

L'ONDE ÉLECTRIQUE

29^e ANNÉE N° 263

FÉVRIER 1949

PRIX : 160 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e



LIRE DANS CE NUMERO

Philippe Le Calvez
R. RIGAL

Les radiophares du type "Consol"
H. PORTIER

Théorie des tubes à ondes progressive
J. LAPLUME

Mesures des impédances d'antennes
à bord d'avion
P. DURAND

La modernisation des pièces
détachées radio (2^e partie)
L. CAYE

MATÉRIEL
ENTIÈREMENT
TROPICALISÉ

SÉCURITÉ
TOTALE

Liaisons Multiples

EMETTEUR 1 Kw TYPE E 346

**EXTENSION POSSIBLE JUSQU'À
10 LONGUEURS D'ONDES**

Ensemble 1 kw à 2 armoires • Une longueur d'onde OC ou OM • Fonctionnement en radiotélégraphie ondes entretenues pures.

Ensemble 1 kw à 3 armoires • Une longueur d'onde OC ou OM • Fonctionnement soit en radiotélégraphie ondes entretenues pures (ou modules) soit en radiotéléphonie, soit enfin en radiotélégraphie sur 2 longueurs d'ondes entretenues pures.

Ensemble 1 kw à 5 armoires • Fonctionnement soit en radiotélégraphie ondes entretenues pures sur 4 longueurs d'ondes OC ou OM, soit en radiotélégraphie modulée sur 3 longueurs d'ondes OC ou OM, soit enfin en radiotéléphonie sur 3 longueurs d'ondes OC ou OM.

Groupe Publicité SADIR CARPENTIER

SADIR-CARPENTIER

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 150.000.000 DE FRANCS — SIÈGE SOCIAL :
RADIO : 101, B^D MURAT, PARIS-16^E • TÉL. AUT. 81-25

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT, D'UN AN

FRANCE. 1650 »

ÉTRANGER. 1950 »

ÉDITIONS

Etienne CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

160 francs

Vol. XXIX

FÉVRIER 1949

Numéro 263

SOMMAIRE

		Pages
Philippe Le Calvez	R. RIGAL	56
Les radiophares du type " Consol "	H. PORTIER	57
Théorie des tubes à ondes progressives	J. LAPLUME	66
Mesures des impédances d'antennes à bord d'avion	P. DURAND	73
La modernisation des pièces détachées radio (2 ^e partie)	E. CAYE	79

Sur la couverture :

Présentation à Monsieur Jean Moreau, Secrétaire d'État à l'Air, du radar d'atterrissage de précision, type C. C. A. de la Compagnie Française Thomson-Houston, le 13 janvier 1949.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

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

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

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

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

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

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

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

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*;

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

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

4^o Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

1^o Membres titulaires, particuliers 1.000 fr.
— sociétés ou collectivités 5.000 fr.

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

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

3^o Membres à vie :

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

4^o Membres donateurs :

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

5^o Membres bienfaiteurs :

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

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

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

R. MESNY (1935) — † H. ABRAHAM (1940).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

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

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. M. PONTE, Directeur général adjoint de la Cie Gle de T. S. F.

Vice-Présidents :

MM. P. ABADIE, Ingénieur en chef au L. N. R.

G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.

De MARE, Ingénieur.

Secrétaire général :

M. R. RIGAL, Inspecteur général adjoint des P. T. T.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

MM. L. J. LIBOIS, Ingénieur des P. T. T.

M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.

J. DOKES, Ingénieur des P. T. T.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Études générales.	M. DE MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE	M. CHARLET.

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

INFORMATIONS

PORTRAITS DES GRANDS HOMMES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Le secrétariat général de l'Union Internationale des Télécommunications met actuellement en vente une eau-forte de Tesla, tirée à 510 exemplaires, sur papier de luxe. Chaque épreuve mesure 23 cm × 17 cm. marges comprises. Cette gravure peut être obtenue au secrétariat général de l'Union Internationale des Télécommunications, Palais Wilson, 52, rue des Pâquis, Genève (Suisse), contre l'envoi de la somme de 3 francs suisses par exemplaire, frais de port et d'emballage compris.

Un petit nombre d'exemplaires des portraits de Morse, de Hughes, de Bell, de Marconi, de Baudot, de Gauss et Weber, de Maxwell, du général Ferrié, de Siemens, de Popov, d'Ampère, de Herz et d'Erlang, tirés de 1935 à 1947 est encore disponible. Prix : 3 francs suisses par unité.

AVIS

Le Conseil de l'Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises (19, rue Blanche, Paris-9^e) nous informe que la Société Française de Physique organisera cette année une exposition d'instruments scientifiques et qu'elle se propose d'éditer un catalogue de ces instruments comportant leur description technique. Le prix de ce catalogue sera de 100 à 300 frs.

D'autre part, un congrès international du Génie Civil qui se tiendra à Mexico en avril 49 a sollicité la participation des Ingénieurs Fran-

çais. Le conseil de l'Union serait désireux de connaître les noms des personnes qui ayant l'occasion de se trouver en Amérique à cette époque pourraient accepter de représenter l'Union à ce Congrès.

Exposition de l'électricité

Toulouse — 1949

Du 21 mai au 6 juin 1949, dans le cadre d'une quinzaine de fêtes, festival et congrès, aura lieu, à Toulouse, une *Exposition de l'Electricité* organisée avec le concours de toutes les activités publiques et privées qu'intéressent le perfectionnement et le développement de cette grande technique moderne.

Le Comité d'organisation fait appel à tous ceux qui seraient susceptibles de proposer, pour y être présentés, *des matériels, ensembles, maquettes, dioramas, modèles réduits, plans, schémas coupés, pièces historiques, etc.*, sous une forme non commerciale, de bien vouloir l'en informer à l'adresse ci-dessous :

COMITÉ DE L'EXPOSITION DE L'ÉLECTRICITÉ

Maison de l'Ingénieur

8, Rue du Poids-de-l'Huile — TOULOUSE.

OFFRES D'EMPLOIS

037. — Importante Société demande Ingénieurs Grandes Ecoles ayant de 8 à 10 ans d'exp. étude Récepteurs Radiodiffusion, curriculum vitae à Faure, 57, rue Pierre-Charron, Paris-8^e.

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 22 JANVIER 1949

La séance est ouverte à 17 heures à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, sous la présidence de Monsieur le Prince Louis de BROGLIE.

ALLOCUTION DE M. LE PRINCE LOUIS DE BROGLIE

Président sortant

MESDAMES, MESSIEURS,

Au moment où je vais quitter la présidence de la Société des Radioélectriciens, je veux d'abord vous remercier encore de l'honneur que vous m'avez fait en m'appelant pendant un an à représenter votre Société et à en diriger les travaux. Il y a un an, en prenant ici même les fonctions de Président, je constatais combien votre Société possédait de vitalité et d'ardeur, je vous disais combien le spectacle de son activité me paraissait réconfortant à l'heure où notre pays a dans tous les domaines, et en particulier dans le domaine scientifique et technique, à conserver ou à reconquérir la place de premier rang qui fut toujours la sienne. L'année que je viens de passer dans l'exercice des fonctions de Président n'a fait que confirmer l'opinion favorable que j'exprimais alors.

Dans les séances de votre bureau et de votre Conseil ainsi que dans vos séances ordinaires, j'ai pu voir directement sous mes yeux vivre votre Société et mieux apprécier encore l'œuvre qu'elle accomplissait. Je l'ai vue, grâce au dévouement et à la compétence de votre secrétaire général M. Rigal et des autres membres du Bureau, grâce aussi à l'ardeur des nombreux jeunes ingénieurs qui lui apportent leur concours enthousiaste, réaliser des études approfondies, poursuivre ses recherches et organiser une grande manifestation : le Congrès de Télévision. Dans vos séances ordinaires, vous avez entendu un grand nombre de communications d'un haut intérêt portant pour la plupart sur les dispositifs de guidage et d'atterrissage que la Radioélectricité met à l'heure actuelle à la disposition de l'aviation. Ces dispositifs sont très nombreux et d'une grande complication : ils ont été surtout développés à l'étranger, notamment aux Etats-Unis, mais les conférences que nous avons entendues sur ce sujet montrent que les ingénieurs français les connaissent bien et sont à même de les développer et de les perfectionner. La même impression réconfortante se dégage d'ailleurs des exposés faits sur d'autres questions que nous avons écoutées dans nos séances de 1948.

Je n'ai pas besoin de vous rappeler quel a été le succès du Congrès de Télévision organisé par votre Société au mois d'octobre dernier. Tous ceux qui y ont participé, Français ou Etrangers, paraissent en avoir été tout à fait satisfaits tant au point de vue des exposés qui y furent faits et des échanges d'idées auxquels il a donné lieu que des visites ou divertissements qui l'ont accompagné. Il est à peine besoin de dire qu'un tel résultat n'a pas été obtenu sans de grands efforts et votre Président doit rendre hommage non seulement aux aides de toute sorte et aux concours financiers qu'ont apportés à l'organisation du congrès diverses administrations et sociétés privées, mais aussi à l'énorme somme de travail que cette organisation a demandée de la part de certains membres de votre bureau et du personnel de votre secrétariat. Et je crois être juste en remerciant ici particulièrement MM. Rigal, Mallein, Libois et Angel de leur dévouement dans cette occasion.

Malgré les difficultés économiques de notre époque, l'Onde Electrique a pu continuer à être l'organe d'une haute tenue scientifique où s'exprime un des aspects les plus utiles de l'activité de votre société. Cruellement frappée par la mort accidentelle de M. Le Calvez qui en assumait la rédaction, elle a pu cependant poursuivre sa tâche grâce au dévouement de M. Abadie et assurer notamment la publication des communications du Congrès de Télévision. M. Libois ayant accepté de s'occuper désormais de la rédaction de l'Onde Electrique, nous sommes assurés que cette mission sera remplie avec activité et avec zèle.

Il reste à votre Président sortant à passer ses fonctions à votre nouveau Président, M. Maurice Ponte. C'est pour moi un plaisir de me retrouver de temps à autre en face de M. Ponte. N'est-ce pas lui, en effet, qui a le premier en France étudié la diffraction des électrons par les cristaux, phénomène dont la découverte a apporté aux conceptions nouvelles de la mécanique ondulatoire une éclatante et définitive confirmation ? Ce fut là, pour ainsi dire, ma première rencontre avec M. Ponte. Très récemment j'ai eu le plaisir de lui remettre au nom du Comité Blondel la médaille que ce Comité décerne chaque année à un savant ou à un ingénieur auteur d'éminents travaux dans le domaine de l'électricité. Mais M. Ponte est à la fois un grand physicien et un grand ingénieur et la médaille Blondel a pu lui être attribuée à l'un et à l'autre titre. Après avoir étudié avec une grande maîtrise dans ses travaux de jeunesse, la diffraction des rayons X, puis celle des électrons, les ondes radioélectriques ultra-courtes appelées depuis à un grand avenir et la propagation des ondes électromagnétiques dans la haute atmosphère, votre nouveau Président a été ensuite appelé à diriger le Laboratoire de Recherches de la Compagnie Générale de T. S. F., puis il a pris en outre la direction du département des lampes d'émission à la Société Française Radioélectrique. Dans ces diverses fonctions, tant par ses travaux person-

nels que par ceux dont il a été l'instigateur, il a fait largement progresser les branches les plus modernes de la radiotechnique. Obtention, propriétés, emploi des ondes décimétriques, magnétrons et lampes à modulation de vitesse, guides d'ondes et cavités résonnantes, télévision, optique électronique, tels sont quelques-uns des sujets qu'avec l'aide d'une élite de collaborateurs, il a étudiés et approfondis. Il m'est agréable de rendre hommage à l'éminent physicien qui, mettant son talent au service de la recherche technique, a su en peu d'années organiser un centre d'études si remarquable à tant d'égards. Et en remettant la présidence de votre Société à M. Maurice Ponte, je sais que je ne pouvais remettre ces fonctions à quelqu'un qui fût plus qualifié que lui pour les remplir avec compétence et autorité.

ALLOCUTION DE M. PONTE

Président pour 1949

CHER MAITRE, MES CHERS COLLÈGUES,

En prenant mes fonctions, je vous remercie de la confiance que vous me témoignez en m'appelant à la Présidence de notre Société. Celle-ci entre dans sa vingt-neuvième année ; fondée au moment où la jeune technique venait de remporter d'éclatants succès durant la première guerre mondiale, elle a su assimiler les développements qui nous ont conduits à la technique actuelle, elle a ses traditions, elle a ses devoirs. Dans la confusion intellectuelle qui caractérise notre temps, les Sociétés techniques telles que la nôtre apportent un élément de force, celui qu'éprouvent des techniciens passionnés pour leur art, unis pour surmonter leurs difficultés et se communiquer leur expérience, sans souci de leurs divergences sur d'autres plans. Je suis fier d'avoir été choisi pour présider à vos travaux et vous assure de mon dévouement à notre Société. Ma tâche sera d'ailleurs rendue aisée par la compétence et l'activité de notre Bureau, et principalement de notre Secrétaire Général, M. Rigal, véritable centre vital de notre action.

