en général préférées pour les caractéristiques en question sont indiquées dans le Doc. N° 59 (Annexe I-C).

#### ANNEXE I-C

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.R.  
Genève, 1954.

Doc. 59  
Projet de rapport

#### Caractéristiques de la bande de base en général préférées pour les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps utilisant la modulation d'impulsions en position

Le présent rapport complète le Doc. 58 (Annexe I-B) et énumère les valeurs en général préférées des paramètres et des systèmes internationaux à multiplexage par répartition dans le temps et modulation d'impulsions en position, qui sont conformes aux propositions soumises dans le dit document.

#### 1. Nombre de voies téléphoniques et nombre d'intervalles élémentaires par train d'impulsions.

Les considérations qui déterminent le choix du nombre de voies téléphoniques et du nombre d'intervalles élémentaires par train d'impulsions sont exposées dans le Doc. 58 (Annexe I-B).

Dans les systèmes à 12 voies téléphoniques, il devrait y avoir 14 intervalles élémentaires correspondant aux impulsions de 12 voies de trafic, d'une voie de service et d'une voie de synchronisation.

Dans les systèmes à 24 voies téléphoniques, il devrait y avoir 28 intervalles élémentaires correspondant à 24 voies de trafic, une voie de synchronisation, des voies de services et autres. L'un de ces trois derniers intervalles élémentaires doit normalement venir aussitôt avant la voie de synchronisation et les deux autres aussitôt après.

#### 2. Position de la voie de service.

Dans les systèmes à 12 voies téléphoniques, l'intervalle élémentaire qui suit immédiatement le signal de synchronisation devrait être réservé à la voie de service. Dans les systèmes à 24 voies téléphoniques, les deux intervalles élémentaires qui suivent immédiatement le signal de synchronisation devraient normalement être réservés aux voies de service, le premier de ceux-ci étant préféré.

Ces dispositions sont de nature à faciliter l'extraction de la voie de service dans une station relais.

#### 3. Fréquence de répétition des impulsions.

La valeur préférée de la fréquence de répétition des impulsions est 8 kc/s.

On suppose que les trains d'impulsions sont engendrés de façon indépendante pour les deux sens de transmission, à moins que les administrations intéressées n'aient pris des dispositions différentes.

#### 4. Durée et forme des impulsions de voie au point d'interconnexion.

Les caractéristiques en général préférées sont :

— pour la durée (à mi-hauteur), 0,5  $\mu$ s,

— pour les temps d'établissement et de disparition (entre 10 % et 90 % de la hauteur), 0,25  $\mu$ s.

On ne possède pas actuellement assez de renseignements pour pouvoir préciser davantage la forme des impulsions de voie, en particulier dans le dixième inférieur de leur hauteur.

Les valeurs ci-dessus dépendent cependant de la possibilité d'obtenir une excursion suffisante sans diaphonie entre voies, ainsi que de la largeur de bande requise pour le système, laquelle, à son tour, dépend dans une certaine mesure de la bande d'émission du système.

La question devra donc peut-être faire l'objet d'un nouvel examen à l'avenir.

#### 5. Excursion des impulsions.

La valeur de crête préférée du déplacement d'une impulsion de voie correspondant à un signal de 800 c/s de 1 mW en un point de niveau relatif 0 est de  $\pm 0,6 \mu$ s environ. En pratique, l'excursion maximum d'une impulsion de voie, dans le cas d'une modulation téléphonique est de  $\pm 1,3 \mu$ s environ.

Dans les systèmes à 12 voies, il peut être admissible d'employer une excursion de voie plus grande, lorsque les administrations intéressées n'envisagent pas de les porter à 24 voies. L'excursion préférée correspondant à un signal à 800 c/s de 1 mW en un point de niveau relatif 0, est alors de  $\pm 1,6 \mu$ s environ et l'excursion maximum d'une impulsion de voie est en pratique de  $\pm 3,5 \mu$ s environ.

#### 6. Durée et forme de l'impulsion de synchronisation au point d'interconnexion.

Le signal de synchronisation préféré consiste en une double impulsion dont chaque élément a la même durée et la même forme qu'une impulsion de voie, le premier, occupant dans le temps la même position que l'impulsion de voie équivalente non modulée, le second étant transmis après un intervalle de 1,3  $\mu$ s mesuré entre les centres des impulsions.

On reconnaît cependant que les progrès de la technique pourront amener à donner à l'avenir la préférence à une autre forme, ou à d'autres formes du signal de synchronisation.

#### 7. Front d'impulsion à considérer.

Le choix du front à considérer (front avant, front arrière ou les deux) dépend de la réalisation du matériel radioélectrique et il n'est pas possible actuellement de recommander l'une plutôt que l'autre de ces dispositions comme préférable dans tous les cas. Les systèmes utilisant des fronts d'impulsion différents pourront normalement fonctionner en coopération, mais peut-être au prix d'une certaine baisse de qualité.

Il est donc recommandé de poursuivre l'étude de cette question, en considérant particulièrement la possibilité d'employer, aux points d'interconnexion à l'échelon des impulsions des circuits qui permettent le transfert d'un train d'impulsions aussi dépourvu de bruit sur un front que sur l'autre.

#### 8. Niveaux, etc... au point d'interconnexion.

Au point d'interconnexion à l'échelon des impulsions, les valeurs préférées sont les suivantes :

Impédance : 75 ohms (dissymétrique) ;

Polarité de l'impulsion : positive ;

Amplitude crête à crête de l'impulsion :

— à la sortie du récepteur : 1,4 V ;

— à l'entrée de l'émetteur : 0,7 V.

Une différence de 6 dB entre les niveaux d'entrée et de sortie permet, si besoin est, l'insertion de câbles de jonction d'une certaine longueur.

#### 9. Compresseurs-extenseurs.

Il est reconnu que l'utilisation de compresseurs-extenseurs peut procurer des avantages particuliers sur les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps. Lorsque ces appareils font partie intégrale des systèmes que l'on désire interconnecter à l'échelon des impulsions leurs caractéristiques doivent être complémentaires. On estime toutefois que l'on n'a pas encore assez d'expérience pour pouvoir se prononcer sur les caractéristiques préférées et l'on est d'avis que, pour le moment, ces caractéristiques doivent faire l'objet d'accord entre les administrations intéressées.

#### 10. Voies pour la transmission de la musique.

Il est reconnu que des systèmes à multiplexage par répartition dans le temps comprenant des voies téléphoniques et des voies pour la transmission de la musique peuvent prendre de l'importance, et que l'on pourra être amené à l'avenir à considérer les paramètres applicables à de tels systèmes.

## ANNEXE II-A

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.F.  
Genève, 1954.

Doc. 70  
Projet de rapport

**NORMALISATION INTERNATIONALE DES SYSTÈMES  
RADIOÉLECTRIQUES MULTIVOIES A MULTIFLEXAGE PAR  
RÉPARTITION DANS LE TEMPS TRAVAILLANT SUR DES  
FRÉQUENCES SUPÉRIEURES A 30 Mc/s ENVIRON**

*Caractéristiques à normaliser*

1. Introduction.

Dans le présent rapport, on examine les caractéristiques des systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence que l'on propose de normaliser, ainsi que les raisons pour lesquelles on considère cette normalisation comme nécessaire.

Dans les systèmes dont il s'agit ici, les signaux d'entrée et de sortie (c'est-à-dire le signal « multiplex ») consistent en signaux téléphoniques à bande latérale unique et porteuse supprimée, transmis sur des voies dont l'espacement est de 4 kc/s et dont la disposition est celle que recommande le C.C.I.F.

On admettra que ce sont les signaux eux-mêmes qui modulent la fréquence ou la phase d'une porteuse radioélectrique. D'autres méthodes sont possibles, par exemple la modulation par le signal multiplex d'une sous-porteuse qui module à son tour la porteuse radioélectrique, mais ces méthodes ne seront pas examinées ici.

La normalisation de certaines caractéristiques des systèmes de relais radioélectriques multiplexage par répartition en fréquence faisant partie d'un circuit international est nécessaire afin de faciliter l'interconnexion de différents systèmes de relais. La normalisation de certaines d'entre elles l'est également pour faciliter l'interconnexion de systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence avec des systèmes sur lignes à multiplexage analogues.

On notera qu'il convient de considérer également les caractéristiques qu'il importe de normaliser afin de faciliter l'interconnexion des systèmes de relais radioélectriques pour la transmission de la télévision (cf. doc. 79).

2. Etages auxquels on peut être amené à interconnecter des systèmes de relais radioélectriques et des lignes en câble.

Aux frontières nationales, on peut être amené à interconnecter différents systèmes de relais radioélectriques :

- dans la « bande de base » (échelon des groupes de voies),
- dans la bande des fréquences intermédiaires (moyenne fréquence),
- dans la bande des fréquences radioélectriques (porteuse HF).

L'interconnexion de deux systèmes de relais radioélectriques dans la bande de base peut être indispensable dans certains cas afin de permettre d'extraire ou d'insérer des voies individuelles, ou des groupes primaires ou secondaires, et aussi d'effectuer des réglages de niveau ou des opérations de contrôle, de surveillance, ou de commande. L'interconnexion de systèmes de relais radioélectriques et de lignes métalliques se fait également, en règle générale, dans la bande de base, puisqu'en pareil cas il n'est pas possible de la réaliser aux fréquences intermédiaires ou radioélectriques.

L'interconnexion de deux systèmes de relais radioélectriques dans la bande des fréquences intermédiaires permet d'éviter la distorsion et le bruit additionnels dus à la démodulation et à la remodulation ; elle demande d'autre part un matériel moins important que l'interconnexion dans la bande de base. Il convient de noter également que l'interconnexion à l'étage des fréquences intermédiaires exige la normalisation du signal multiplex ainsi que des caractéristiques de modulation, à savoir l'excursion de fréquence de la porteuse MF. Il est évidemment plus aisé d'effectuer l'interconnexion de deux systèmes de relais radioélectriques aux fréquences intermédiaires lorsqu'elles ont toutes deux la même valeur ; la possibilité existe toutefois de passer d'une fréquence intermédiaire à une autre si besoin est, mais il faut se rappeler qu'on peut rencontrer des difficultés si les deux bandes H.F. se chevauchent.

Cependant, la nécessité d'avoir un espacement normalisé entre les voies H.F. (voir plus loin) oblige à adopter pour la fréquence intermédiaire une valeur telle que l'on n'éprouve pas, dans les voies de trafic, de brouillages provenant des oscillateurs de changement de fréquence des récepteurs et des relais. Cette condition, jointe à la nécessité de faciliter l'interconnexion aux fréquences intermédiaires, fait qu'il y a intérêt à adopter une valeur nominale pour la fréquence intermédiaire.