MAITRE,

L'an dernier, à pareille époque, le Président sortant, Monsieur Bureau, nous exprimait l'honneur qu'il ressentait en vous remettant ses pouvoirs. Il est plus redoutable encore de vous succéder. Votre nom, celui que vous portez comme celui du savant unanimement respecté, est un joyau du patrimoine français, qui éclaire le vrai visage de notre pays. Le premier de nos présidents, Monsieur Maurice de Broglie, a déjà consacré à notre Société un temps précieux ; nous vous remercions d'avoir également accepté de délaisser vos travaux pour les nôtres ; vous y avez apporté votre autorité et votre affabilité coutumières. Les Sociétés scientifiques françaises se disputent toutes l'honneur de vous voir les diriger : hier encore, ici même, la Société Française de Physique se réjouissait de vous mettre à sa tête ; pour nous, nous vous sommes reconnaissants de nous avoir encore donné un témoignage de votre intérêt pour la radioélectricité qui n'a pas cessé depuis votre séjour, un peu forcé, à la Tour Eiffel jusqu'à vos études sur la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides.

Il me semble que votre passage parmi nous nous dicte notre devoir. Le développement de la science doit pouvoir se traduire par une loi exponentielle puisque, dans une unité de temps, les nouveaux résultats sont plus ou moins proportionnels à la somme des connaissances déjà acquises. Devant cette avalanche, nous courons le risque, comme vous le rappeliez hier, de nous diviser, de nous spécialiser en négligeant les grandes lignes qui nous permettent de faire la synthèse de nos résultats et de les grouper. Votre titre de physicien nous a indiqué ce que le terme de radioélectricité contient réellement : la radioélectricité n'est pas seulement une technique de télécommunications, d'information à domicile ou de détection électromagnétique. Elle est devenue une branche fondamentale de la physique et nous ne pouvons plus les séparer ; la théorie des quanta ne doit-elle pas être utilisée dès maintenant en hyperfréquences ; les équations de certains de nos tubes ne ressemblent-elles pas à celles que vous avez illustrées ; la physique atomique a besoin de nous, de nos techniques, de nos réalisations ; les phénomènes naturels les plus éloignés de l'astrophysique, vers lesquels nous avons déjà été entraînés par le R.P. Lejay, M. Jouaust, M. Lehmann, présentent eux-mêmes des manifestations radioélectriques. Notre prolongement, l'électronique, au nom ambitieux et vague estompe encore les limites qu'on pouvait tracer autrefois entre les domaines de la science dont les limites disparaissent de plus en plus.

Mon but, cette année, sera donc d'étudier aussi loin que possible ces manifestations de la radioélectricité et de l'électronique dans leurs applications à la physique et aux techniques modernes, en recherchant les concours des spécialistes les plus avertis sans négliger ces pionniers, trop souvent ignorés en France, que sont les amateurs, terme un peu péjoratif qui marque tant de foi et d'ardeur.

Votre exemple, cher Maître, nous tracera donc encore notre voie et, bien que vous me laissiez cette présidence, votre élève ne cessera pas de vous avoir encore pour guide ; c'est bien le meilleur gage que je puisse donner à nos collègues pour cette nouvelle année.

RAPPORT MORAL PRÉSENTÉ

PAR MONSIEUR R. RIGAL.

Secrétaire Général

MES CHERS COLLÈGUES,

Au cours de l'année 1948, la Société des Radioélectriciens a eu des activités nombreuses et diverses auxquelles son Président Monsieur le Prince Louis de Broglie a bien voulu s'intéresser directement malgré l'importance de ses autres charges.

Certaines de ces activités ont présenté les formes normales que vous connaissez bien : organisation de conférences publiques, travaux de section, publication de l'Onde Electrique. Remarquons que sur 17 conférences faites, deux l'ont été devant les membres réunis de la Société des Radioélectriciens et de la Société Française des Electriciens.

Disons aussi que grâce aux efforts de notre Comité de Rédaction et de la Maison d'éditions Chiron, l'Onde Electrique a paru avec une satisfaisante régularité.

Une entreprise exceptionnelle et peut être au départ un peu audacieuse a également marqué en 1948 la vie de la Société des Radioélectriciens. Cette entreprise a eu pour but d'organiser à la fin du mois d'octobre dernier, un Congrès international de Télévision. Vous avez été renseignés par l'intermédiaire de l'Onde Electrique sur les travaux effectués à cette occasion, et vous vous joindrez certainement à votre Conseil pour remercier tous ceux dont les concours bénévoles ont été indispensables à la réussite reconnue d'une manifestation dont l'ampleur était hors de proportion avec les moyens de notre Société.

Le bilan financier du Congrès de Télévision, pratiquement équilibré, vous sera tout à l'heure présenté par notre Trésorier, M. Cabessa, en même temps que le bilan financier correspondant à la vie normale de la Société des Radioélectriciens. En fait, les charges annuelles de notre Société croissent de façon incessante tant en raison de l'extension de ses activités qu'en raison de l'augmentation générale des prix ; l'augmentation du prix de l'Onde Electrique depuis octobre 1948, les élévations successives des tarifs postaux l'accroissement des dépenses de secrétariat nous touchent particulièrement.

Aussi votre Conseil se trouve-t-il dans l'obligation de vous proposer pour 1949, de porter de 800 à 1.000 frs le taux normal des cotisations ; il espère que vous ne trouverez pas ce nouveau taux exagéré, compte-tenu des services rendus.

Nous vous proposons également de rendre désormais statutairement obligatoire le double parrainage pour les demandes d'admission dans la Société ; le parrainage unique admis jusqu'ici n'a pas toujours apporté les garanties nécessaires.

Je vous rappelle maintenant que vous devez désigner aujourd'hui :

- Un Président pour 1950 ;
- Deux Vice-Présidents ;
- Un Secrétaire ;
- Huit membres du Conseil ;
- Trois commissaires aux comptes.

Enfin, il me paraît impossible de terminer ce rapport moral sans redire la très grande perte qu'a faite en 1948 la Société des Radioélectriciens en la personne de Philippe le Calvez qui lui avait déjà rendu d'inappréciables services et qui s'apprêtait à lui en rendre encore.

CONFÉRENCES DE 1948

- Le 17 janvier. — M. JOCAUST. — Météore et Radioélectricité.
- Le 17 janvier. — R.P. LEJAY. — La prévision des fréquences maxima utilisables pour les liaisons radioélectriques à grande distance.
- Le 31 janvier. — M. WARNECKE. — Sur quelques modèles typiques de tubes à modulation de vitesse.
- Le 21 février. — M. SUEUR. — Les liaisons à grande distance par câble coaxial et leur évolution.
- Le 20 mars. — M. P. DAVID. — Introduction au problème de la navigation radioélectrique.
- Le 20 mars. — M. G. KNAZEFF. — Un Radar de navigation maritime de réalisation française.
- Le 24 avril. — M. GIOFFREDY. — Les problèmes de radioguidage appliqués à l'aviation civile.
- Le 24 avril. — M. GUIGONIS. — Les problèmes de radionavigation aérienne en temps de guerre.
- Le 19 mai. — M. BECQUEMONT. — Série de tubes modernes pour la Radiodiffusion en modulation de fréquence et pour la télévision.
- Le 23 juin. — M. PORTIER. — Les Radiophares du type Consol.
- Le 23 juin. — M. GALLAYARDIN. — Un procédé de radionavigation précise : Le Shoran.
- Le 30 juin. — M. GIROUD et COUILLARD. — Le Navigateur Decca.
- Le 9 octobre. — M. G. RABUTEAU. — Comparaison des caractéristiques des câbles hertziens avec celles des Systèmes de communication par câble.
- Le 20 novembre. — M. A. VIOLET. — Aides radioélectriques à l'approche et à l'atterrissage — Contrôle du trafic aérien.

Le 11 décembre. — M. PORTIER. — Le Lorain.

En commun avec la Société Française des Electriciens :

Le 5 juin. — M. J. WALTER. — Les applications des liaisons radioélectriques au chemin de fer.

Le 6 novembre. — M. BOUTILLON. — Les grandes machines à calculer américaines.

COMPTE-RENDU DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

présenté par MM. R. BELMÈRE et P. POINCELOT

Avant de rendre compte de la mission qui leur a été confiée, les Commissaires aux Comptes désirent adresser un souvenir ému à la mémoire de leur collègue Ph. Le Calvez, dont la compétence et le dévouement bien connus leur ont fait particulièrement défaut.

MESSIEURS,

Conformément aux décisions de l'Assemblée Générale du 31 janvier 1948, nous avons examiné les écritures comptables relatives tant à la vie normale de votre Société qu'au Congrès de Télévision, écritures qui ont d'ailleurs été convenablement séparées.

Les recettes et les débours judicieusement imputés au Congrès de Télévision s'équilibrent très sensiblement ; par ailleurs et malgré l'accroissement du prix de toutes choses au cours de l'année 1948, le soin apporté à la gestion de la Société permet de présenter un bilan qui nous paraît parfaitement satisfaisant, en son établissement et en ses résultats.

Nous vous proposons, en conséquence, d'approuver les comptes tels qu'ils vous sont présentés et tenons à remercier M. RIGAL, Secrétaire Général et M. CABESSA, Trésorier, des facilités qu'ils nous ont offertes pour l'exercice de notre mandat et à les féliciter des résultats obtenus.

RAPPORT DU TRÉSORIER PRÉSENTÉ PAR M. CABESSA

1^{er} Bilan du Congrès de Télévision 1948

Recettes	Dépenses
I. — Subventions de Sociétés 400.000	1 ^o Location de salles de Réunions. 85.750
II. — Adhésions individuelles 88.600	2 ^o Frais d'impression achat insignes .. 107.182
III. Recette banquet 159.500	3 ^o Frais de Secrétariat 76.128
IV. — Divers 1.480	4 ^o Numéro spécial du Volume du Congrès 45.372
	5 ^o Dépense Banquet 228.985
	6 ^o Frais d'autocars et d'entrées 45.996

649.580 649.413

Total des dépenses.... 649.413

Total des Recettes 649.580

Excédent de recettes .. 167

2^o Bilan pour la période du 1^{er} janvier 1948
au 31 décembre 1948En Caisse au 1^{er} janvier 1948

Banque.....	250.730
C.C. Postal	54.486
Espèces	57.395
	362.611
Timbres en réserve (pour mémoire)	1.581

Recettes		Dépenses	
Cotisations	1 286 198	Frais de Secrétariat	544.100
Cotisations libérées	24.000	Réunions mensuelles	114 852
Subventions :		Onde Electrique ..	389 418
CNET (1947) ..	50 000	Achat de matériel ..	253 937
CNRS (1947) ..	100 000		
CNRS (1948) ..	50 000		
Remboursement de services	18 770	Remboursements de Cotisations	2 625
Changement d'adresses	1 900	Agios	735
Intérêts	4 410		
	1 535 278		1 305 667

Recettes.... 1 535 278
Dépenses .. 1 305 667

Excédent de recettes au 31 /12 /1948	229 611
Excédent de recettes Congrès	167
Excédent de recettes total	229 778

En Caisse au 31 décembre 1948	
Reports à nouveau	362 611
Excédent de recettes	229 778
Total	592 389
se décomposant en	
Banque.....	374 378
C.C. Postal	190 272
Espèces	27 739
	592 389
Pour mémoire (timbres en réserve)	3 446

Bilan au 1 ^{er} janvier 1949			
Actif		Passif	
Frais de constitution.....	1 00	Réserves 1947.....	183 184
Portefeuille (30/11/1946)	89 079,80	Cotisations libérées 1948.....	24 000
Compte courant et Caisse	592 389,00		
Matériel	313 937,00		
	995 406,80		207 184
		Report à nouveau	788 222,80
			995 406,80

RÉSULTATS DES ÉLECTIONS

Nombre de votants : 181
(Bulletins nuls : 0).

Voir

Président (1950) — M. P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées	180
Vice-Présidents — M. G. LEHMANN, Ingénieur Conseil	176
et M. DE MARE, Ingénieur.....	171
Secrétaire — M. J. DOCKÈS, Ingénieur des P.T.T.	179
Membres du Conseil — MM. Y. ANGEL, Ingénieur de la Radio-diffusion Française	180
DELVAUX, Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston ..	180
GOURDON, Lieutenant-Colonel des Transmissions	178
GUENARD, Ingénieur à la Cie Générale de T.S.F.	178
S. MALLEIN, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion Française	178
PORTIER, Ingénieur en Chef militaire de l'Air	180
ROUBINE, Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston..	180
WARNECKE, Directeur technique à la Compagnie Générale de T.S.F.....	180

Commissaires aux comptes :
MM. DEJEAN

GIBOIN

MATRAS

La modification de l'article 2 des Statuts est approuvée par 163 votants sur 181.

Après les communications de M. AUMONT, Directeur du Département, Lampes de la SFR et de M. REMILLON, Ingénieur au Service Essais Lampes de la SFR : « Méthodes modernes d'essais des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences, en particulier pour la Télévision, la séance est levée à 19 h. ».

PHILIPPE LE CALVEZ (1913-1948)

En ce jour d'assemblée générale nous avons, tout à l'heure, dressé le bilan de l'activité de notre Société en 1948. Mais au moment de jeter ce regard vers le passé, nous avons le triste devoir de rendre un hommage à Philippe Le Calvez accidentellement disparu le 31 juillet dernier.

Né dans les Côtes-du-Nord, Philippe Le Calvez, après de brillantes études, entra en 1935 à l'Ecole Polytechnique. Sorti dans l'arme des transmissions il fit la campagne de 1939-40. Après l'armistice, comme un grand nombre des officiers d'active de son arme, il fut versé dans l'administration des P. T. T. ; peu après, affecté à la Direction des Services Radioélectriques, il sut rapidement faire apprécier ses grandes qualités et plus spécialement sa puissance de travail, sa compétence, son exceptionnelle efficacité.

Quand, à la libération, les cadres de l'armée furent reconstitués, ses chefs de l'Administration des P.T.T. obtinrent que Philippe Le Calvez soit intégré à titre définitif dans le corps des Ingénieurs des P.T.T. et le chargèrent tout spécialement de la remise en état du réseau radioélectrique des stations de l'Union française. Tâche difficile qui ouvrait à Philippe Le Calvez un champ de travail particulièrement vaste et bien fait pour lui plaire, mais qui allait aussi l'exposer aux coups de la fatalité : il revenait des Antilles après une mission de plusieurs mois quand l'avion qui le portait disparut, quelque part sur le trajet Fort de France — Port Etienne.

Mais c'est surtout du rôle important joué par Philippe Le Calvez au sein de la Société des Radioélectriciens que je dois parler aujourd'hui.

Quand, en 1944, reprit la vie de notre Société, Philippe Le Calvez, malgré les charges de son mé-

tier et parce qu'il appartenait à cette catégorie d'hommes qui se reposent d'une activité par une activité différente, accepta de remplir les fonctions de secrétaire, auxquelles s'ajoutèrent bientôt celles de secrétaire de notre Comité de rédaction.

Dans les réunions de notre Bureau et de notre Conseil où des membres plus anciens apportent leur expérience, Philippe Le Calvez sut bientôt s'imposer par la sûreté de son jugement et par sa juvénile audace. Il fut l'un des promoteurs de l'exposition

organisée en 1946 au Palais de la Découverte et si cette manifestation, au départ pleine d'aléas, remporta le succès que l'on sait c'est en très grande partie à Philippe Le Calvez, à ses efforts de jour et de nuit, que nous le devons.

C'est à lui aussi, à son obstination, que nous devons d'avoir pu, ces dernières années, faire de l'*Onde Electrique* une revue universellement appréciée et lui assurer, malgré d'incessantes difficultés, une parution régulière.

J'ai dit combien tous ceux qui ont approché Philippe Le Calvez et reconnu sa valeur ont senti quelle grande perte a faite en sa personne la

Société des Radioélectriciens.

Mais ce n'étaient pas seulement des sentiments d'estime que tous ceux qui travaillaient avec lui éprouvaient pour notre jeune camarade, c'étaient aussi des sentiments d'affectueuse sympathie appelés par la droiture de son caractère et la fraîcheur de son regard.

Je ne serais pas complet si je ne disais qu'à côté de sa vie d'ingénieur, Philippe Le Calvez avait une vie familiale intense. Six enfants, dont le dernier né après la disparition de son père, entourent Madame Le Calvez à laquelle nous devons redire la reconnaissance et l'émotion de la Société des Radioélectriciens.

R. RIGAL

Secrétaire Général



LES RADIOPHARES DU TYPE "CONSOL"

PAR

H. PORTIER

Chef de la Section "Travaux Publics" du C.N.E.T.

I. -- INTRODUCTION

Dans la classification des dispositifs radioélectriques de navigation, exposée par M. David au début de ce cycle de conférences, le dispositif « Consol » se classe dans les appareils de mesure d'angles utilisant les longueurs d'ondes moyennes (250 à 500 kc/s).

Selon la terminologie fixée par la récente conférence internationale des Télécommunications d'Atlantic City, nous dirons que le dispositif « Consol » est une *station terrestre de radiorepérage* et, de manière plus précise, une *station terrestre de radionavigation* ou enfin une *station de radiophare*. Celle-ci se définit en effet : « une station de radionavigation dont les émissions sont destinées à permettre à une station mobile de déterminer son relèvement ou sa direction par rapport à la station de radiophare ».

En fait, le Consol est un émetteur produisant dans l'espace un ensemble de radioalignements en étoile, et cet ensemble tourne lentement de manière à balayer tout l'espace, permettant ainsi à un observateur quelconque de mesurer son relèvement.

L'utilisation de radioalignements pour le guidage n'est pas nouvelle. Vers 1925, on a balisé par des radioalignements fixes les routes aériennes, particulièrement aux États-Unis. Les appareils utilisés pour cela fonctionnaient par enchevêtrement, c'est-à-dire émettaient 2 lettres morses complémentaires, F et L. par exemple, avec 2 diagrammes de rayonnement différents. On sait que sur les axes définis par l'intersection des diagrammes on entend alors un son continu. En Europe, on ne disposait pas d'un nombre de fréquences assez grand pour marquer tous les itinéraires pratiqués, et l'idée est venue de faire tourner ces radioalignements lentement pour pouvoir s'en servir dans tout l'espace.

En 1935 a été réalisé un *radioalignement tournant* à Bar-le-Duc pour la navigation aérienne. Cet appareil émettait comme l'aurait fait un cadre tournant, c'est-à-dire avec un diagramme de rayonnement constitué par 2 circonférences tangentes. Il y avait donc un axe de silence qui tournait à la vitesse d'un tour par minute : un top était émis au moment du passage de l'axe par le Nord géographique et il suffisait de compter les secondes écoulées entre le top Nord et le passage de l'extinction pour connaître

le relèvement sous lequel on était, vu de Bar-le-Duc.

Peu de temps avant la guerre, on a perfectionné ces radiophares en substituant au diagramme des 2 circonférences, un système à enchevêtrement, tournant de la même manière, et utilisant comme lettres morses complémentaires, d'une part des points d'1/4 de seconde et d'autre part des traits de 3/4 de seconde. On obtenait ainsi 3 avantages :

a) Il n'y avait plus besoin *de montre* pour mesurer le temps écoulé entre le top et le passage du radioalignement, il suffisait de compter les points ou les traits.

b) Au lieu de faire une mesure au moment du silence, on la faisait *pendant une émission*, ce qui rendait le dispositif plus facile à utiliser en cas de brouillage.

c) On évitait enfin l'*ambiguïté de 180°*, car il était facile de distinguer le passage des points aux traits du passage des traits aux points.

Ce dispositif devait être installé à Lézignan, en 1939.

Lorsque les Allemands ont eu besoin, pendant la guerre, de guider leurs navires et leurs avions par des procédés radioélectriques, ils ont, entre autres, repris ces procédés déjà connus, mais ils ont cherché à les perfectionner et surtout à *augmenter la précision* qui était assez faible.

Ils ont utilisé, en particulier, des antennes multiples donnant des diagrammes de rayonnement à plusieurs lobes et obtenu des radiophares à enchevêtrement à plusieurs axes, soit fixes dans le dispositif « Elektra », soit tournants dans le dispositif « Sonne » qui est devenu le « Consol ».

Des « Consols » ont été installés, pendant la guerre à :

Bayeux
Quimper
St-Martin-en-Crau
Stavanger etc ...

Ces appareils ayant donné de bons résultats aux Allemands et même aux *Anglais* qui en avaient percé le secret, leur utilisation pour la navigation aérienne et maritime a été maintenue et développée.

II. -- PRINCIPE

Le radiophare « Consol » comporte 3 antennes verticales placées dans un même plan, séparées entre elles par une distance g .

(1) Conférence présentée le 23 juin 1948 devant les Membres de la Société des Radioélectriciens.

L'antenne centrale A est parcourue par un courant d'amplitude constante :

$$i_1 = I \sin \omega t$$

Les antennes extérieures sont parcourues par des courants de même fréquence, mais d'amplitude plus réduite et dont la phase varie d'une façon continue

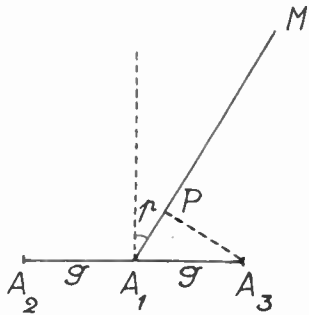


Fig. 1

et en outre saute brusquement de 180° suivant un rythme de traits et de points.

Soit q le rapport des intensités, $\frac{\pi}{2} - \Phi$ et $\Phi - \frac{\pi}{2}$

les différences de phase par rapport à i_1 . Nous indiquerons les variations brusques de 180° par un coefficient S qui prendra alternativement les valeurs $+1$ et -1 . Les courants dans les antennes extérieures seront donc :

$$i_2 = qIS \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \Phi \right)$$

$$i_3 = qIS \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \Phi \right)$$

Considérons maintenant un point M situé assez loin du radiophare et désignons par T le temps mis par les ondes pour aller de A_1 à M. Nous recueillerons en M. une tension H.F. e qui sera la somme des tensions dues à chacune des antennes d'émission

$$e = e_1 + e_2 + e_3$$

$$\text{où } e_1 = E_0 \sin \omega (t - T)$$

$$e_2 = qE_0S \sin \left[\omega \left(t - T - \frac{A_1P}{V} \right) - \frac{\pi}{2} + \Phi \right]$$

$$e_3 = qE_0S \sin \left[\omega \left(t - T + \frac{A_1P}{V} \right) + \frac{\pi}{2} - \Phi \right]$$

Si p est l'angle fait par la direction A_1M avec la perpendiculaire à A_2A_3 , on a :

$$A_1P = g \sin p$$

et par conséquent :

$$\frac{A_1P}{V} = \frac{g \sin p}{V} = \frac{g \sin p}{\lambda f} = 2\pi \frac{g \sin p}{\lambda \omega} = \frac{2\pi}{\omega} Z \sin p$$

$$\text{en posant } Z = \frac{g}{\lambda}$$

d'où :

$$e_2 = qE_0S \sin \left[\omega (t - T) - 2\pi Z \sin p - \frac{\pi}{2} + \Phi \right]$$

$$e_3 = qE_0S \sin \left[\omega (t - T) + 2\pi Z \sin p + \frac{\pi}{2} - \Phi \right]$$

et par suite

$$e = E_0 \left[\sin \omega (t - T) + qS \sin \left\{ \omega (t - T) - B \right\} + qS \sin \left\{ \omega (t - T) + B \right\} \right]$$

$$\text{en posant } B = -2\pi Z \sin p - \frac{\pi}{2} + \Phi$$

La somme de sinus peut être remplacée par un produit et on en tire :

$$e = E_0 \left[\sin \omega (t - T) + 2qS \sin \omega (t - T) \cos B \right]$$

$$e = E_0 \sin \omega (t - T) \left[1 + 2qS \cos \left(2\pi Z \sin p - \frac{\pi}{2} + \Phi \right) \right]$$

$$e = E_0 \sin \omega (t - T) \left[1 - 2qS \sin \left(2\pi Z \sin p - \Phi \right) \right]$$

On voit que cette tension passe lorsque p varie par des maxima et des minima, correspondant à des lobes dans le diagramme de rayonnement.

Elle est indépendante de S si :

$$\sin (2\pi Z \sin p - \Phi) = 0$$

$$2\pi Z \sin p - \Phi = K\pi$$

$$\sin p = \frac{\Phi + K\pi}{2\pi Z}$$

K étant un nombre entier positif ou négatif.

Nous aurons donc des axes de son continu ou axes équisignaux dans les directions définies par les angles p satisfaisant l'équation ci-dessus et ces axes changeront avec Φ .

Supposons, pour fixer les idées que $Z = 3$, c'est-à-dire que l'écartement de 2 antennes voisines soit de 3 longueurs d'ondes. Nous aurons donc des axes de son continu dans les directions définies par :

$$\sin p = \frac{\Phi}{6\pi} + \frac{K}{6}$$

$$\text{c'est-à-dire pour } \sin p = \frac{\Phi}{6\pi}$$

$$\sin p = \left(\frac{\Phi}{6\pi} + \frac{1}{6} \right) \quad \sin p = \frac{\Phi}{6\pi} + \frac{2}{6}$$

$$\text{et si } \Phi = 0 \text{ pour } \sin p = 0, \frac{1}{6}, \frac{2}{6}, \frac{3}{6}, \frac{4}{6}, \frac{5}{6}, ;$$

$$\text{Soit } p = 0^\circ, \pm 9^\circ 6', \pm 19^\circ 5', \pm 30^\circ, \pm 41^\circ 8', \pm 56^\circ 5'.$$

Si maintenant, nous faisons varier Φ de 0 à 180° , $\frac{\Phi}{6}$ varie de 0 à $\frac{1}{6}$ et par conséquent, les axes tournent en couvrant tout l'espace, chacun d'eux venant occuper pour $\Phi = 180^\circ$ la position qu'occupait le pré-

cèdent pour $\Phi = 0$. Un observateur situé n'importe où entendra donc à un certain moment un son continu.

Si, pendant cette rotation, on fait varier S de telle sorte qu'il soit égal à 1 pendant 2/10 de seconde et à -1 pendant les 8/10 suivants et ainsi de suite, l'observateur entendra des traits, puis un son continu lors du passage de l'axe, et enfin des points, ou inversement. En comptant, par exemple, le nombre de traits entendus jusqu'au changement en points, il détermine la valeur de Φ correspondant au passage de l'axe et les courbes lui permettant de trouver l'angle p avec une grande précision, mais une *indétermination* correspondant à la multiplicité des axes et des courbes de la fig. 2 a.