L'interconnexion de deux systèmes de relais radioélectriques dans la bande des fréquences radioélectriques peut être nécessaire, par exemple, lors du franchissement de la frontière entre deux pays, en particulier lorsque cette frontière se présente comme un large estuaire fluvial ou un bras de mer, si bien qu'il n'est pas possible d'avoir une seule station frontière comme point terminal des deux systèmes de relais. En pareil cas, il faut qu'il existe un accord sur les fréquences radioélectriques effectivement utilisées, ainsi que sur les caractéristiques de modulation des porteuses H.F. et sur le signal multiplex. Ceci implique en outre un autre arrangement sur la disposition des voies H.F. et sur leur séparation ; un tel accord peut présenter l'avantage supplémentaire de permettre une utilisation plus économique du spectre des fréquences et une réduction au minimum des brouillages entre systèmes de relais radioélectriques dont les trajets se coupent ou se trouvent à proximité immédiate.

3. Caractéristiques à normaliser pour les connexions internationales.

On considère que la qualité de transmission globale des voies téléphoniques doit être, autant que possible, conforme à celle recommandée par le C.C.I.F. pour les circuits téléphoniques de types modernes.

Pour les connexions internationales, un accord sur les caractéristiques marquées ci-après d'un astérisque est considéré comme indispensable. Un accord sur les autres caractéristiques est considéré comme très souhaitable, quoique non indispensable, afin de permettre d'effectuer les connexions de la façon la plus économique et la plus efficace.

Une normalisation n'étant pas encore possible, on suggère que soient indiquées des valeurs préférées, afin de servir de guide à ceux qui sont chargés d'établir la spécification de systèmes de relais radioélectriques.

Les caractéristiques à normaliser sont énumérées ci-dessous. On a établi une distinction entre elles selon qu'elles se rapportent à l'interconnexion dans la bande de base, aux fréquences intermédiaires ou aux fréquences radioélectriques.

a) pour l'interconnexion dans la bande de base

- Le nombre maximum de voies téléphoniques pour le trafic \*.
- La plus élevée et la plus basse des fréquences des voies téléphoniques, c'est-à-dire les frontières de la bande de base\* (on suppose que la disposition des voies téléphoniques est conforme aux Avis du C.C.I.F.).
- L'impédance nominale au point d'interconnexion des circuits sur lesquels est transmise la bande de base.
- Les niveaux relatifs de puissance, d'entrée et de sortie, au point d'interconnexion.

Il est en outre nécessaire de prendre en considération les signaux de contrôle, de commande et de surveillance transmis avec les voies de trafic.

b) Pour l'interconnexion dans la bande des fréquences intermédiaires.

Pour l'interconnexion aux fréquences intermédiaires, il sera nécessaire de normaliser les caractéristiques I) et II) du paragraphe a) ci-dessus relatif à la bande de base, en plus des suivantes :

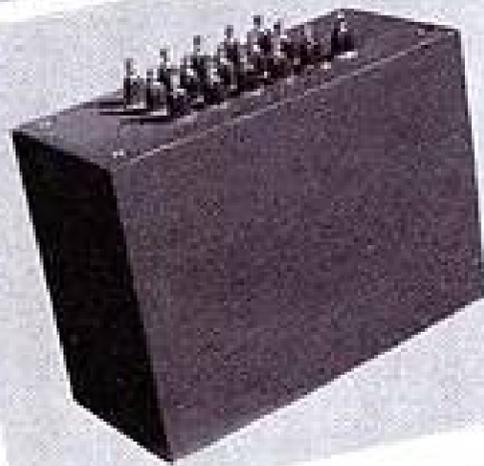
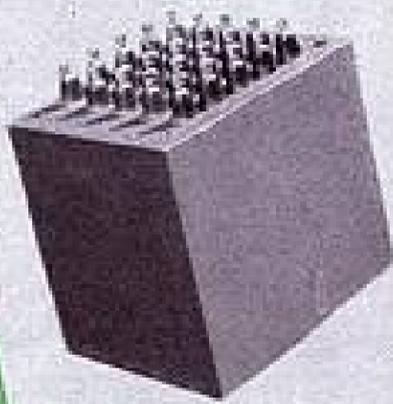
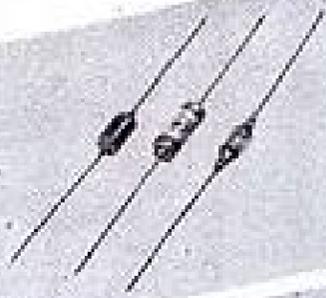
- La valeur centrale de la fréquence intermédiaire\* (voir note 1). (Du fait de la gamme étendue des fréquences radioélectriques et du nombre des voies qui peuvent être employées, il peut être nécessaire de normaliser plus d'une fréquence intermédiaire ; le nombre des fréquences intermédiaires normalisées ne devrait pas, toutefois, dépasser la quantité indispensable pour faire face aux différents besoins).
- L'excursion de fréquence de la porteuse, due à un signal appliqué à une voie avec une puissance de 1 mW en un point de niveau relatif zéro du système\* ; (dans les systèmes comportant un grand nombre de voies téléphoniques, par exemple 600, il peut y avoir avantage à utiliser une préaccentuation donnant lieu à une excursion de fréquence plus élevée sur les voies dont les fréquences sont les plus hautes, ceci afin d'améliorer le rapport signal/bruit. En pareil cas, il faudra normaliser la préaccentuation à utiliser pour les différentes fréquences de voies).
- Les niveaux d'entrée et de sortie du signal à fréquence intermédiaire au point d'interconnexion.
- L'impédance du circuit à fréquence intermédiaire au point d'interconnexion.

c) pour l'interconnexion dans la bande des fréquences radioélectriques.

Pour l'interconnexion aux fréquences radioélectriques, il sera nécessaire de normaliser les caractéristiques I) et II) du paragraphe a) ci-dessus relatif à la bande de base et la caractéristique d'excursion de fréquence b) II) en plus des suivantes :

- Le nombre et disposition des voies H.F.\*

EN BOITIERS  
ÉTANCHES  
ÉLÉMENTS  
REDRESSEURS  
DE  
HAUTE QUALITÉ



COMPAGNIE DES FREINS ET SIGNAUX  
**WESTINGHOUSE**  
DÉPARTEMENT REDRESSEURS

51, Rue Lacordaire - Paris 15<sup>e</sup> - LeCourbe 46-20

• WESTALITE • OXYMÉTAL  
• GERMANIUM  
• CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES WESTAPHOT

EPPOLL

## II) La polarisation de l'onde\*.

L'interconnexion aux fréquences radioélectriques exige d'autre part que la stabilité de fréquence des émissions respecte certaines tolérances. Le Règlement des radiocommunications d'Atlantic City (Appendice 3, page 227) ne donne pas de directives suffisantes à cet égard, aussi une étude plus poussée est-elle nécessaire.

## ANNEXE II-B

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.F.  
Genève, 1954.

Doc. 69  
Projet de rapport

**NORMALISATION DES SYSTÈMES RADIOÉLECTRIQUES  
MULTIVOIES A MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION  
EN FRÉQUENCE TRAVAILLANT SUR DES FRÉQUENCES  
SUPÉRIEURES A 30 Mc/s ENVIRON**

*Valeurs préférées des caractéristiques  
pour les interconnexions internationales dans la bande  
de base, aux fréquences intermédiaires  
et aux fréquences radioélectriques*

## 1. Introduction.

Le présent rapport traite des normes à adopter pour les caractéristiques

(\*) Dans le cas des systèmes téléphoniques multivoies, la valeur centrale de la fréquence intermédiaire correspond à la porteuse non modulée. Dans le cas des systèmes de télévision, elle correspond à la moyenne arithmétique des limites crête à crête de la porteuse lorsque celle-ci est modulée au maximum.

des systèmes de relais radioélectriques multivoies internationaux à multiplexage par répartition en fréquence, travaillant sur des fréquences supérieures à 30 Mc/s environ. Les caractéristiques à normaliser sont énumérées et étudiées dans le projet de rapport contenu dans le Doc. 70 (Annexe II-A) ; cependant, on considère qu'il est prématuré de fixer actuellement des normes précises, aussi se propose-t-on, au lieu de cela, d'indiquer des valeurs préférées, dans le but de les normaliser ultérieurement à moins que l'expérience ne montre qu'il est absolument indispensable de les modifier pour des raisons techniques, économiques ou autres.

## 2. Valeurs préférées des caractéristiques pour l'interconnexion dans la bande de base.

Le tableau 1 donne les valeurs préférées des caractéristiques suivantes pour l'interconnexion dans la bande de base, pour des systèmes de relais radioélectriques dont la capacité maximum va de 24 à 600 voies téléphoniques :

- I) Le nombre maximum de voies téléphoniques.
- II) La plus élevée et la plus basse des fréquences des voies téléphoniques, c'est-à-dire les frontières de la bande de base.
- III) L'impédance nominale, au point d'interconnexion, des circuits sur lesquels est transmise la bande de base.
- IV) Les niveaux relatifs de puissance d'entrée et de sortie au point d'interconnexion.

## Remarques relatives au Tableau 1 :

- 1) Le niveau indiqué se rapporte à un point de niveau relatif zéro du système, conformément à la pratique du C.C.I.F.
- 2) Pour les systèmes à 12 voies, l'un ou l'autre des groupes de base A (12 — 60 kc/s) ou B (60 — 108 kc/s) recommandés par le C.C.I.F. peuvent être utilisés dans la bande 12-108 kc/s.

TABLEAU 1

Valeurs provisoirement normalisées pour l'interconnexion internationale aux fréquences de la bande de base

Nombre maximum de voies téléphoniques	Bande de base (kc/s)	Impédance nominale dans la bande de base (ohms)	Niveau relatif de puissance par voie téléph. (dB)	
			Entrée	Sortie
24	12 — 108 (*)	150 — sym.	- 52	+ 4,5 (*)
60	12 — 300 (*)	150 — sym. (pour 12-252 kc/s)	- 52	+ 1,75 (*)
		75 — dissym. (pour 60-300 kc/s)	- 52	- 15
120	60 — 552	75 — dissym.	- 52	- 15
	12 — 552 (*)	150 — sym.	- 52	+ 1,75 (*)
240	60 — 1052	75 — dissym.	- 52	- 15
600	60 — 2540	75 — dissym.	- 52	- 15

3) Ce niveau correspond au niveau de sortie recommandé par le C.C.I.F. pour les répéteurs à 12 et à 24 voies utilisés sur câbles à paires symétriques (Tome III bis du C.C.I.F. Firenze 1951, page 99).