On voit que la précision diminue beaucoup au voisinage du plan des antennes ; pratiquement on n'utilise le consol que dans 120° de chaque côté.

Influence de l'écartement des antennes

Nous avons supposé l'écartement des antennes égal à 3 longueurs d'onde. On peut prendre une autre valeur, mais il est raisonnable de se tenir au-dessous de 3. En effet, pour qu'un observateur puisse choisir

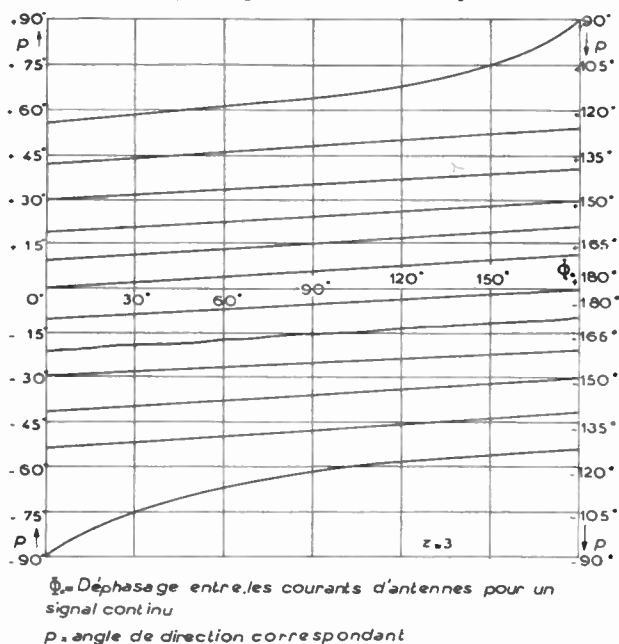


Fig. 2 a. — Détermination de l'angle de direction dans le système de navigation Consol.

parmi les valeurs possibles de p , il faut qu'il connaisse en gros la valeur de celui-ci. Si l'on admet que l'on peut, par d'autres procédés, connaître cette valeur à 10° près, on aura intérêt à ce que les courbes de la fig. 2 soient elles-mêmes distantes de 10° , ce qui

conduit à $\frac{1}{2Z} = \sin 10^\circ = 0,173$ d'où $Z = 2,88$.

C'est l'ordre de grandeur généralement adopté. On admet en effet qu'un radiogoniomètre de bord peut définir p avec une erreur inférieure à 10° .

Si l'on augmente Z , on multiplie le nombre d'axes et par suite, de courbes de la fig. 2. On augmente la

précision, mais il devient difficile de faire un choix entre les valeurs de p possibles qui ne diffèrent entre elles que d'un nombre inférieur à 10° .

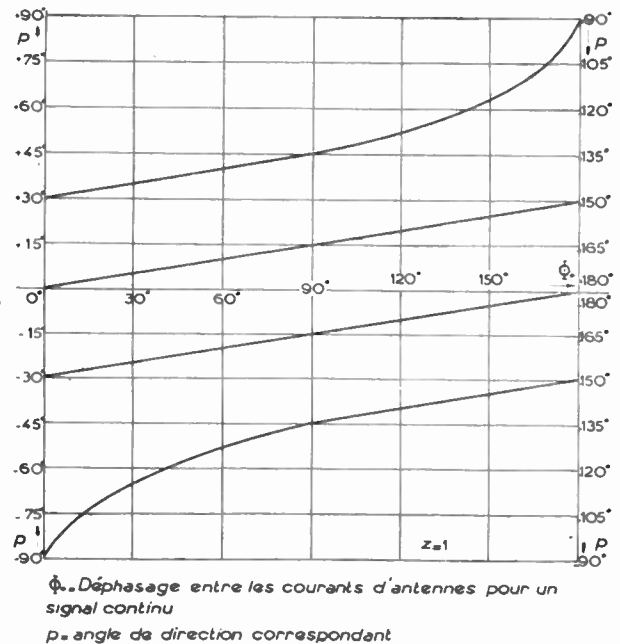


Fig. 2 b. — Détermination de l'angle de direction dans le système de navigation Consol.

Si l'on diminue Z , on augmente la pente des courbes et, par conséquent, on diminue la précision du dispositif.

D'une manière générale, le nombre d'axes est égal à 2 fois le nombre de nombres entiers contenus

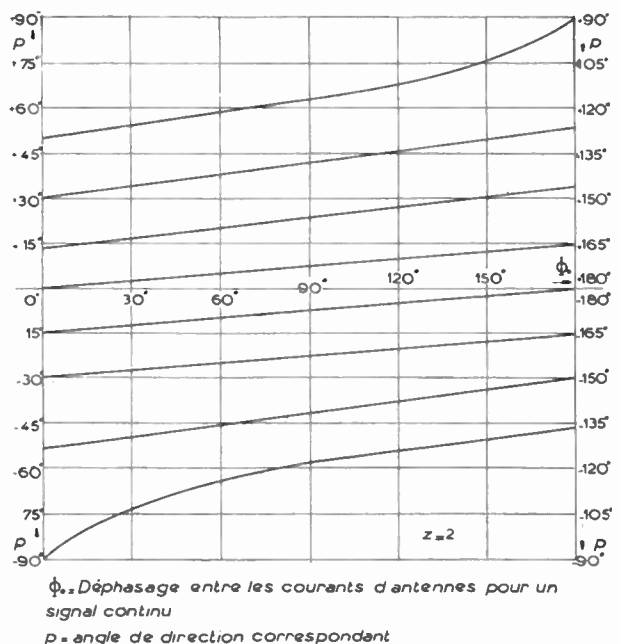


Fig. 2 c. — Détermination de l'angle de direction dans le système de navigation Consol.

dans $2Z$ augmenté de une unité. Au radiophare « Consol » de Bush Mill, monté en Irlande du Nord, la distance entre antenne centrale et extérieure est 2517 m., la fréquence est 263 Kc/s, la longueur d'onde est 1140 m et $Z = 2,23$. Il y a 9 axes.

Influence de l'intensité dans les antennes extérieures.

Nous avons vu que

$$e = E_0 \sin \omega (t - T) \left[1 - 2 q S \sin (2 \pi Z \sin p - \Phi) \right]$$

que l'amplitude de e varie entre $(1 + 2 q) E_0$ et $(1 - 2 q) E_0$ puisque le sin. varie entre $+1$ et -1 . Ce diagramme sera donc compris entre 2 circonférences de rayon $1 + 2 q$ et $1 - 2 q$.

Les minima ont lieu lorsque $\Phi = 2 \pi Z \sin p$

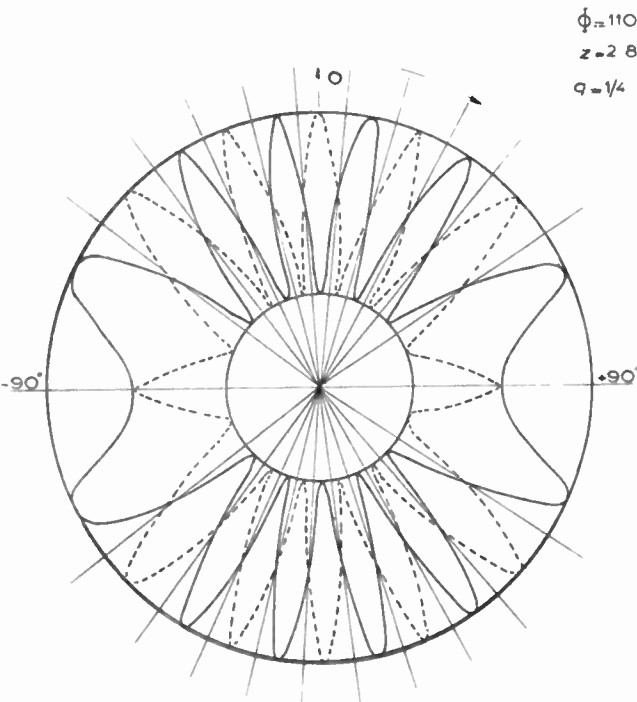


Fig. 3 a. — Diagrammes de rayonnement.

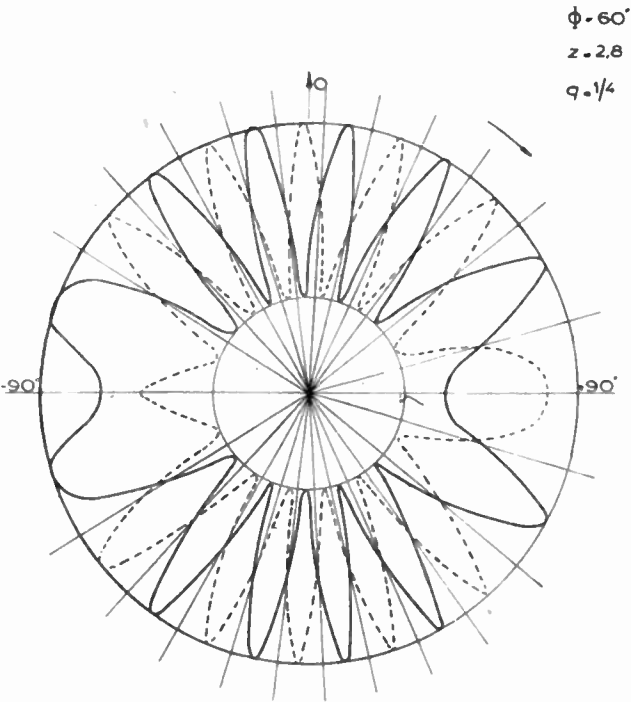


Fig. c. — Diagrammes de rayonnement.

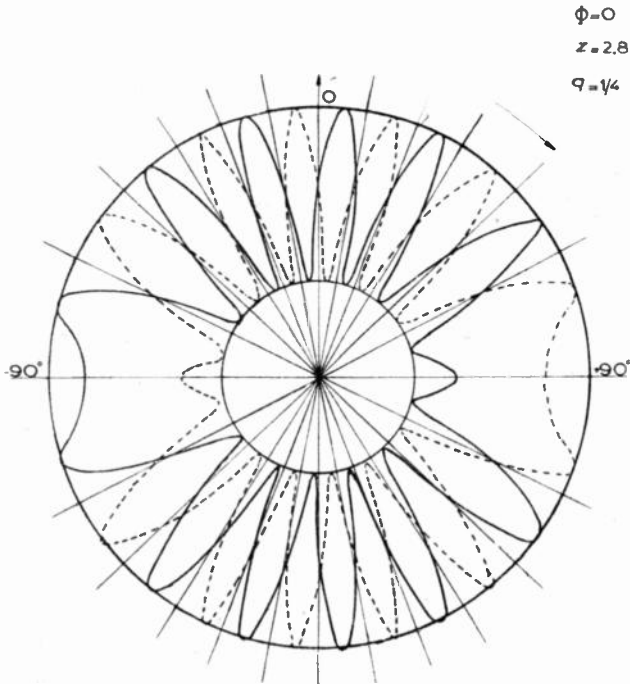


Fig. b. — Diagrammes de rayonnement.

Supposons provisoirement S constant et égal à $+1$, c'est-à-dire arrêtons les manipulations pour examiner le diagramme de rayonnement. On voit

$$= 2K \pi + \frac{\pi}{2}, \text{ les maxima lorsque } \Phi = 2 \pi Z \sin p$$
$$= 2K \pi - \frac{\pi}{2}; \text{ les axes pour } \Phi = 2 \pi Z \sin p = 2 K \pi.$$

Ces diagrammes se déforment lorsque Φ varie, c'est-à-dire pendant le cycle normal du consol.

Si maintenant nous reprenons la manipulation, nous voyons que le passage de S de $+1$ à -1 amènera la substitution d'un maximum à un minimum et inversement. Le diagramme de rayonnement prendra donc l'allure représentée en pointillé sur la fig. 3.

Ces 2 diagrammes, celui des traits et celui des points, se coupent sur les axes équisignaux en des points tels que M (fig. 4) à l'instant t_0 . A l'instant $(t_0 + \Delta t_0)$, les diagrammes ont tourné et M n'est plus sur l'axe équisignal. On entendra alors en M les points, par exemple, avec une intensité OB et les traits avec une intensité OA . La différence $OB - OA = 4 q E_0 \sin(2 \pi Z \sin p - \Phi)$ peut être évaluée en fonction de Δt_0 . En effet, cette différence étant faible si Δt_0 est petit, on peut confondre l'arc et son sinus.

$$OB - OA = 4 q E_0 (2 \pi Z \sin p - \Phi)$$

mais sur l'axe, au temps t_0 , on avait $2 \pi Z \sin p_0 - \Phi_0 = 0$ et le point M n'ayant pas bougé, on a $p = p_0$

$$OB - OA = 4 q (\Phi_0 - \Phi) E_0$$

$$OB - OA = -4 q \Delta \Phi E_0$$

Or, Φ varie de 0 à 2π en 60 secondes et par conséquent,

$$|OB - OA| = 4 q \frac{2 \pi}{60} \Delta t_0 E_0 = 0,4 q \Delta t_0 \cdot E_0$$

et pour Δt_0 égal à une seconde, on a $\frac{\Delta |e|}{E_0} = 0,4 q$

Ceci montre que le passage des points aux traits sera d'autant plus net et plus rapide que q sera plus grand.

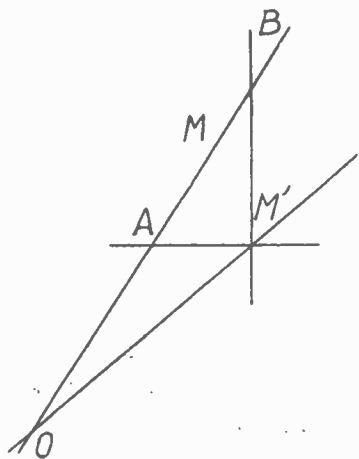


Fig. 4

Si l'on veut reconnaître nettement le passage, il faut que le signal qui précède le trait continu et le signal qui le suit puissent être reconnus comme point ou comme trait. On en arrive donc à chercher quelles sont les conditions pour qu'une faible variation d'intensité de son puisse être perçue.

Si, en première approximation, nous admettons la loi Weber-Fechner suivant laquelle la sensation est

proportionnelle au logarithme de l'excitation, nous serons amenés à admettre qu'une variation d'intensité de son sera perceptible lorsqu'elle atteindra un certain pourcentage de l'intensité de ce son. En pratique, on admet environ 10 %.

Si nous voulons que le signal qui précède et le signal qui suit le passage du trait continu soient

distingués, il faudra donc que $\frac{OB - OA}{E_0}$, c'est-à-dire

$$\frac{\Delta |e|}{E_0} \text{ soit égal à } \frac{10}{100}. \text{ Or, } \frac{\Delta |e|}{E_0} = 0,4 q \text{ on trouve}$$

$$\text{donc } 0,4 q = \frac{1}{10} \text{ ou } q = \frac{1}{4} = 0,25$$

Une augmentation de q donnerait une augmentation de sensibilité, mais il est évident qu'elle entraînerait une diminution de la portée, car cette augmentation de q reviendrait à envoyer vers les antennes extérieures une puissance plus grande, et comme, en général, la puissance totale est constante, celle de l'antenne centrale diminuerait. Or, cette antenne est celle qui est entendue au moment du passage de l'axe ; par conséquent, la portée du Consol serait diminuée.

En fait, la valeur $q = \frac{1}{4}$ a été adoptée par les Anglais à Bush Mill.

Si l'on veut serrer d'un peu plus près les phénomènes, il faut rechercher de façon plus précise les

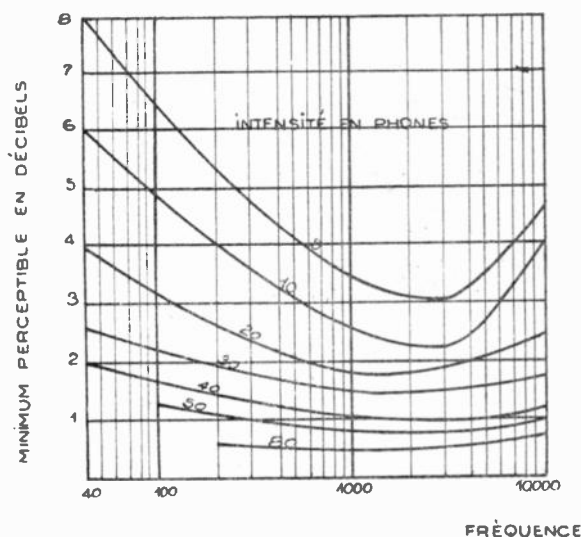


Fig. 5

conditions les plus favorables pour qu'une augmentation légère de son puisse être aperçue.

Cette question a été étudiée, en particulier par Fletcher qui a donné des courbes du minimum d'augmentation perceptible à l'oreille en fonction de la fréquence et de l'intensité du son. (Fig. 5) Ces courbes montrent tout d'abord qu'il y a intérêt à utiliser une fréquence voisine de 3.000 périodes. On devra donc utiliser des fréquences de cet ordre lorsque l'écoute

des Consols sera difficile. Par ailleurs, l'oreille pour les sons faibles ne suit pas la loi Weber-Fechner. Le minimum de variation relative perceptible est plus élevé pour ceux-ci que pour les sons forts. On voit que, pour une intensité sonore de 10 phones à 3.000 périodes, le minimum de variation perceptible est d'environ 2 db. Ceci conduirait donc à augmenter la valeur de q et à la porter à 1,5. En fait, un document de l'Institut Français des Transports Aériens conseille la valeur de 0,6. Enfin, l'Organisation de l'Aéronautique Civile Internationale conseille la valeur $q = 0,33$.

Influence de la cadence de manipulation

L'usage s'est établi d'admettre 60 points et 60 traits pendant un cycle. Ce nombre est évidemment

contiennent 2 traits et 2 points. On retiendra donc comme nombre de traits $18 + 2$, c'est-à-dire, 20. Il serait très gênant de faire intervenir des *totaux variables* suivant le Consol reçu. Le chiffre de 60 paraît bon à l'usage, car, d'une part, il serait *justidieux de compter trop longtemps* des points ou des traits et, d'autre part, la précision obtenue par les Consols est, comme nous le verrons, suffisante pour les besoins de la navigation. Avec 60 signaux.

La durée du cycle, qui était primitivement d'une minute, a été abaissée par les Anglais à 30 secondes, au Consol de Bush Mill. Ceci n'a pas d'influence sur la précision obtenue, et avec un peu d'entraînement, il est facile de compter à cette allure. On y gagne en rapidité d'observation. La durée du cycle est toujours d'une minute aux autres Consols mais l'OACI recommande 30 sec. Le cycle est complété par un

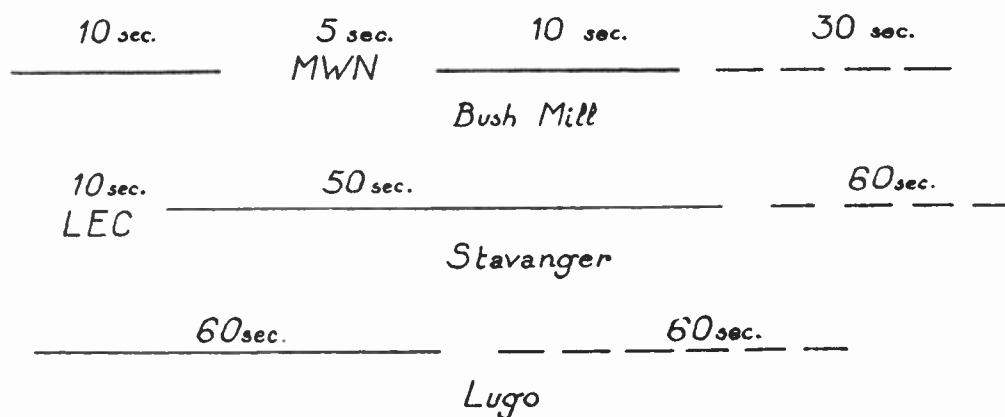


Fig. 6

arbitraire, mais il doit être le même pour tous les Consols. En effet, l'observation du passage même des traits aux points ne pouvant souvent pas être localisée exactement, les observateurs comptent les traits perceptibles avant le son continu, puis les points perceptibles après le son continu et évaluent par interpolation le passage exact de l'axe.

trait continu pour que l'on puisse prendre des relevements radiogoniométriques et parfois par un indicatif morse.

III. — DESCRIPTION

Une installation Consol comprend un centre d'émis-

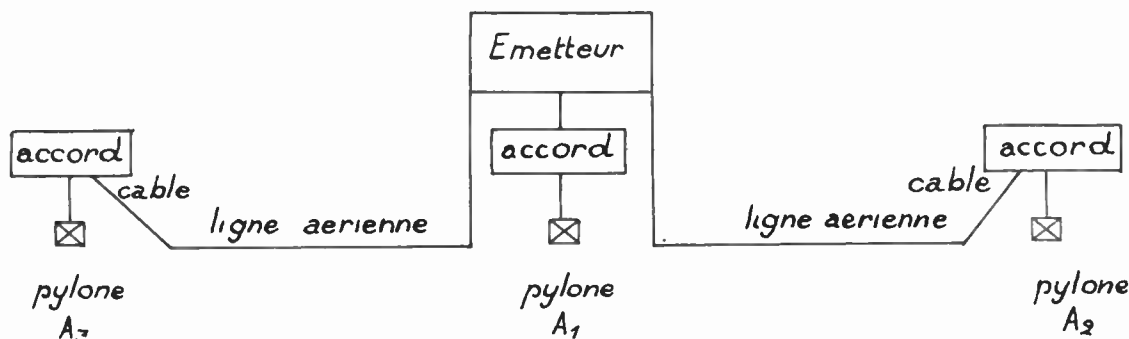


Fig. 6 bis

Par exemple, si l'on compte 20 traits et 40 points, il faut retenir le chiffre 20. Mais si l'on ne peut identifier vraiment que 18 traits et 38 points, on conclut que $60 - 18 - 38$, c'est-à-dire 4 signaux, n'ont pas été perçus. Il y a lieu de supposer que ces signaux

sont perdus. La disposition générale est celle de la fig. 6 bis.

A. — Émetteur

L'émetteur de Bush Mill, par exemple, a une puissance de 2 kw environ, peut fonctionner en ondes entretenues, sur des fréquences comprises entre 265 et 415 kc/s, avec ou sans quartz.

Il comprend 3 meubles : un meuble d'alimentation, un meuble d'émetteur et enfin un meuble contenant les circuits spéciaux du « Consol ». Ce meuble reçoit les courants de haute fréquence de l'émetteur et envoie vers les aériens les mêmes courants convenablement déphasés et manipulés.

La fig. 7 représente le schéma simplifié de ce meuble.

L'inverseur S sert à l'inversion périodique des courants I_2 et I_3 dans les aériens extérieurs. Le réglage de la phase au début du cycle est fait dans un déphaseur PE réglé une fois pour toutes. L'appareil GO sert à la rotation progressive de phase ; dans ce but, la bobine reliée à PE constitue un goniomètre et tourne de 180° pendant le cycle ; elle revient à sa position de départ pendant les signaux complémentaires (trait pour le relèvement, indicatif). PH déphase de 90° et par conséquent, le pont de capacités est alimenté par des courants

$$U_1 = V \sin \Phi \times \sin \omega t$$

$$U_2 = V \cos \Phi \times \cos \omega t$$

les courants dans les antennes extérieures sont donc :

$$I_2 = K (U_1 - U_2) = KV \sin (\omega t - \frac{\pi}{2} + \Phi)$$

$$I_3 = K (U_1 + U_2) = KV \sin (\omega t + \frac{\pi}{2} - \Phi)$$

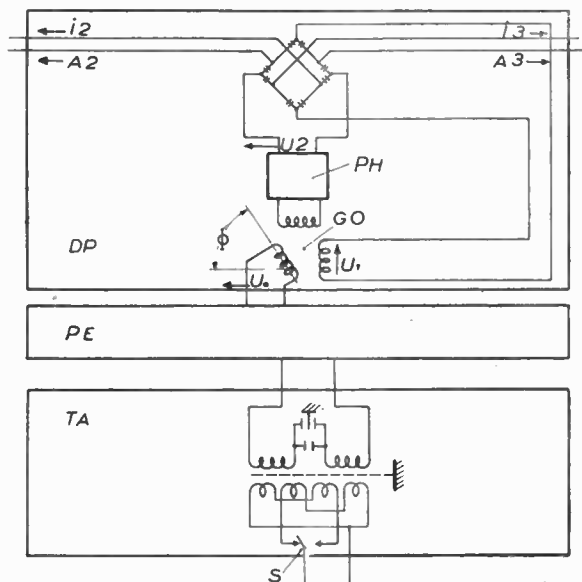


Fig. 7. — Schéma général du dispositif de commutation et de variation de phase des courants d'antennes.

- TA. — Appareil de commutation avec le commutateur.
 PE. — Déphaseur à pas.
 DP. — Déphaseur à variation continue.
 PH. — Déphaseur de 90° .
 GO. — Goniomètre.
 A2, A3. — Antennes latérales.

Le meuble contient des ampèremètres permettant de mesurer le courant dans chaque antenne et de vérifier sa phase.

B. — Lignes

Le raccordement de l'émetteur aux antennes se fait par câble coaxial pour l'antenne centrale et par une ligne aérienne bifilaire pour les antennes exté-

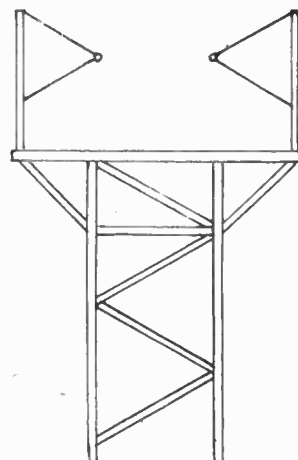


Fig. 8

rieures. Les extrémités de la ligne aérienne sont d'ailleurs terminées par 100 m. de câble coaxial pour éviter les réactions. Au changement, se trouve un dispositif d'adaptation.

La ligne peut également servir à une communication téléphonique entre le centre d'émission et les pylones d'antenne. Le téléphone est alors connecté entre la terre et les 2 fils de ligne en parallèle.