4) Cette bande permet d'utiliser des systèmes à 60 voies, soit dans la bande 12-252 kc/s avec des câbles à paires symétriques, soit dans la bande 60 — 300 kc/s avec des câbles à paires coaxiales (Tome III bis du C.C.I.F. Firenze, 1951, pages 96 et 97).

5) Ce niveau correspond au niveau de sortie recommandé par le C.C.I.F. pour les répéteurs à 60 et 120 voies utilisés avec des câbles à paires symétriques.

6) Cette bande correspond à celle des systèmes à 120 voies sur paires symétriques dont la normalisation est en cours d'étude au C.C.I.F.

### 3. Valeurs préférées des caractéristiques pour l'interconnexion internationale aux fréquences intermédiaires.

Les valeurs préférées des caractéristiques qu'il est essentiel de considérer pour l'interconnexion internationale aux fréquences intermédiaires, sont indiquées ci-dessous. On notera qu'il faut également être d'accord sur le nombre maximum des voies téléphoniques et sur les limites de la bande de base, afin que cette interconnexion aux fréquences intermédiaires soit possible.

#### 3. 1. Valeur centrale de la fréquence intermédiaire.

Les valeurs préférées sont les suivantes :

35 Mc/s lorsque les fréquences radioélectriques sont comprises entre 50 et 1 000 Mc/s.

70 Mc/s lorsque les fréquences radioélectriques sont supérieures à 1 000 Mc/s\*.

Pour les fréquences radioélectriques supérieures à 5 000 Mc/s, il peut être nécessaire, pour diverses raisons techniques, d'employer une fréquence intermédiaire plus élevée que 70 Mc/s ; en pareil cas, la valeur qu'il y a lieu de préférer est 105 Mc/s.

#### 3. 2. Excursion des fréquences de la porteuse M.F. et de la porteuse H.F.

##### a) Systèmes sans préaccentuation.

Le tableau 2 indique les valeurs préférées pour l'excursion de fréquence de la porteuse M.F. et de la porteuse H.F. des systèmes dont la

TABLEAU 2

Valeurs préférées de l'excursion de fréquence de la porteuse M.F. et de la porteuse H.F.

Nombre maximum de voies téléphoniques	Excursion de fréquence (val. efficace) par voie, en kc/s (2)	
	H.F. < 1 000 Mc/s	H.F. > 1 000 Mc/s
12	35	—
60	70	100 (3)
120	70	100 (3)
240	—	100
600	—	100

\* Lorsqu'on désire faciliter l'interconnexion de certains systèmes comprenant 60 ou 120 voies et fonctionnant sur des fréquences supérieures à 1 000 Mc/s, avec des systèmes analogues fonctionnant sur des fréquences inférieures à 1 000 Mc/s, la valeur centrale de la fréquence intermédiaire doit faire l'objet d'un accord entre les administrations intéressées.

capacité peut aller de 12 à 600 voies et travaillant sur des fréquences qui sont, soit inférieures, soit supérieures à 1 000 Mc/s. Les valeurs du tableau s'appliquent à des systèmes sans préaccentuation, c'est-à-dire à des systèmes dont l'excursion de fréquence correspondant à un signal sinusoïdal de niveau constant est indépendante de la fréquence de ce signal.

#### Remarques sur le Tableau 2 :

1) Les valeurs d'excursion indiquées au tableau 2 sont les valeurs efficaces correspondant à un signal d'essai sinusoïdal de 800 c/s appliqué avec une puissance de 1 mW en un point de niveau relatif zéro du système.

2) 3) Lorsqu'on désire faciliter l'interconnexion de certains systèmes comprenant 60 ou 120 voies et fonctionnant sur des fréquences supérieures à 1 000 Mc/s, avec des systèmes analogues fonctionnant sur des fréquences inférieures à 1 000 Mc/s, l'excursion de fréquence doit faire l'objet d'un accord entre les administrations intéressées.

##### b) Systèmes avec préaccentuation.

Pour les systèmes comprenant un grand nombre de voies téléphoniques, par exemple 600, on peut désirer utiliser la préaccentuation, c'est-à-dire augmenter l'excursion de fréquence pour les voies transmises sur les fréquences les plus basses, ceci afin d'obtenir une distribution plus uniforme du rapport signal/bruit entre les diverses voies et d'améliorer par conséquent les voies les moins favorisées. On ne possède cependant pas suffisamment de données expérimentales à ce sujet aussi estime-t-on qu'il est prématuré de normaliser la forme de la caractéristique de préaccentuation elle-même.

Si cependant, on estime qu'il y a avantage à utiliser la préaccentuation, la valeur efficace de l'excursion de fréquence correspondant au signal multiplex devra être sensiblement la même avec ou sans préaccentuation (l'excursion de fréquence par voie étant dans ce dernier cas de 200 kc/s en valeur efficace). Dans ces conditions, la largeur de bande de la porteuse modulée est sensiblement la même avec ou sans préaccentuation.

#### 3.3. Niveaux d'entrée et de sortie du signal M.F. au point d'interconnexion internationale.

On suppose que l'interconnexion en moyenne fréquence a lieu en un point où le niveau du signal est relativement élevé et est stabilisé, par exemple par un dispositif de commande automatique du gain.

Les valeurs préférées pour les niveaux au point d'interconnexion sont les suivantes :

niveau de sortie .....	0,7 V (val. eff.)
niveau d'entrée .....	0,35 V (val. eff.)

La différence de 6 dB entre le niveau de sortie et le niveau d'entrée, permet d'avoir une perte dans les câbles d'interconnexion des deux systèmes.

#### 3. 4. Impédance du circuit M.F. au point d'interconnexion internationale.

Valeur préférée : 75 ohms (dissymétrique).

#### 4. Valeurs préférées des caractéristiques pour l'interconnexion internationale aux fréquences radioélectriques.

Pourvu que le nombre maximum des voies téléphoniques, les limites de la bande de base et l'excursion de fréquences aient fait l'objet d'un accord préalable, l'interconnexion aux fréquences radioélectriques exige essentiellement que les Administrations intéressées s'entendent directement sur les fréquences à employer.

Pour les systèmes travaillant sur des fréquences inférieures à 1 000 Mc/s c'est pour le moment par un examen des conditions propres à chaque cas particulier que l'on peut le mieux parvenir à cette entente.

Pour l'interconnexion internationale de systèmes comprenant plusieurs voies H.F. et travaillant au-dessus de 1 000 Mc/s, il est nécessaire d'adopter un plan de répartition commun pour les voies H.F., pour les raisons données dans le projet de rapport contenu dans le document 62 (Annexe II-C).

Même dans le cas des systèmes travaillant au-dessus de 1 000 Mc/s et ne comprenant qu'une voie H.F. aller et une voie H.F. retour, il y a tout intérêt à ce que les fréquences retenues soient choisies parmi celles du plan.

**POUR VOS ESSAIS SUR LES RADARS**

# PHILIPS

*Vous présente*

**SON ÉQUIPEMENT DE MESURE**

**3 cm**

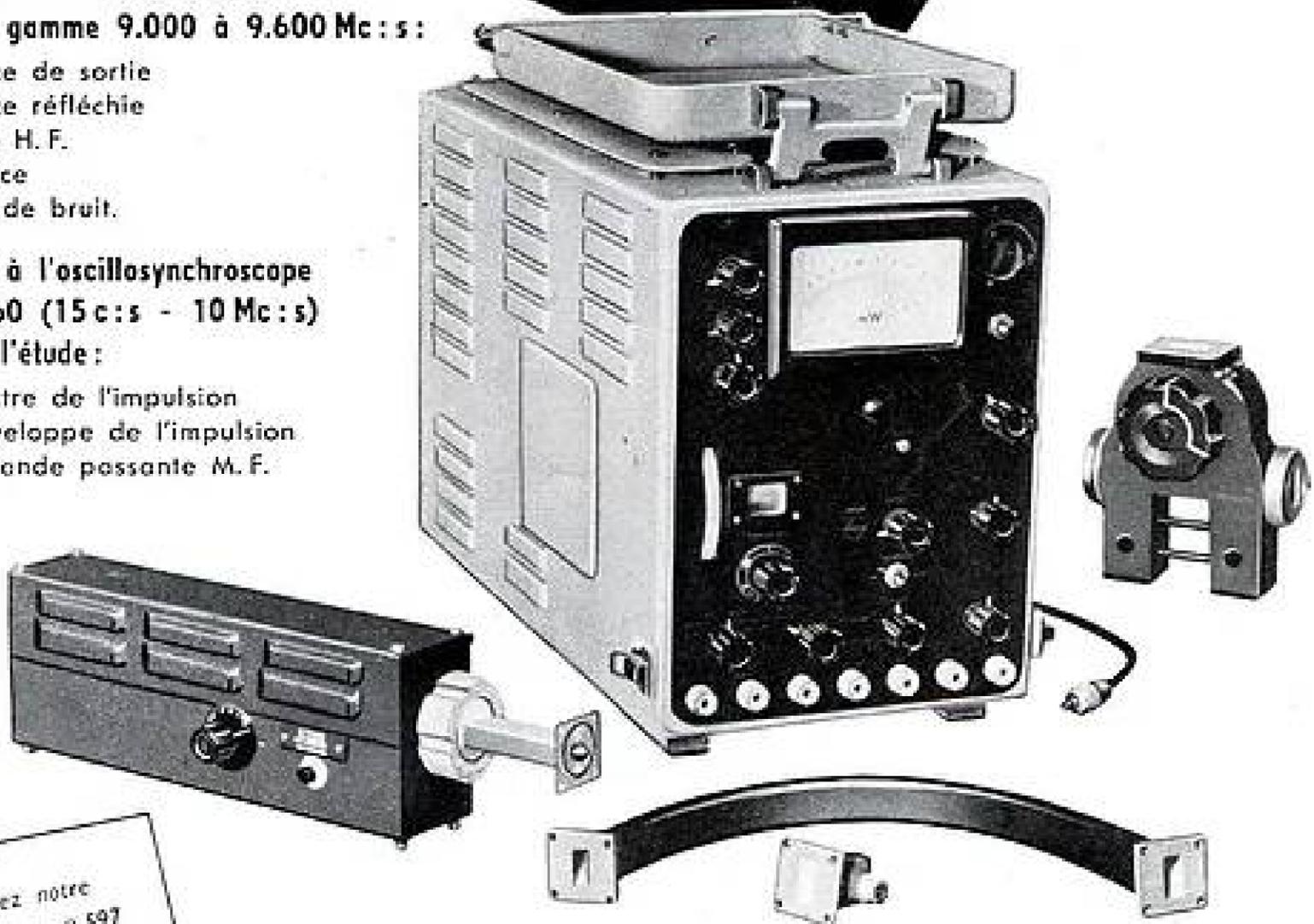
**SGM 122/00**

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

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

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

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



Demandez notre  
documentation n° 597

# PHILIPS-INDUSTRIE

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

Les administrations devront également s'entendre sur la polarisation de l'onde à employer ; les modalités à adopter pour la polarisation des diverses voies H.F. dépendront de la disposition choisie pour les voies.

Le plan général indiqué ci-dessous pour les voies H.F. repose sur les hypothèses suivantes :

- I) Utilisation d'une bande de 400 Mc/s de largeur pour la totalité des voies,
- II) Groupement des voies aller dans une moitié de cette bande et groupement des voies retour dans l'autre moitié,
- III) Emploi d'un espacement de fréquence constant entre voies aller et retour correspondantes,
- IV) emploi, entre deux voies adjacentes aller (et retour), d'un espacement de fréquence égal à 16 Mc/s ou à un multiple de cette valeur.

Les fréquences de chaque voie doivent être choisies comme suit :

Soit  $f_0$  (Mc/s) la fréquence centrale de la bande de 400 Mc/s de largeur,  
 $f_n$  la fréquence centrale d'une des voies H.F. de la moitié inférieure de cette bande,

$f'_n$  la fréquence centrale de la voie H.F. correspondante dans la moitié supérieure de la bande.

Les fréquences des diverses voies sont alors exprimées en Mc/s par les relations suivantes :

dans la moitié inférieure de la bande de 400 Mc/s :  $f_n = f_0 - 200 + 16n$   
 dans la moitié supérieure de la bande de 400 Mc/s :  $f'_n = f_0 + 200 - 16$   
 ( $12 = n$ )

où  $n = 1, 2, \dots, 11$ .

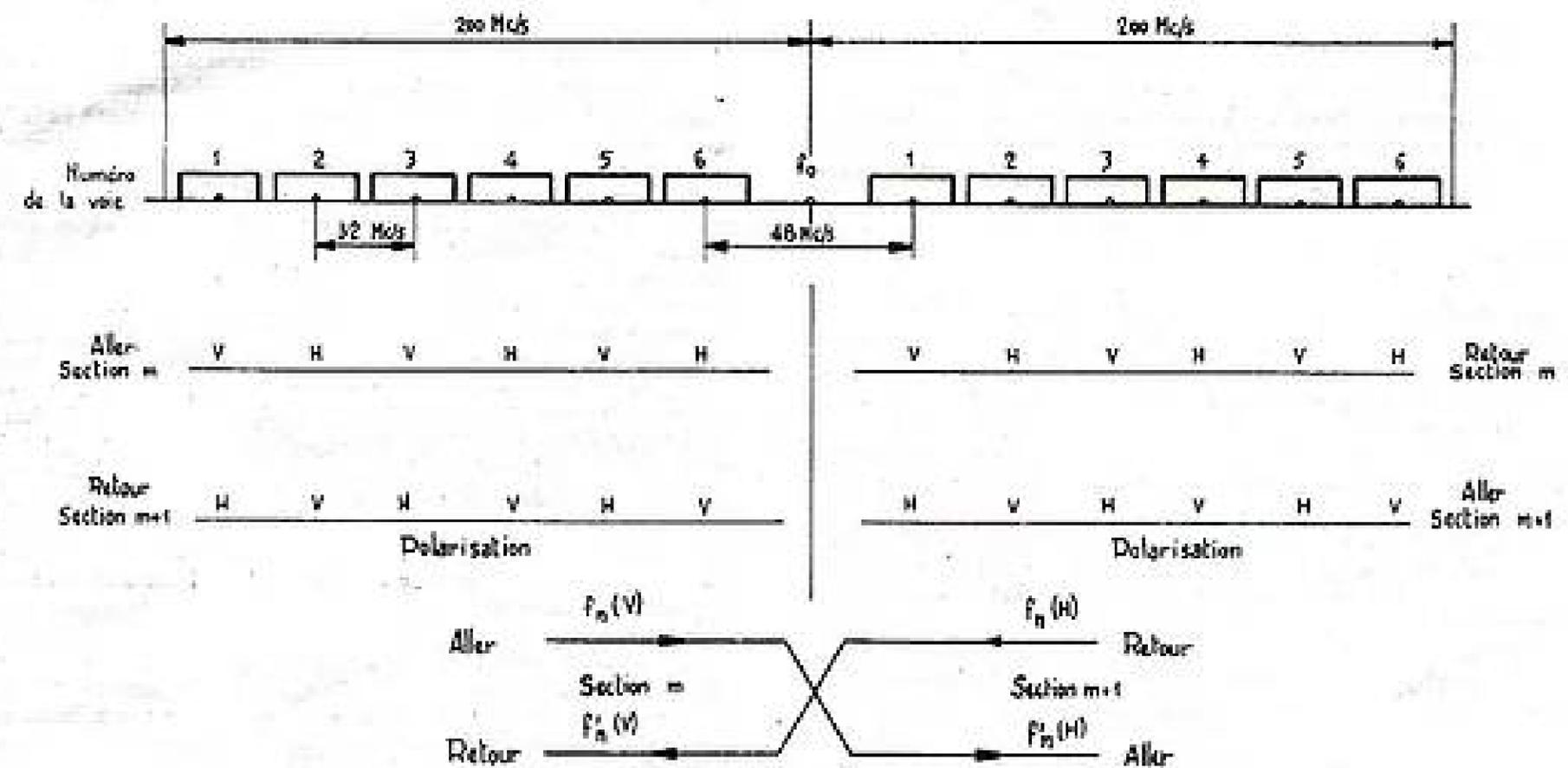


FIG. 1 (Annexe II-B). — Disposition des voies H.F. d'un système comprenant 6 voies H.F. de 600 voies téléphoniques chacune pour l'interconnexion internationale.

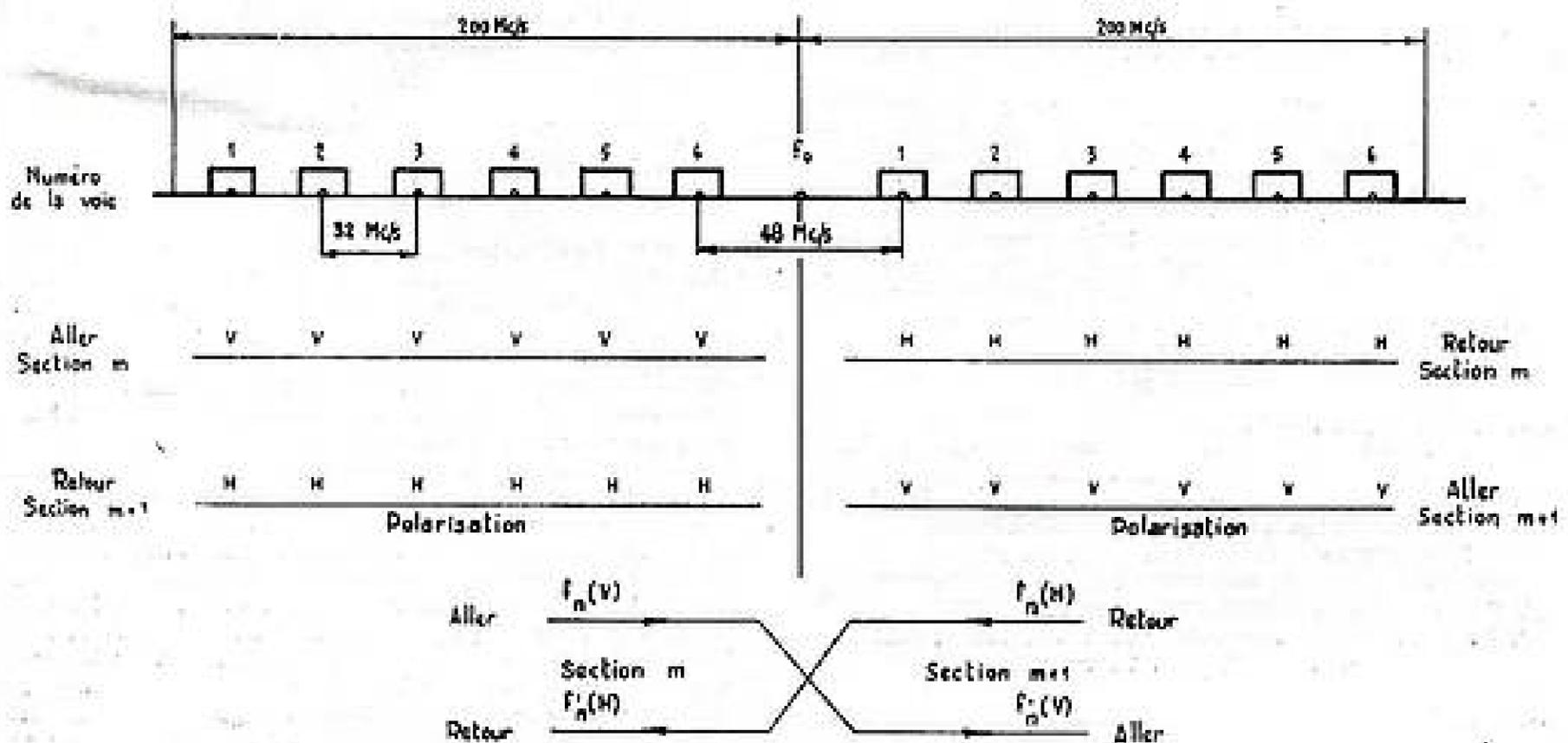


FIG. 2 (Annexe II-B). — Disposition des voies H.F. d'un système comprenant 6 voies H.F. de 240 voies téléphoniques chacune pour l'interconnexion internationale.

Il résulte des relations précédentes que l'espacement entre voies aller et retour correspondantes est constant et égal à  $208 \text{ Mc/s}$  (c'est-à-dire que  $f^* - f^* = 208$ ).

a) *Disposition des voies H.F. et polarisation pour un système comprenant 600 voies téléphoniques par voie H.F.*

La disposition préférée des voies H.F. pour un système comprenant 6 voies H.F. aller et 6 voies H.F. retour, de 600 voies téléphoniques chacune, est représentée sur la figure 1.

Les fréquences des voies sont, dans cet exemple, obtenues par les formules ci-dessus dans lesquelles on a donné à  $n$  les valeurs 1, 3, 5, 7, 9 et 11.