La ligne aérienne de Bush Mill comprend 160 poteaux en treillis métallique (fig. 8).

Les impédances des lignes sont 60 ohms pour la ligne centrale et 90 ohms pour les autres.

C. — Antennes

Les antennes sont constituées par des pylones de 50 m. isolés et haubannés. Au pied de chaque pylone, un dispositif d'adaptation permet l'alimentation en haute fréquence. Il est muni de réglages commandés à distance.

Un dispositif spécial permet le balisage lumineux des pylones. Ce balisage est alimenté par un câble déparé.

Terre

La prise de terre est constituée par un très grand nombre de fils de cuivre rayonnants enterrés.

Contrôle

Le dispositif de contrôle est constitué par un poste récepteur, placé à distance (3 km). Le résultat de l'écoute est renvoyé à l'émetteur et permet à l'opé-

rateur de surveillance de savoir si le fonctionnement est normal.

RÉSULTATS OBTENUS

Actuellement, fonctionnent les « Consols » suivants :

<i>Bush Mill</i>	sur la réquence de 263 Kc/s
<i>Slavanger</i>	— — — 319 —
<i>Seville</i>	— — — 311 —
<i>La Corogne</i>	— — — 303,3 —

La portée des « Consols » peut atteindre 1800 km. sur mer et 1400 sur terre.

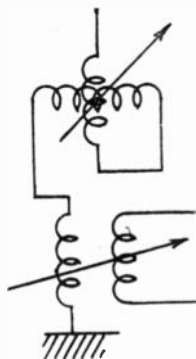


Fig. 9

Les parasites atmosphériques gênent la réception et peuvent par exemple réduire la portée, dans l'Atlantique équatorial, à 800 ou 1000 km de jour et 300 ou 500 km la nuit, car les parasites y sont plus intenses la nuit. Une augmentation de puissance n'augmente pas beaucoup la portée ; par contre, il y a tout intérêt à réduire la bande passante du récepteur.

Un radiophare Consol manipulant à la cadence d'un point par 1/6 de seconde peut se contenter d'une bande passante inférieure à 50 cycles/seconde, et par conséquent, il y a tout intérêt à avoir un récepteur très sélectif.

De jour, l'erreur normale est de 0°,2 au voisinage de la normale au plan des antennes et 0°,7 au voisinage de la limite des secteurs utilisables, c'est-à-dire des 2 secteurs de 120° ayant comme axe la normale au plan des antennes.

De nuit, les erreurs sont plus grandes et varient avec la distance de la station. Elles sont en général maxima pour des distances de la station comprises entre 50 et 800 km, distance à laquelle l'onde directe et l'onde réfléchie ont des intensités comparables. L'erreur au voisinage de la normale au plan des antennes est toujours de 0°,2, mais elle atteint 1°,5 aux limites des secteurs utilisables, exceptionnellement 5°. Les montagnes ne créent pas d'erreurs.

Ces résultats sont incontestablement intéressants pour la navigation à moyenne et grande distance, et même à courte distance, à condition, toutefois, de ne pas utiliser un Consol à une distance inférieure

à 10 longueurs d'ondes ; il peut, en effet, y avoir des inversions de traits et de points en-deçà de cette distance.

Du côté de l'utilisateur, le grand avantage des Consols est de donner une *bonne précision* et de n'exiger qu'un simple *récepteur à bord*. Par contre il a les inconvénients d'une *durée d'écoute* assez longue, malgré la réduction du cycle total de 2 à 1 minute, comme cela est déjà fait à Bush Mill, d'une *indétermination* entre plusieurs axes, d'un *angle mort* de 2 fois 60°, d'une *zone morte* de 10 km de rayon autour du radiophare. Enfin, il est nécessaire d'utiliser une carte spéciale sur laquelle figurent les axes du Consol, d'ailleurs faciles à tracer, ces axes étant les droites.

L'organisation de l'Aviation Civile Internationale (OACI) a longuement pesé ces avantages et ces inconvénients et, au total, a conclu à l'intérêt très grand du dispositif Consol, sans exclure toutefois les autres dispositifs présentés.

PROJETS

Des projets relatifs aux Consols ont été faits pour la navigation maritime et pour la navigation aérienne. La conférence de mai 1947, tenue à New-York sur la navigation maritime a conclu qu'il appartenait aux aviateurs, principaux intéressés, de choisir les dispositifs, de radionavigation à grande distance, en tenant compte des intérêts de la marine.

Dans sa réunion de Dublin en avril 1946, l'O. A. C. I. a élaboré un programme de radiophares Consols. Ce programme n'est pas réalisé, mais une réunion récente a demandé qu'il soit poursuivi et même augmenté. Il comprenait les radiophares nouveaux suivants :

Stockolm (Goltand)
Breslau
Quimper
Marseille
Malte
Crete

auxquels la réunion de mai 48 a ajouté : Islande, Açores, Terre Neuve et peut être : Bermude, Labrador et Cap Sable (Canada).

Le radiophare de Quimper est en cours de réalisation par les soins du service des Phares et Balises. L'ensemble Quimper-Marseille permettrait de faire le point à moins de 10 km près sur tout le territoire français, et naturellement, une précision beaucoup plus grande pourrait être obtenue, en tenant compte des autres Consols prévus ou existants.

Par ailleurs, Marseille baliserait la Méditerranée et l'ensemble Bush-Mill-Quimper donnerait de bons recoupements jusqu'à 400 km de la pointe du Finistère.

Il peut être intéressant, pour terminer, d'examiner rapidement les projets qu'avaient les Allemands, au sujet des Consols, projets que la fin de la guerre ne leur a pas permis de réaliser totalement.

Ces projets visaient en général à l'utilisation de fréquences plus élevées.

Le *Komet* était un Consol à *ondes courtes* ; l'ouverture était réduite à 2 longueurs d'ondes et l'angle balayé par l'axe central n'était que de 3°. Pour obtenir une couverture de 30°, on installait 10 *bases différentes* autour d'un centre commun. Le procédé a été abandonné.

Le Goldwever comportait 40 *aériens munis de réflecteurs*. On pouvait sélectionner 4 ou 6 aériens contigus et régler les courants et les phases pour faire tourner un axe de 2°, 25 ; ce dispositif aurait atteint une portée de 5.000 km.

Le Golsdonne comportait des axes tournants et n'a pas eu le temps d'être réalisé.

Tous ces dispositifs aboutissaient à un appareil placé à bord et effectuant automatiquement *la moyenne des observations*, de manière à réduire les troubles dus aux variations de propagation. Ils ne semblent pas présenter actuellement d'intérêt considérable, mais méritaient cependant d'être signalés.

Je tiens à remercier ici la revue *Interavia* qui a bien voulu m'autoriser à utiliser les photographies et schémas publiés dans son n° d'août 1946 et le groupement des *Transports Aériens Militaires*, ainsi que le service des *Phares et Balises* et le service des Télécommunications et la signalisation, qui m'ont fourni divers documents intéressants.

THÉORIE DU TUBE A ONDE PROGRESSIVE

PAR

Jacques LAPLUME

*Ingénieur au Laboratoire de Recherches
en Hyperfréquences de la Compagnie Française Thomson-Houston*

I. — Hypothèses de départ et notations (*)

Le tube à onde progressive se compose essentiellement d'une hélice couplée à un faisceau électronique.

En l'absence d'interaction entre le faisceau et l'hélice, celle-ci est susceptible de guider une onde électromagnétique se propageant à une vitesse sensiblement plus faible que la vitesse de la lumière. Il est alors possible, sans recourir à des tensions d'accélération prohibitives, de lancer à l'intérieur de l'hélice un faisceau d'électrons animés d'une vitesse comparable à la vitesse de l'onde.

De plus, le champ électrique possède une composante axiale non nulle susceptible de moduler en vitesse, et par conséquent en densité, le faisceau électronique. Dans ces conditions, on constate que l'amplitude de l'onde guidée par l'hélice croît continuellement le long du faisceau (1).

Le problème de l'interaction entre le faisceau et l'hélice a été traité par différents auteurs (2), (3), (4) qui ont édifié une théorie unidimensionnelle permettant d'utiliser le langage commode des lignes de transmission. D'autres auteurs (3), (5), (6), (7), ont étudié avec plus de rigueur l'interaction entre un faisceau électronique et une onde guidée par un diélectrique à symétrie de révolution. Nous nous proposons ici d'étendre leur méthode au problème plus complexe du circuit en hélice, en nous appuyant sur certains résultats établis par Monsieur Roubine en l'absence d'interaction (8), (9).

Avant de procéder à la mise en équations, nous allons préciser les hypothèses qui sont à la base de cette théorie.

1° Hypothèses relatives à l'hélice.

Le pas de l'hélice sera supposé suffisamment faible pour qu'on puisse, sans grande erreur, considérer

que le champ possède la symétrie de révolution autour de l'axe. La distribution réelle du courant électrique dans l'hélice sera remplacée par une distribution hélicoïdale purement superficielle à la surface du cylindre d'enroulement.

Nous supposons que l'hélice est parfaitement conductrice. Nous rappellerons ensuite comment se modifient les résultats lorsqu'on tient compte des pertes.

2° Hypothèses relatives au faisceau.

On suppose que la densité électronique et la vitesse moyennes sont constantes dans toute la section circulaire du faisceau. Le faisceau est centré sur l'axe de l'hélice. Un dispositif de focalisation quelconque maintient toutes les vitesses des électrons parallèles à l'axe.

3° Hypothèses sur l'interaction.

L'hélice réagit sur le faisceau par l'intermédiaire de la force exercée par le champ électrique axial.

L'interaction aura pour effet de modifier localement la vitesse et la densité du faisceau. Nous admettons que ces modifications sont faibles devant les valeurs moyennes (hypothèse des petits signaux).

L'étude est faite en régime permanent.

Les notations utilisées ont la signification suivante :

a	rayon de l'hélice.
$\vec{\Lambda}$	potentiel vecteur.
Λ	intensité du potentiel vecteur.
$C = \left(\frac{1}{1 - \frac{Z}{Z_0}} \right)^{1/3}$	facteur d'efficacité.
e	valeur absolue de la charge de l'électron.
$\vec{E}$	champ électrique.
F_r, F_θ, F_z	composantes du champ électrique.
F_θ	champ électrique axial à l'entrée du tube.
$F(\beta r_0)$	coefficient correctif du facteur d'efficacité tenant compte de l'élargissement du faisceau.

(*) Rappelons qu'une communication sur ce sujet avait été faite devant la Société Française des Radioélectriciens le 13 mars 1947 conjointement par MM. Altovsky, Roubine, et l'auteur. Depuis cette date, cette étude a subi quelques remaniements. Plusieurs publications sur cette question ayant paru tant en France qu'à l'étranger, nous nous bornons à exposer ici uniquement ce qui nous paraît présenter quelque originalité, et dont l'essentiel a fait l'objet d'une Communication à l'Académie des Sciences le 23 juin 1947 (Bibliographie, référence n° 10).

(1), (2), (3), (4), (5), (6), (7), (8), (9), voir Bibliographie. On lira avec intérêt les articles plus récents (Références 11 et 12) où le problème a été abordé suivant une méthode analogue à la nôtre.

G	gain du tube.
$\vec{H}$	champ magnétique.
H_r, H_θ, H_z	composantes du champ magnétique.
I	amplitude du courant dans l'hélice.
I_0	courant moyen transporté par le faisceau.
$I_n(x)$	fonction de Bessel modifiée de première espèce, d'ordre n , de la variable x .
$ik = j\omega/v_0$	constante de propagation dans le milieu libre illimité.
jk'	constante de propagation le long de l'axe Oz.
$K_n(x)$	fonction de Bessel modifiée de seconde espèce, d'ordre n , de la variable x .
l	longueur du tube.
L, M, P, P', Q, Q'	constantes d'intégration.
m	masse de l'électron.
N	nombre de longueurs d'onde sur l'hélice.
r	coordonnée radiale.
r_0	rayon du faisceau.
$s = \frac{4\pi r \rho_0}{m\varepsilon} \frac{1}{(\omega - k'u_0)^2}$	paramètre d'interaction.
t	variable de temps.
u	fluctuation de vitesse des électrons autour de la valeur moyenne u_0 .
v_0	vitesse de propagation en l'absence d'interaction.
V	potentiel scalaire.
V_0	tension d'accélération du faisceau.
W	puissance transportée par l'onde.
z	coordonnée axiale.
Z	impédance de couplage (faisceau infiniment délié).
Z'	impédance de couplage (faisceau de diamètre quelconque).
$Z_0 = V_0/I_0$	impédance du faisceau.
$\frac{\pi}{2} - \alpha$	inclinaison du filet de l'hélice sur l'axe.
$\beta = \sqrt{k'^2 - k^2}$	paramètre de distribution radiale du champ à l'extérieur du faisceau.
$\beta' = \beta\sqrt{1-s}$	paramètre de distribution radiale dans le faisceau.
ε	constante diélectrique du milieu de propagation.

θ	coordonnée angulaire.
λ	longueur d'onde de propagation sur l'axe de l'hélice.
μ	perméabilité du milieu de propagation.
ρ	fluctuation de la densité électrique du faisceau autour de la valeur moyenne ρ_0 .
ω	pulsation.

II. — Mise en équations

Il y a lieu de distinguer trois domaines de propagation.