Dans la figure 1, la polarisation diffère de  $90^\circ$  dans les voies adjacentes pour une section donnée et un sens de transmission donné ; de plus, la polarisation est différente pour des voies aller et retour de sections adjacentes qui partagent la même fréquence. Cette disposition relative au polarisations des diverses voies présente les avantages suivants :

I) Elle simplifie le problème de la séparation des voies adjacentes (ce qui est particulièrement important lorsque la largeur d'une voie occupe un pourcentage élevé de l'espacement entre voies).

II) Elle diminue la diaphonie entre voies aller et retour de sections adjacentes qui utilisent la même fréquence. On notera que, lorsqu'il y a un danger d'interférence entre un réseau national et un réseau international de la même région il peut y avoir intérêt à ce que le réseau national utilise des fréquences de voies imbriquées avec celles de la figure 1, c'est-à-dire des fréquences dont les valeurs se déduisent des formules indiquées plus haut, en posant  $n = 2, 4, 6, 8$  et  $10$ .

b) *Disposition des voies H.F. et polarisation pour un système comprenant 240 voies téléphoniques par voie H.F.*

La disposition préférée des voies H.F. pour un système comprenant 6 voies H.F. aller et 6 voies H.F. retour, de 240 voies téléphoniques chacune, est représentée sur la figure 2.

Les fréquences des voies sont, dans cet exemple, obtenues par les formules ci-dessus, dans lesquelles on a donné à  $n$  les valeurs 1, 3, 5, 7, 9, et 11.

Dans la figure 2, la polarisation est la même pour des voies adjacentes d'une section donnée et d'un sens de transmission donné ; elle diffère de  $90^\circ$  pour des voies aller et retour de sections adjacentes qui partagent la même fréquence.

En utilisant la même polarisation sur des voies adjacentes on peut à volonté employer un aérien unique pour toutes les voies aller et retour d'un même sens de transmission, ce qui diminue le prix de revient du système.

Si l'on a besoin de voies supplémentaires sur le même trajet, on peut utiliser à cet effet un deuxième aérien avec une disposition des voies H.F. semblable à celle qui a été examinée plus haut mais avec des polarisations différant de  $90^\circ$  de celles de la figure 2, les fréquences des voies étant obtenues en posant  $n = 2, 4, 6, 8$  et  $10$ , c'est-à-dire que ces fréquences sont imbriquées avec celles de la figure 2.

c) *Disposition des voies H.F. lorsque des voies téléphoniques sont utilisées sur le même système de relais radioélectriques que des voies de télévision.*

Dans le projet de rapport contenu dans le Doc. 62 (Annexe II-C), on a examiné la disposition générale des voies pour les systèmes à plusieurs voies H.F. permettant la transmission de la téléphonie et de la télévision. Il y est indiqué que, lorsque ces systèmes comprennent une voie de télévision en vue de l'interconnexion internationale, les fréquences employées devraient être les fréquences les plus basses utilisables dans chaque moitié de la bande de  $400 \text{ Mc/s}$ , c'est-à-dire celles de la voie n° 1 des figures 1 ou 2. Pour la téléphonie, les fréquences de voie préférées sont celles correspondant aux voies n° 4, 5 et 6 des figures 1 et 2.

#### ANNEXE II-C

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.R.  
Genève, 1954

Doc. 62  
Projet de rapport

#### APPLICATION DES PLANS DE FRÉQUENCES AUX SYSTÈMES INTERNATIONAUX DE RELAIS RADIOÉLECTRIQUES UTILISÉS POUR LA TÉLÉPHONIE A MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE ET POUR LA TÉLÉVISION, ET FONCTIONNANT A DES FRÉQUENCES SUPÉRIEURES A $1\ 000 \text{ Mc/s}$

##### 1. Introduction.

Il est important de s'entendre sur les dispositions à adopter pour les voies H.F. des systèmes de relais radioélectriques à plusieurs voies H.F.,

fonctionnant dans une zone géographique donnée. Les raisons en sont les suivantes :

1) Ce choix permet d'effectuer l'interconnexion aux fréquences radioélectriques avec la plus grande économie de spectre, compte tenu des techniques utilisées pour les équipements courants et de considérations économiques ;

2) il facilite l'accord entre les diverses administrations au sujet des fréquences à utiliser pour les liaisons internationales ;

3) il facilite l'intégration des liaisons internationales dans les différents réseaux nationaux ;

4) il simplifie la fourniture, l'exploitation et la maintenance du matériel nécessaire et en réduit le coût.

Les considérations qui suivent sont fondées sur l'hypothèse qu'une largeur de bande totale d'au moins  $400 \text{ Mc/s}$  est disponible.

2. *Comment adapter la disposition des voies pour répondre aux différents besoins.*

Les différentes administrations ont des besoins différents quant au nombre des voies de téléphonie et de télévision qui doivent être transmises sur les systèmes de relais radioélectriques interconnectés à l'échelle internationale. Certaines d'entre elles, par exemple, voudront interconnecter des systèmes à 600 voies téléphoniques, d'autres préféreront 240 voies ; en plus de ces besoins, elles devront peut-être ajouter une ou deux voies pour transmettre, sur le même système international de relais radioélectriques, des signaux de télévision correspondant à des normes différentes.

Il est donc essentiel que les dispositions des voies H.F. soient assez souples pour que l'on puisse donner satisfaction aux divers besoins tout en économisant au maximum les fréquences du spectre radioélectrique.

On a déjà fait un grand pas vers l'établissement des bases nécessaires pour fixer les dispositions dont il s'agit lorsqu'on a adopté les valeurs préférées pour des caractéristiques des systèmes comme le nombre maximum des voies téléphoniques, l'excursion de fréquence et la valeur centrale de la bande des fréquences radioélectriques.

On trouvera dans le Doc. 69 (annexe II-B) un schéma représentant la disposition préférée des voies H.F. pour un système comprenant 6 voies aller et 6 voies retour, de 600 voies téléphoniques chacune, avec un espacement de  $32 \text{ Mc/s}$  entre fréquences centrales de deux voies H.F. adjacentes.

La disposition préférée des voies H.F. permet, dans le cadre d'un plan d'allocations de fréquences commun, d'obtenir une très grande souplesse. On peut, comme on le voit sur les exemples des figures 1 et 2, l'adapter aux besoins de la transmission des signaux de télévision aussi bien que de téléphonie.

La figure 1 représente une disposition permettant de réaliser :

- 2 voies de télévision,
- 1 voie H.F. à 600 voies téléphoniques,
- 1 voie H.F. supplémentaire utilisable soit pour la télévision soit pour réaliser 600 voies téléphoniques,
- 3 voies H.F. à 240 voies téléphoniques chacune.

La figure 2 représente une disposition permettant de réaliser :

- 2 voies de télévision (dont une est inoccupée),
- 7 voies H.F. à 240 voies téléphoniques chacune.

Dans les deux cas, l'espacement entre fréquences centrales des voies H.F. est de  $32 \text{ Mc/s}$  (dans le cas des voies de télévision ou des voies H.F. à 600 voies téléphoniques) ou de  $16 \text{ Mc/s}$  (dans le cas des voies H.F. à 240 voies téléphoniques). Pour faciliter la séparation des voies, on utilise des polarisations différentes sur des voies successives, ainsi que, le cas échéant, des aériens différents. Dans les exemples cités, on suppose que la largeur de la bande vidéo nécessaire pour les signaux de télévision ne dépasse pas  $5 \text{ Mc/s}$  environ.

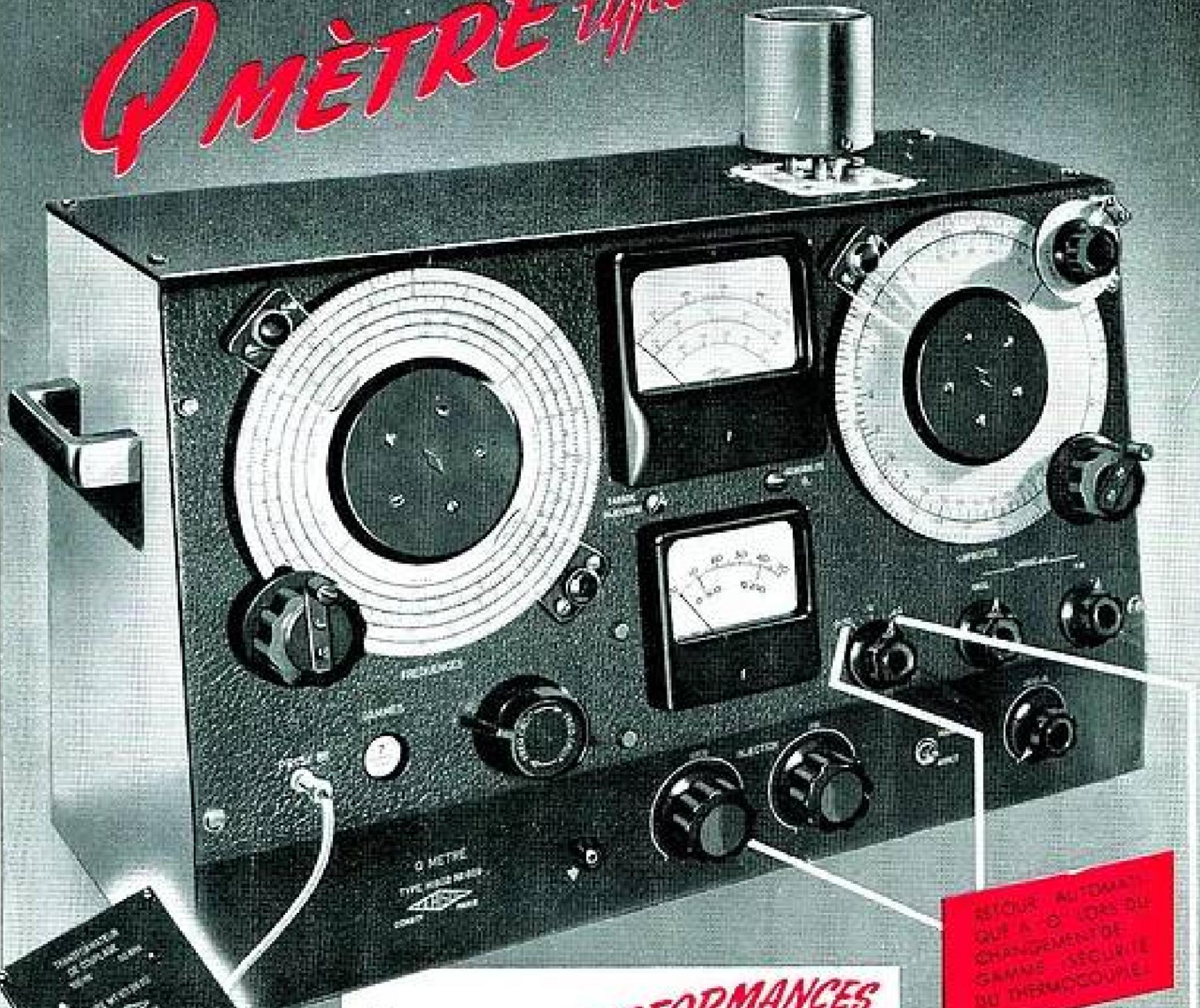
Un cas particulier se présente lorsque la largeur de bande vidéo dépasse  $5 \text{ Mc/s}$  environ, par exemple lorsqu'il s'agit de télévision à 819 lignes où la largeur de bande vidéo est de l'ordre de  $10 \text{ Mc/s}$ . On peut alors avoir intérêt à espacer les voies H.F. de plus de  $32 \text{ Mc/s}$  afin de permettre l'emploi d'un aérien unique ; de plus, dans ce cas particulier, on peut vouloir réaliser en outre plusieurs voies H.F. à 240 voies téléphoniques chacune. Un exemple de ce cas est représenté sur la fig. 3, où les deux voies de télévision sont espacées de  $48 \text{ Mc/s}$  (il est à noter que l'une d'elles seulement sera utilisée pour les liaisons internationales, l'autre étant généralement réservée aux besoins nationaux). Les voies H.F. à 240 voies téléphoniques sont espacées de  $16 \text{ Mc/s}$ . Même dans ce cas, on peut conserver pour la disposition des voies H.F. la même structure générale que dans les deux premiers exemples.

UTILISATION

JUSQU'À

50 Hz!

# Q MÈTRE type M802 C



Agence PUBLITEC-DOHENACH

## Nouvelles **PERFORMANCES**

OSCILLATEUR : 50 KHz à 70 MHz  
CV de mesures 25 pF à 500 pF  
Vernier  $\pm 3$  pF - Lecture directe de L

Possibilité d'utilisation à partir de 50 Hz à l'aide d'un transformateur de couplage type MT 101

Utilisable également avec tous les accessoires pour la mesure des angles de perte ( $\text{tg } \delta$ )

RETOUR AUTOMATIQUE À 0 LORS DU CHANGEMENT DE GAMME - SÉCURITÉ DU THERMOCOUPLE

NOUVELLE ÉCHELLE TABLE Q DE 0,50 PERMETTANT DE LIRE Q = 5

ÉCHELLE DIRECTE EN D.C. PERMETTANT DES MESURES DE COMPARAISON RAPIDES



TRANSFORMATEUR DE COUPLAGE TYPE MT 101 ENTRE L'APPAREIL Q MÈTRE ET UN GÉNÉRATEUR EXTERIEUR



SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL 72.192.000 FF

ÉTABLISSEMENTS GEFROY & Cie

7-9 RUE DES CLOYS-PARIS 18<sup>e</sup> MON. 44-65

NOUVEAU CENTRE DE PRODUCTION : 18 Avenue Vaillant-Couturier - Trappes (Seine-et-Oise)

3. Position relative des voies de téléphonie et de télévision.

Les conventions suivantes sont recommandées afin que la mise en pratique progressive des arrangements relatifs aux dispositions des voies puisse, dans le cas des liaisons internationales, se faire selon une procédure établie d'avance :

- 1) la (ou les) voie de télévision sera (ou seront) établie(s) sur la plus basse (ou sur les plus basses) des fréquences appropriées, dans chacune des deux moitiés de la bande de 400 Mc/s.
- 2) La (ou les) voie de téléphonie sera (ou seront) établie(s) sur la plus élevée (ou sur les plus élevées) des fréquences appropriées, dans chacune des deux moitiés de la bande de 400 Mc/s.

Lorsqu'il s'agit de répondre à certains besoins particuliers, la disposition des voies H.F. doit faire l'objet d'un accord entre les administrations intéressées.

4. Nécessité d'un accord sur l'assignation d'une fréquence centrale, pour le problème de la disposition des voies H.F.

Il est indispensable que les administrations d'une zone géographique donnée s'entendent sur l'assignation d'une fréquence centrale, pour le problème de la disposition des voies H.F. à utiliser dans ladite zone pour les liaisons internationales.

5. Conclusions.

Il semble que la disposition des voies H.F. proposée pour la téléphonie à 600 voies, et qui repose sur un espacement de 32 Mc/s entre fréquences centrales, peut être suffisamment souple pour s'adapter à la transmission de signaux de télévision d'environ 5 Mc/s de largeur de bande vidéo, de téléphonie à 600 voies et, le cas échéant, le téléphonie à 240 voies avec

\* Dans certains cas particuliers, une voie H.F. supplémentaire à 240 voies téléphoniques peut être insérée entre les deux voies de télévision de la figure 3.

un espacement de 16 Mc/s. Elle peut également, s'il le faut, s'adapter aux besoins spéciaux des signaux de télévision de 10 Mc/s environ de largeur de bande vidéo.

On attire l'attention des administrations sur l'importance d'un accord au sujet de la fréquence centrale pour le problème de la disposition des voies H.F.

La disposition des voies à choisir pour un cas particulier donné fera l'objet d'un accord entre les administrations intéressées, qui se serviront à cet effet de celle qui est représentée dans le projet de rapport figurant au Doc. 69 (Annexe II-B). Des suggestions y sont présentées sur l'ordre dans lequel les voies H.F. peuvent être mises en service.

ANNEXE II-D

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.R.  
Genève, 1954

Doc. 79  
Projet de rapport

SYSTÈMES DE RELAIS RADIOÉLECTRIQUES  
INTERNATIONAUX A LARGE BANDE TRAVAILLANT SUR DES  
FRÉQUENCES SUPÉRIEURES A 30 Mc/s ENVIRON

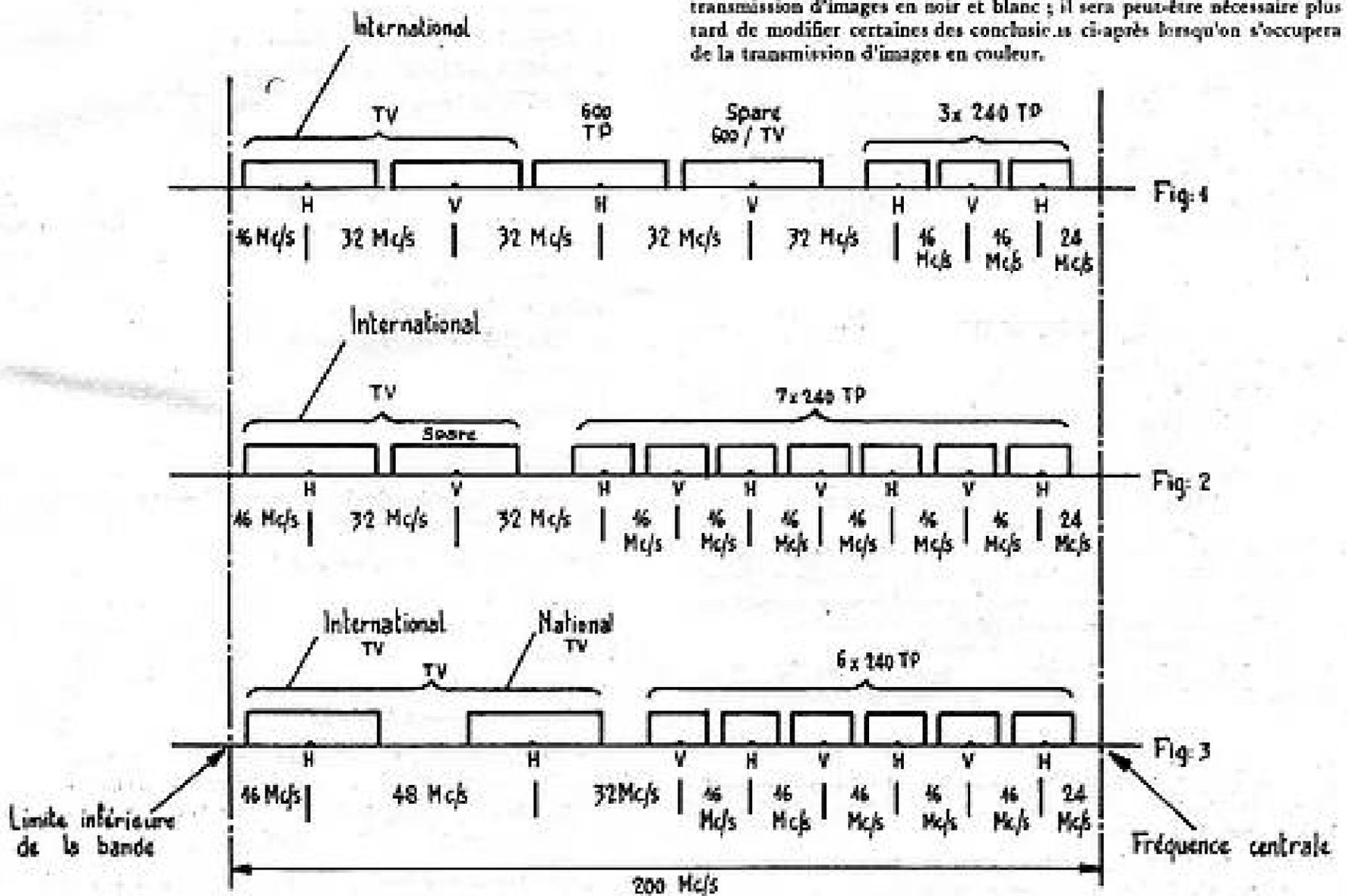
Transmission de la téléphonie et de la télévision sur le même système.

1. Introduction.

Dans le présent rapport on se propose de considérer les valeurs préférentes de certaines caractéristiques des systèmes de relais radioélectriques. L'examen de ces valeurs, conjointement avec celles que l'on propose dans les Docs. 62 et 69 (Annexes II-C et II-B), facilitera l'utilisation de ces systèmes sur les liaisons internationales de la télévision et de la téléphonie multivoies.

En considérant les caractéristiques pour la transmission de la télévision sur les systèmes de relais radioélectriques, il convient de distinguer entre les systèmes de télévision à 625 lignes ou moins d'une part, et à 819 lignes d'autre part.

Pour le moment, il ne peut s'agir que des caractéristiques pour la transmission d'images en noir et blanc ; il sera peut-être nécessaire plus tard de modifier certaines des conclusions ci-après lorsqu'on s'occupera de la transmission d'images en couleur.