1° Région intérieure au faisceau ;

2° Région comprise entre le faisceau et l'hélice ;

3° Région extérieure à l'hélice.

Nous désignerons par les indices I, II et III respectivement ces différents domaines.

Dans les domaines II et III, où n'existe aucune charge libre, la répartition du champ est analogue à celle établie par M. Roubine (9). Toutefois, les conditions de raccordement imposent de choisir pour le domaine II une distribution plus générale.

Nous étudierons tout d'abord la répartition dans le domaine I.

1. — Configuration du champ dans la région intérieure au faisceau.

Les champs électrique et magnétique se calculent à partir des potentiels vecteur $\vec{A}$ et scalaire V suivant les relations :

$$(1) \quad \vec{E} = -\text{grad } V - j\omega\mu\vec{A}, \quad (2) \quad \vec{H} = \text{rot } \vec{A}.$$

Le potentiel vecteur vérifie l'équation de propagation :

$$(3) \quad \Delta\vec{A} + k^2\vec{A} = -4\pi(-\rho_0 + \rho)(\vec{u}_0 + \vec{u}),$$

$$k^2 = \omega^2\varepsilon\mu.$$

Le potentiel scalaire se calcule à partir du potentiel vecteur en utilisant la relation de Lorentz :

$$(4) \quad \text{div } \vec{A} + j\omega\varepsilon V = 0.$$

Le principe de conservation de l'électricité fournit une cinquième relation :

$$(5) \quad j\omega\rho + \text{div}(-\rho_0 + \rho)(\vec{u}_0 + \vec{u}) = 0.$$

Enfin, l'équation du mouvement projeté sur l'axe Oz s'écrit :

$$(6) \quad \frac{du}{dt} = j\omega u + \frac{dz}{dt} \frac{\partial u}{\partial z} = -\frac{e}{m} E_z.$$

L'hypothèse des petits mouvements nous permet de remplacer $(-\rho_0 + \rho)(\vec{u}_0 + \vec{u})$ par $-\rho_0\vec{u}_0 - \rho_0\vec{u} + \rho\vec{u}_0$ et, dans l'équation (6), $\frac{dz}{dt}$ par u_0 .

Nous ne tiendrons pas compte, dans le second

membre de l'équation (3), du terme $-\rho_0 u_0$ qui contribue au champ magnétostatique seul.

On peut satisfaire aux six équations précédentes en prenant pour $\vec{A}$ un vecteur purement axial (onde du type E). Nous désignerons par A l'intensité de ce vecteur. Par ailleurs, les vitesses étant également supposées axiales, les équations (3), (4), (5), (6) se réduisent à :

$$(3') \quad \Delta A + k^2 A = -4\pi (-\rho_0 u + \rho u_0)$$

$$(4') \quad \frac{\partial A}{\partial z} + j\omega \varepsilon V = 0$$

$$(5') \quad j\omega \rho + \frac{\partial}{\partial z} (-\rho_0 u + u_0 \rho) = 0$$

$$(6') \quad j\omega u + u_0 \frac{\partial u}{\partial z} = \frac{e}{m} \left(\frac{\partial V}{\partial z} + j\omega \mu A \right).$$

Cette dernière équation tient compte de (1).

Ce système admet des solutions de la forme $f(r)e^{-jkz}$. Les dérivations par rapport à z se réduisent à des multiplications par $-jk'$. On obtient alors, en sous-entendant partout le facteur e^{-jkz} :

$$(3'') \quad \frac{d^2 A}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA}{dr} - k'^2 A + k^2 A = -4\pi (-\rho_0 u + \rho u_0)$$

$$(4'') \quad -jk'A + j\omega \varepsilon V = 0$$

$$(5'') \quad j\omega \rho - jk'(-\rho_0 u + \rho u_0) = 0$$

$$(6'') \quad j\omega u - jk'u_0 u = \frac{e}{m} (-jk'V + j\omega \mu A).$$

Substituons dans (6'') la valeur de V tirée de (4''), soit $V = \frac{k'A}{\omega \varepsilon}$:

$$j\omega u - jk'u_0 u = \frac{e}{m} \left(-j \frac{k'^2 A}{\omega \varepsilon} + j\omega \mu A \right),$$

d'où :

$$u = -\frac{e}{m\omega \varepsilon} A \frac{k'^2 - k^2}{\omega - k'u_0}.$$

Compte tenu de cette relation, (5'') donne :

$$\rho = -\frac{k' u \rho_0}{\omega - k'u_0} = \frac{e \rho_0}{m\omega \varepsilon} k' A \frac{k'^2 - k^2}{\omega - k'u_0},$$

d'où :

$$\begin{aligned} -\rho_0 u + \rho u_0 &= \frac{e \rho_0}{m\omega \varepsilon} A \frac{k'^2 - k^2}{(\omega - k'u_0)^2} (\omega - k'u_0 + k'u_0) \\ &= \frac{e \rho_0}{m \varepsilon} A \frac{k'^2 - k^2}{(\omega - k'u_0)^2} \end{aligned}$$

de sorte qu'en posant :

$$(7) \quad s = \frac{4\pi e \rho_0}{m \varepsilon} \frac{1}{(\omega - k'u_0)^2}$$

(3'') devient :

$$\frac{d^2 A}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA}{dr} - (k'^2 - k^2) (1 - s) A = 0$$

ou :

$$\frac{d^2 A}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA}{dr} - \beta'^2 A = 0$$

avec :

$$(8) \quad \beta'^2 = (k'^2 - k^2) (1 - s).$$

La solution régulière sur l'axe est de la forme :

$$A = C_1 \times I_0(\beta' r)$$

où I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro.

Les composantes du champ s'en déduisent aisément d'après (1) et (2) :

$$\begin{aligned} E_r &= jk' L I_1(\beta' r) & H_r &= 0 \\ E_0 &= 0 & H_0 &= j\omega \varepsilon L I_1(\beta' r) \\ F_z &= \frac{\beta'}{1-s} L I_0(\beta' r) & H_z &= 0 \end{aligned}$$

L est une nouvelle constante multiplicative.

Cette distribution n'est pas assez générale pour satisfaire aux conditions de raccordement. Nous y ajouterons une répartition du type II dans le milieu libre, ce qui revient à superposer, à une solution particulière des équations de Maxwell avec second membre, une solution particulière des équations sans second membre. Cette solution s'exprime au moyen des fonctions I_0 et I_1 afin que soit satisfaite la condition de régularité sur l'axe. Une telle solution a été établie par Monsieur Roubine (9) : nous nous bornons, en la retranscrivant, à modifier le symbole de la constante d'intégration :

$$\begin{aligned} E_r &= 0 & H_r &= jk' M I_1(\beta r) \\ E_0 &= -j\omega \mu M I_1(\beta r) & H_0 &= 0 \\ F_z &= 0 & H_z &= M \beta I_0(\beta r) \end{aligned}$$

où : (9) $\beta^2 = k'^2 - k^2$.

Le résultat de la superposition est donc le suivant :

$$\begin{aligned} E_r &= jk' L I_1(\beta' r) & H_r &= jk' M I_1(\beta r) \\ F_0 &= -j\omega \mu M I_1(\beta r) & H_0 &= j\omega \varepsilon L I_1(\beta' r) \\ F_z &= \frac{\beta'}{1-s} L I_0(\beta' r) & H_z &= \beta M I_0(\beta r) \end{aligned}$$

2. — Région extérieure au faisceau.

Dans le domaine II peuvent se propager des ondes du type E et du type H dans un milieu libre. Une répartition possible est la suivante :

$$\begin{aligned} E_r &= jk' [P I_1(\beta r) - P' K_1(\beta r)] & H_r &= jk' M I_1(\beta r) \\ F_0 &= -j\omega \mu M I_1(\beta r) & H_0 &= j\omega \varepsilon [P I_1(\beta r) - P' K_1(\beta r)] \\ E_z &= \beta [P I_0(\beta r) + P' K_0(\beta r)] & H_z &= \beta M I_0(\beta r) \end{aligned}$$

P et P' sont deux nouvelles constantes.

Cette distribution diffère de la répartition indiquée par Monsieur Roubine en l'absence d'interaction par la présence des termes en $K_0(\beta r)$ et $K_1(\beta r)$. Ces termes disparaissent dans le cas étudié par Monsieur Roubine en raison de la condition de régularité sur l'axe imposée à la répartition du champ. Ici, au contraire, l'axe est exclu du domaine II.

Enfin, dans le domaine III on obtient :

$$\begin{aligned} E_r &= -jk' Q K_1(\beta r) & H_r &= -jk' Q' K_1(\beta r) \\ F_0 &= j\omega \mu Q' K_1(\beta r) & H_0 &= -j\omega \varepsilon Q K_1(\beta r) \\ F_z &= \beta Q K_0(\beta r) & H_z &= \beta Q' K_0(\beta r) \end{aligned}$$

Q et Q' sont deux nouvelles constantes.

ANALYSES

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

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

T. O. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

0,63 — 40 abaques de radio.

par A. de GOUVENAIN, Ingénieur Radio E. S. E.

40 planches, format 24×32 cm sous cartonnage et volume explicatif de 72 p. (16×24 cm.). — Société des Éditions Radio, 9, rue Jacob, Paris, 6^e, Prix : 1.000 frs.,

Ce recueil permet de trouver rapidement la valeur d'un shunt d'un milliampèremètre, l'impédance d'un bobinage, la fréquence d'un circuit, les éléments d'une cellule d'atténuation à résistance constante, la résistance d'un fil ou la capacité d'un condensateur, la détermination d'une bobine en tenant compte de l'effet pelliculaire, de l'effet de proximité et de l'action d'un blindage, les caractéristiques d'un transformateur d'alimentation ou un bobinage de filtre.

Par rapport à la première édition, tous les clichés ont été refaits, ce qui a permis de mettre les abaques à jour de l'état de la technique en 1948, en particulier en étendant considérablement les échelles des fréquences.

Le livre explicatif a doublé de volume et il constitue un véritable guide contenant toutes les notions théoriques et de nombreux exemples numériques tirés de la pratique.

T. 2. - RAYONNEMENT - PROPAGATION

212,2 — ANTENNES DIRIGÉES HELICOÏDALES POUR UTILISATION A LARGE BANDE

D. KRAUS. — P. I. R. E., 36, octobre 1948, 1236-1242.

1^o L'auteur étudie les propriétés d'une antenne hélicoïdale donnant un rayonnement privilégié dans la direction de son axe (figure 1). Une telle antenne est attaquée par un coaxial dont le conducteur central est réuni à l'antenne et le conducteur extérieur à un réflecteur. La polarisation fournie est à peu près circulaire.

Pour déterminer les caractéristiques optima d'une telle antenne on a porté sur la figure 2, en abscisses, le rapport $\frac{S}{\lambda}$ du pas à la longueur d'onde, en ordonnées le rapport $\frac{D}{\lambda}$ du diamètre à la longueur d'onde. (Pour une antenne déterminée, quand λ varie on se déplace sur une droite déterminée passant par 0 à laquelle correspond un angle de pente α défini par $\tan \alpha = \frac{S}{\pi D}$). Dans le plan SD ont été tracées trois courbes :

— à l'intérieur de la première (trait plein), l'ouverture du diagramme de rayonnement (à demi puissance) est comprise entre 30° et 60° ;

— à l'intérieur de la seconde (trait pointillé), l'impédance d'entrée de l'antenne est comprise entre 100 et 150 ohms ;

— à l'intérieur de la troisième (trait mixte) le rapport des axes de l'ellipse de polarisation du champ est compris entre 1 et 1,25.

Si l'on prend donc pour α la valeur 14° (peu critique), l'antenne fonctionne correctement pour une bande de la fréquence F_1 à la fréquence F_2 , avec $\frac{F_2}{F_1} = 1,67$.

L'ellipse correspondante comporte 6 tours d'enroulement.

L'auteur décrit ensuite les conditions de réalisation d'une antenne à 6 tours fonctionnant normalement entre les fréquences extrêmes $F_1 = 300$ mégacycles/s et $F_2 = 500$ mégacycles/s. Il donne des renseignements sur le dispositif d'adaptation du feeder de 50 ohms à l'antenne de 106 ohms, sur le réflecteur, sur les supports d'antenne. Des courbes donnent les diagrammes de

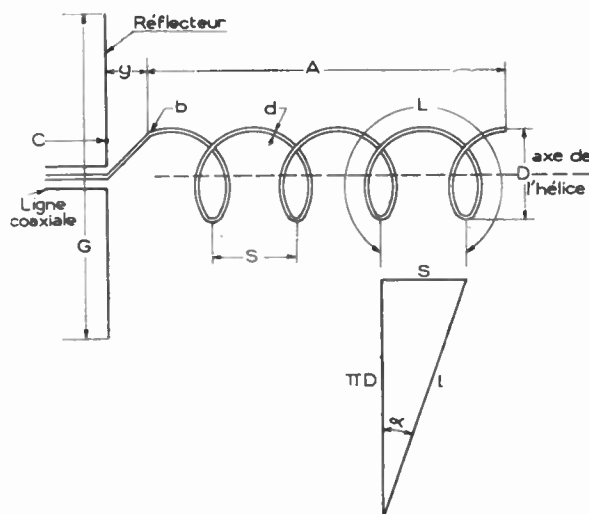


Fig 1

rayonnement vertical et horizontal pour des fréquences allant de 225 à 600 mégacycles/s ; d'autres courbes donnent, dans les mêmes limites de fréquence l'angle d'ouverture du faisceau principal, le rapport des axes de l'ellipse de polarisation, le taux d'ondes stationnaires.