Exemples de disposition des voies H.F. aux fréquences supérieures à 1.000 Mc/s

TV = Télévision

TP = Téléphone multivoies à multiplexage par répartition en fréquence

La figure ne représente que la moitié des plans de fréquences.

Annexe II-C).

2. *Valeurs préférées des caractéristiques pour l'interconnexion internationale aux fréquences de la bande de base.*

Les valeurs préférées des caractéristiques de la bande de base sont étudiées par la Commission d'études XI dans le cadre du programme d'études N° 32.

On suggère que la Commission d'études XI soit invitée à examiner la nécessité d'établir une différence entre les niveaux d'entrée et de sortie dans la bande de base au point d'interconnexion, pour tenir compte d'une certaine perte dans des câbles d'interconnexion.

3. *Valeurs préférées des caractéristiques pour l'interconnexion internationale aux fréquences intermédiaires.*

La valeur préférée pour le centre de la bande de fréquences intermédiaires <sup>(1)</sup> est 70 Mc/s. Cette valeur est en harmonie avec celle proposée pour les systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence fonctionnant sur des fréquences supérieures à 1 000 Mc/s (voir Doc. 69 — Annexe II-B).

Si cependant, pour des raisons techniques on désire utiliser, aux fréquences supérieures à 5 000 Mc/s, une fréquence intermédiaire plus élevée que 70 Mc/s, il convient de donner la préférence à la valeur 105 Mc/s.

Les valeurs proposées pour l'excursion de fréquence <sup>(2)</sup> dans la bande des fréquences intermédiaires et des fréquences radioélectriques sont les suivantes :

- 6 Mc/s pour les systèmes de 625 lignes et au-dessous ;
- 8 Mc/s pour les systèmes à 819 lignes <sup>(3)</sup>.

Ces valeurs s'entendent sans préaccentuation.

Il est considéré comme recommandable qu'aux points d'interconnexions internationales la fréquence intermédiaire et la fréquence radioélectrique correspondant aux sommets des impulsions de synchronisation soient stabilisées à des valeurs différant, en plus ou en moins, de leur valeur centrale <sup>(4)</sup> d'une quantité égale à la moitié de l'excursion de fréquence. Le choix doit être laissé aux administrations intéressées.

Les niveaux d'entrée et de sortie du signal MF en un point d'interconnexion internationale, ainsi que l'impédance du circuit MF en ce point doivent avoir les mêmes valeurs que celles indiquées pour les mêmes grandeurs dans les systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence (Doc. 69), sections 3.3 et 3.4 — voir Annexe II-B).

4. *Disposition préférée des voies H.F. en cas d'interconnexion internationale.*

Les dispositions préférées des voies H.F. pour la transmission de la télévision sur des systèmes radioélectriques dans le cas d'interconnexion internationale sont décrites dans le Doc. 62 (Annexe II-C). Elles sont conformes aux schémas généraux exposés à la section 4 du Doc. 69 (Annexe II-B).

ANNEXE II-E

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.R.  
Genève, 1954

Doc. 72  
Document de travail

MÉTHODES DE MAINTENANCE DES SYSTÈMES  
RADIOÉLECTRIQUES À LARGE BANDE

La commission est d'avis que le nombre des systèmes de relais radioélectriques multivoies en fonctionnement et le temps depuis lequel ils sont en service n'ont pas encore permis d'acquérir assez d'expérience pour que l'on puisse formuler un avis relatif à cette question.

L'étude du problème doit donc être poursuivie.

La commission estime qu'il serait bon de donner quelques idées directrices pour les études futures. On trouvera ci-après ses suggestions à cet égard.

<sup>(1)</sup> Le centre de la bande des fréquences intermédiaires correspond à la moyenne arithmétique des limites crête à crête de la porteuse lorsque celle-ci est complètement modulée.

<sup>(2)</sup> L'excursion de fréquence est l'excursion crête à crête de la fréquence porteuse lorsque celle-ci est complètement modulée.

<sup>(3)</sup> La valeur adoptée depuis cette date par l'Administration française est 12 Mc/s.

<sup>(4)</sup> La valeur centrale de la fréquence radioélectrique est la fréquence de voie H.F. définie à la section 4 du Doc. 69 (Annexe II-B).

Généralités

Les remarques ci-après s'appliquent particulièrement aux systèmes de relais radioélectriques à large bande et à grande distance pour la transmission de la téléphonie multivoies par multiplexage par répartition en fréquence et de la télévision par modulation de fréquence de la porteuse radioélectrique.

On peut faire deux sortes de mesures sur les systèmes dont il s'agit :

1° Les premières peuvent se faire sans interrompre le trafic (par exemple, mesures à la sortie de l'émetteur). Des dispositifs d'alarme et, le cas échéant, un enregistrement permanent des valeurs de certains paramètres peuvent être utilisés à cet effet.

2° Les secondes exigent que l'on interrompe le trafic. On les fait habituellement à l'occasion de réglages ou de remises en état, lorsqu'on peut retirer certains organes de la liaison pour les soumettre à des mesures (par exemple mesure du temps de propagation de groupe des amplificateurs M.F.).

Grandeurs à mesurer proposées.

1. *sans interruption du trafic.*

- a) Niveau de sortie de la porteuse à l'émetteur terminal et aux émetteurs des relais ;
- b) Niveau d'entrée de la porteuse au récepteur terminal et aux récepteurs des relais ;
- c) Niveau d'entrée du signal multiplex à l'émetteur terminal (niveau d'une fréquence pilote) ;
- d) Niveau de sortie du signal multiplex au récepteur terminal (niveau d'une fréquence pilote) ;
- e) Niveau de bruit dans une bande étroite à la sortie du récepteur dans la bande de base, à titre d'indication du bruit du circuit radioélectrique ou du bruit d'intermodulation <sup>(\*)</sup> ou Niveau de bruit dans l'impulsion de synchronisation d'un système de télévision <sup>(\*)</sup> ;
- f) Contrôle de l'image (en télévision) ;
- g) Stabilité de fréquence de l'émetteur ;
- h) Stabilité de fréquence des oscillateurs locaux du récepteur ;
- i) Tensions et intensités.

2. *avec interruption du trafic.*

- a) Facteur de bruit du récepteur ;
- b) Caractéristiques de largeur de bande des circuits H.F. et M.F. ; courbes du temps de propagation de groupe et de l'amplitude en fonction de la fréquence ;
- c) Séparabilité du modulateur ;
- d) Sensibilité du discriminateur ;
- e) Compression du limiteur ;
- f) Valeur de la commande automatique du gain.

Dispositifs de maintenance proposés.

Il pourrait y avoir des circuits d'alarme indiquant que les valeurs des grandeurs suivantes sont hors de leurs limites normales :

- a) Niveau de sortie de la porteuse à l'émetteur ;
- b) Niveau d'entrée de la porteuse au récepteur ;
- c) Niveau de bruit dans la bande de base ou dans l'impulsion de synchronisation ;
- d) Niveaux des fréquences pilotes du système radioélectrique ;
- e) Tensions d'alimentation etc...

Ces circuits d'alarme pourraient provoquer la mise en service des installations de secours et indiquer la défaillance d'un organe.

On devrait sans doute prévoir un système de surveillance qui transmette en un point de contrôle les renseignements ci-après :

- a) Fonctionnement normal de toutes les liaisons dans une section ;
- b) Indication de la station où s'est produit un dérangement ;

<sup>(\*)</sup> Il peut être nécessaire d'ajouter un démodulateur local aux relais pour aider à localiser un défaut du système.

LA GAMME COMPLÈTE DE

# Photomultiplicateurs

# DU MONT

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

de 19 mm  
à 127 mm



TYPE 6292

TYPE 6363

TYPE 6364

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

Type	Diamètre et N° des dynodes	
6364	127 mm	10
6363	76 mm	10
6292	51 mm	10
6291	38 mm	10
6467	32 mm	10
6362	19 mm	10
6365	19 mm	6

ALLEN B. DU MONT

AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.

## E<sup>TS</sup> RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03



AUX U.S.A. RADIOPHON CORP. : 55 W, 42<sup>nd</sup> street, NEW-YORK, 36 N. Y. Tel. LONGacre 4.5659

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

# LES NOUVEAUX OSCILLOSCOPES

# DU MONT

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

## Types 323, 329 et 336

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

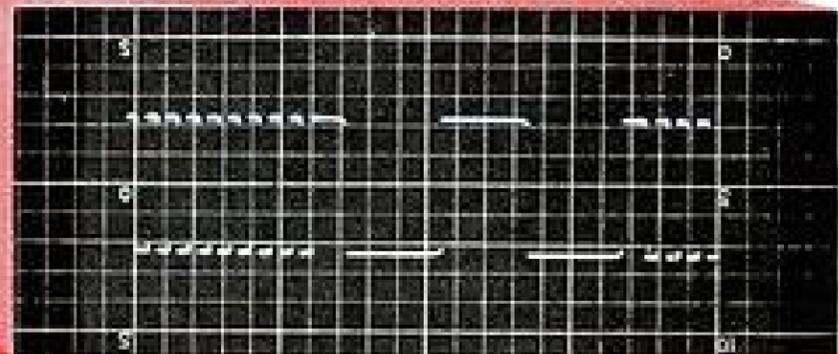
Type 323 : 0 à 20 MC

Type 329 : 0 à 20 MC grande luminosité

Type 336 : 0 à 30 MC grande luminosité

★ OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES pour tous usages scientifiques et industriels.

★ TUBES CATHODIQUES DE PRÉCISION



ALLEN B. DU MONT

AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.

## E<sup>TS</sup> RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03



Commutateur électronique type 333 couvrant jusqu'à 15 MC

Loupe électronique grossissant le balayage 10 fois



AUX U.S.A. RADIOPHON CORP. : 55 W, 42<sup>nd</sup> street, NEW-YORK, 36 N. Y. Tel. LONGacre 4.5659

- c) Nature du dérangement ;
- d) Fonctionnement ou non-fonctionnement des dispositifs automatiques ;
- e) Etat du matériel (panne totale ou partielle, niveau du carburant, etc...).

Un système supplémentaire peut être prévu pour la télécommande des stations relais éloignées. En général les systèmes de surveillance ne jouent que sur des sections du circuit, et, si l'on emploie pour ces signaux des fréquences inférieures ou supérieures à celles de la bande de base, ces signaux sont extraits et réinjectés dans les stations sous-directrices (Avis N° 128).

Deux voies de service devraient sans doute être prévues : l'une passant par toutes les stations, l'autre reliant directement les stations principales.

ANNEXE III

Réunion de la Commission d'études IX  
du C.C.I.R.  
Genève 1954

Doc. 66  
Projet d'avis

**CIRCUIT FICTIF DE RÉFÉRENCE POUR  
SYSTÈMES DE RELAIS RADIOÉLECTRIQUES A MULTIPLEXAGE  
PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE AYANT UNE CAPACITÉ  
MAXIMUM D'AU MOINS 60 VOIES TÉLÉPHONIQUES**

Le C.C.I.R.,

Considérant :

a) qu'il y a intérêt à établir des circuits fictifs de référence pour systèmes de relais radioélectriques, qui puissent constituer des directives

pour les constructeurs de matériel et de systèmes destinés à être utilisés dans des réseaux internationaux de voies de télécommunications ;

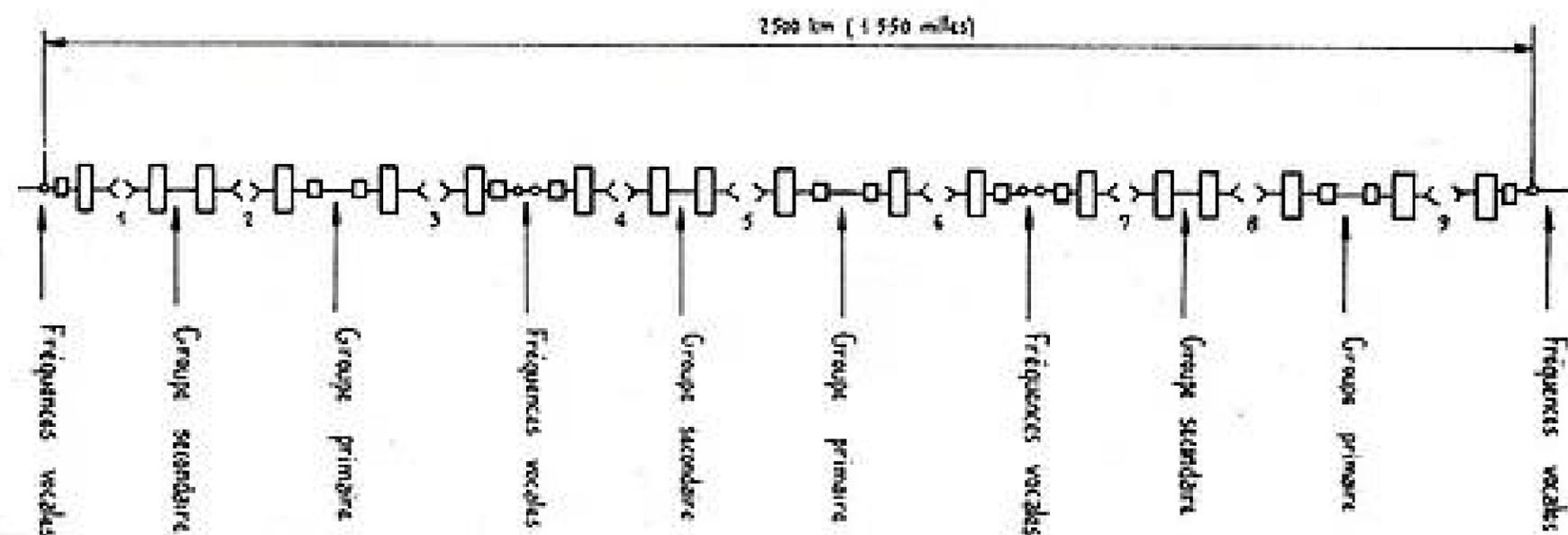
b) que les conditions troposphériques peuvent de temps en temps provoquer sur les systèmes de relais radioélectriques de courtes périodes d'évanouissement, accompagnées d'une augmentation du bruit ;

c) que ces augmentations passagères du bruit, qui ne sont aucunement liées à l'intermodulation se produisant au cours de l'heure chargée et qui, en général, ne se manifestent pas en même temps, doivent être prises en considération lorsqu'on fixe la valeur du bruit admissible.

Émet l'avis :

1. qu'il convient d'établir un circuit fictif de référence pour systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence ayant une capacité maximum d'au moins 60 voies téléphoniques par voie à fréquence radioélectrique ;
2. que ce circuit doit avoir 2 500 kilomètres de longueur ;
3. que ce circuit doit comprendre les couples de modulation suivants : 3 couples de modulation de voie, 6 couples de modulation de groupe primaire et 9 couples de modulation de groupe secondaire, l'expression « couple de modulation » signifiant l'ensemble d'un modulateur et d'un démodulateur ;
4. que ce circuit doit comprendre 9 couples de modulation à fréquence radioélectrique.
5. que la fraction du bruit global due à l'ensemble des couples de modulation indiqués au paragraphe 3 ci-dessus ne doit pas dépasser 2,500 pW.

NOTE : L'étude de la puissance psychométrique admissible en un point de niveau relatif zéro d'une voie téléphonique doit être poursuivie et cette question doit faire l'objet d'un nouvel avis.



Circuit fictif de référence pour les systèmes de relais radioélectriques à multiplexage par répartition en fréquence à 60 voies téléphoniques au moins.

- — Modulation de voie
- — Modulation de groupe primaire
- ▭ — Modulation de groupe secondaire
- — Station radio terminale (la bande des fréquences transmises sur le système est présente à l'entrée ou à la sortie)

# LES POTENTIOMÈTRES AUTOMATIQUES PHILIPS

mesurent  
contrôlent et  
enregistrent

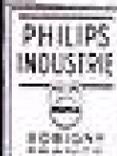
même en  
des lieux  
éloignés  
des points  
de mesure

Tensions continues  
Températures,  
pH,  
Conductibilité,  
Humidité,  
Contraintes,  
Poids,  
Débit,  
Pression,  
Niveau.

A leurs qualités de robustesse, précision et sensibilité, ils ajoutent **une grande rapidité de réponse, une simplicité très poussée**, grâce à :

- un nombre de pièces mobiles réduit au minimum,
- un montage en blocs séparés standard et préétalonnés permettant un rechange rapide,
- plusieurs modes de régulation adaptés à chaque usage particulier,
- un traceur de programme à exécution rapide et interchangeable.

Posez-nous votre problème  
Demandez notre notice documentaire n° 636

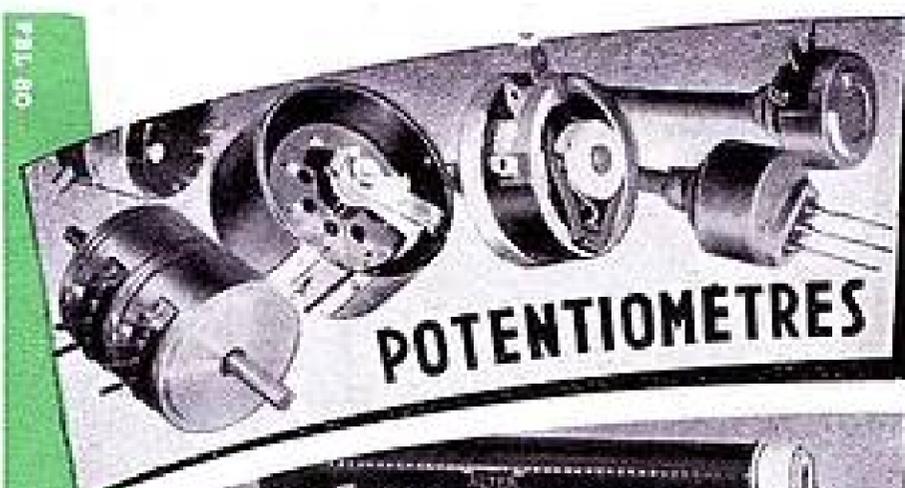


## PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-35 (lignes groupées)

ELVINGER

11454



POTENTIOMÈTRES



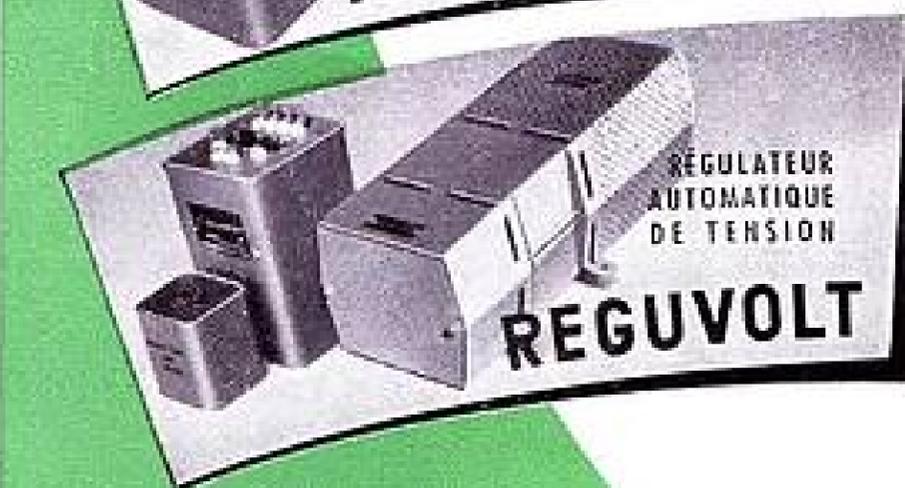
RESISTANCES



CONDENSATEURS



TRANSFORMATEURS



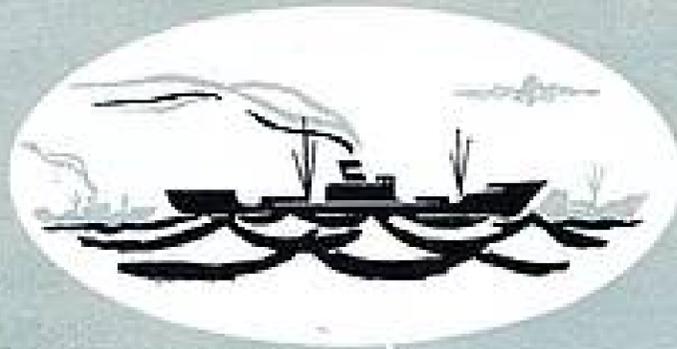
RÉGULATEUR  
AUTOMATIQUE  
DE TENSION

REGUVOLT

# M.C.B. et VERITABLE ALTER

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

Les Matériels S.F.R. sont distribués  
en Afrique Française par **S.F.R.**  
**AFRIQUE** - 32, B<sup>e</sup> de la Résistance  
Française - CASABLANCA.



# ÉMETTEUR . RÉCEPTEUR

**MF. MOBILE**



*DANS TOUS LES DOMAINES*



**INFORMATION - CONTROLE - COMMANDEMENT**

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



SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE, 79, BOULEVARD HAUSSMANN - PARIS VIII<sup>e</sup> - ANJ. 84-60