2^o Pour augmenter le gain de l'aérien hélicoïdal dans la direction de l'axe, on peut augmenter le nombre de spires. Ainsi pour le faire passer de 12 db (par rapport à un aérien isotropique) à polarisation circulaire, à 22 db il faut porter sa longueur de $1,44 \lambda$ (6 tours) à 20λ . Mais les encombrements ainsi obtenus sont pratiquement prohibitifs. On peut, de préférence, mettre une hélice courte au foyer d'un miroir parabolique ou au fond d'un cône rayonnant de révolution ; on peut aussi constituer des réseaux constitués avec des éléments hélicoïdaux.

3^o L'auteur décrit un aérien constitué par quatre antennes hélicoïdales parallèles, placées aux sommets d'un carré de $1,5 \lambda$ de côté et devant un réflecteur carré de $2,5 \lambda$ de côté. Lorsqu'on passe de 600 à 1000 Mc/s le gain passe de 16 db à 22 db. Pour la même gamme des courbes donnent l'ouverture du faisceau dans les plans horizontal et vertical (30° à 15°), le rapport des axes de l'ellipse de polarisation (de 1 à 2), le taux des ondes stationnaires hélicoïdales.

Le fonctionnement de l'aérien est correct dans la gamme de fréquence indiquée (600 à 1 000 Mc/s).

Remarque est faite que si les quatre antennes, alimentées en phase, ont le même sens d'enroulement, la polarisation est circulaire. Si deux d'entre elles sont dextrorsum et les deux autres senestorsum la polarisation est linéaire,

TÉLÉVISION

ÉMISSION — RÉCEPTION

MESURES HF



VOLTMÈTRE
ÉLECTRONIQUE

VE 15

Notice 7519

THERMOCOUPLES
DANS LE VIDE

Notice 7501

OSCILLOGRAPHE HF
OCP 41

Notice 7515

COMPTEURS MONTROUGE

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

LES CABLES DE LYON
170 AVENUE JEAN-JAURES
LYON



TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes
Préamplis - Mesures - Télécommande



9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8^e

4° Deux aériens omnidirectionnels (dans le plan horizontal) et constitués par des éléments rayonnants hélicoïdaux sont décrits. L'un et l'autre comportent 4 éléments de $1,5$ tour dessinant une croix en projection horizontale ; dans le premier, les quatre éléments sont à la même hauteur et partent de la surface d'un cylindre conducteur à génératrices verticales et ayant $0,55 \lambda$ de diamètre et $0,8 \lambda$ de hauteur ; dans le second, les deux branches de la croix sont décalées de 1λ en hauteur et sont perpendiculaires respectivement à 2 disques circulaires (perpendiculaires entre eux) et de diamètres égaux à 1λ . Pour une rotation de 360° en azimut le champ électrique est constant à ± 5 db.

L'aérien est utilisable dans une gamme de fréquence dont les limites sont dans le rapport de $1,5$ à 1 .

5° Les antennes hélicoïdales sont en principe utilisables à toute fréquence. Leur réalisation pratique est limitée vers les basses fréquences par des considérations d'encombrement. La limite vers ces basses fréquences peut être abaissée en utilisant

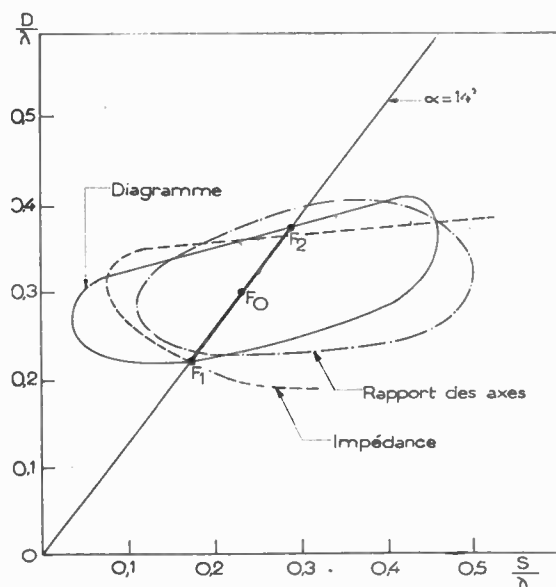


Fig. 2

des hélices enroulées sur un cylindre à section carrée. Une antenne permettant de fonctionner sur 20 Mcs (15 mètres) est décrite ; elle comporte 3 tours et est placée horizontalement, son point bas étant à $\frac{\lambda}{2}$ au-dessus du sol. Elle donne un gain de 10 db.

Le conducteur peut être un gros tube (diamètre $0,01 \lambda$) par exemple être réalisé à l'aide d'éléments de tuyaux de poêle. Une telle antenne, tant à l'émission qu'à la réception apporte les avantages d'une polarisation circulaire.

Conclusion : Les applications des antennes hélicoïdales sont multiples.

R. R.

T. 3. — PRODUCTION DES OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES.

332,2 — Microwave magnetrons ; (Magnétrons pour micro-ondes).

publié par Georges B. COLLINS (Edité par Mc. Graw Hill Co

C'est le volume n° 6 de la collection sur le « Radar » publiée par le laboratoire M. I. T. (Institut de Technologie du Massachusetts.) Il comporte 806 pages et est illustré de nombreux croquis ; schémas, reproductions photographiques, etc...

Le premier magnétron étudié et réalisé en Grande-Bretagne en 1940 a été le point de départ du développement prodigieux

des radars centimétriques. Les moyens classiques de produire des oscillations fournissent des puissances de plus en plus petites à mesure qu'augmente la fréquence. S'ils permettent d'atteindre les hyperfréquences, les tubes à modulation de vitesse ne peuvent fournir la puissance instantanée énorme qu'exige le radar. Les techniciens anglais avaient parfaitement compris cette nécessité d'utiliser des fréquences de plus en plus élevées.

Signalons, à ce propos, le petit livre très intéressant de A. P. ROWE, intitulé « One Story of Radar » et qui fait assister le lecteur à la genèse d'une série d'inventions de la famille du radar. Il ne s'agit pas d'un ouvrage technique, mais plus exactement d'un ouvrage qu'on pourrait qualifier d'historico-technique, écrit avec humour, par un savant qui était chargé de coordonner les travaux d'une équipe d'autres savants. Or, en lisant cet ouvrage, on éprouve la très nette impression que la naissance du premier magnétron permit de franchir un pas décisif.

Le premier modèle de 1940 fut étudié par de nombreux laboratoires, aussi bien en Angleterre qu'en Amérique. Le résultat, c'est qu'il existe actuellement plus de 20 modèles de magnétrons « standardisés », fournissant des puissances s'échelonnant entre quelques dizaines et plusieurs milliers de kilowatts, sur des longueurs d'ondes comprises entre 10 et 1 centimètre.

L'ouvrage que nous analysons a été rédigé par un ensemble de techniciens spécialistes. Leur tâche n'a pas été seulement de faire l'historique du magnétron, mais surtout de fournir de nombreux renseignements en vue des applications futures.

L'ouvrage comporte d'abord un chapitre d'introduction qui constitue en réalité un résumé de la question. Les chapitres suivants sont divisés en cinq parties :

Première partie : Systèmes résonants.

Deuxième partie : Analyse du fonctionnement.

Troisième partie : Construction.

Quatrième partie : Accord et stabilisation.

Cinquième partie : Pratique.

L. C.

T. 4. - AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

422,1 — Valeur optimum de la résistance terminale pour un filtre en échelle à « K-Constant » et une seule cellule.

R. C. A. Review, VIII, septembre 1947, 460|479.

Dans la théorie classique des filtres, on les suppose fermés sur une résistance pure égale à leur impédance itérative au milieu de la bande (pour un passe-bande) ou aux fréquences zéro (passe-bas) ou infini (passe-haut).

L'auteur observe que cette hypothèse n'est pas la meilleure et que l'on peut obtenir une certaine amélioration des performances en modifiant légèrement la résistance terminale, de manière à lui faire égaliser l'impédance itérative un peu plus près de la frontière (°). Autrement dit, la valeur R pour laquelle est calculé le filtre, est égale à $1/k$ fois la résistance effective sur laquelle il débitera. Suivant que l'on veut améliorer de préférence la régularité du gain ou de la phase dans la bande passante, ou rendre minimum la composante réactive parasite, ou encore transmettre le maximum d'énergie, le calcul, effectué pour une cellule à branches inverses (« K-Constant »), donne pour ce facteur $1/k$ des valeurs comprises entre 1,03 et 1,33 pour le type « en T » ; ou bien, pour le type « en PI », des valeurs de k comprises entre 1,5 et 2,06. — Le résultat est indiqué par divers graphiques.

P. D.

(°) Cette observation avait déjà été faite et exploitée par Sterky, sous le nom « d'adaptation alpha » : le coefficient alpha (identique à $1/k$) préconisé étant de l'ordre de 1,4 à 2. Voir Ericsson Technics, 1933, 4, p. 34-91. Nous nous excusons de n'avoir pas souligné ce point intéressant dans la trop courte analyse parue dans l'Onde Electrique, février 1935, p. 15 A.



CSF

FICHES COAXIALES
"CSF"

maintenant l'impédance constante, même aux fréquences très élevées.

Dispositif de verrouillage système "BAG"

Ph. JEAN ALBERT

CL. GLE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL
CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES
23, Rue du MAROC-PARIS 19° • BOTZARIS: 17-06, 66-50 • 51
NOTICE SUR DEMANDE

COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

Direction générale — Usine et service commercial
2, RUE DES ENTREPRENEURS
PARIS (XV°)
VAU. 38-71



PUBL. RAPPY

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



S.A.R.L. capital 1.500.000 francs
100, Boulevard Voltaire, ASNIÈRES (Seine)
Téléphone: GRésillons 24-60 à 62

APPAREILS DE MESURE

VOLTMÈTRES A LAMPES
VOLTMÈTRES ÉLECTRONIQUES
FRÉQUENCEMÈTRES
OSCILLOGRAPHES
MODULATEURS DE FRÉQUENCE

MATÉRIEL PROFESSIONNEL

ÉMISSION - RÉCEPTION
CONTROLEURS DE GAMMES

**SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE
RADIOÉLECTRIQUE**

PUBLÉDITEC-DOMENACH

**PIONNIER DE LA
TÉLÉVISION
DEPUIS
1929**

LA RADIO-INDUSTRIE
est toujours au premier rang

**DE LA
TECHNIQUE
INTERNATIONALE**

**25, R. du D^r FINLAY 55, R. des ORTEAUX
PARIS**

PUBL. RAPPY

3. — Conditions de raccordement.

Le calcul que nous venons de développer fait intervenir six constantes d'intégration : L , M , P , P' , Q , Q' .

Ces constantes doivent être choisies de manière à satisfaire aux conditions de raccordement à la périphérie du faisceau ($r = r_0$) et sur l'hélice ($r = a$).

Ces conditions de raccordement sont les suivantes :

1° A la périphérie du faisceau : continuité de toutes les composantes du champ.

2° Sur l'hélice :

a) Orthogonalité du champ électrique et de l'hélice, tant dans le domaine II que dans le domaine III. Cette condition est une conséquence de l'hypothèse de la conductibilité parfaite de l'hélice.

b) Continuité de la composante du champ électrique tangente au cylindre de rayon a , en conséquence de l'hypothèse de la répartition purement superficielle des charges sur l'hélice.

c) Continuité de la composante du champ magnétique tangente à l'hélice. Cette dernière condition résulte immédiatement du théorème d'Ampère.

Si on se reporte aux formules de répartition de champ écrites plus haut, on constate que la continuité de E_θ , H_r et H_z est assurée ipso facto à la périphérie du faisceau.

La continuité de E_r et de H_θ impose une seule et même relation, à savoir :

$$L I_1(\beta r_0) = P I_1(\beta r_0) - P' K_1(\beta r_0).$$

La continuité de E_z impose une nouvelle relation :

$$L \frac{\beta'}{1-s} I_0(\beta' r_0) = \beta [P I_0(\beta r_0) + P' K_0(\beta r_0)].$$

L'orthogonalité du champ électrique et de l'hélice pour $r = a$ s'écrit :

$$E_\theta + E_z \operatorname{tg} \alpha = 0,$$

et s'explique comme suit dans le domaine II :

$$-j\omega\mu M I_1(\beta a) + \beta \operatorname{tg} \alpha [P I_0(\beta a) + P' K_0(\beta a)] = 0.$$

$$(10) \quad \begin{vmatrix} I_1(\beta' r_0) & 0 & -I_1(\beta r_0) & K_1(\beta r_0) & 0 & 0 \\ \frac{\beta'}{1-s} I_0(\beta' r_0) & 0 & -\beta I_0(\beta r_0) & -\beta K_0(\beta r_0) & 0 & 0 \\ 0 & -j\omega\mu L_1(\beta a) & \beta \operatorname{tg} \alpha I_0(\beta a) & \beta \operatorname{tg} \alpha K_0(\beta a) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta \operatorname{tg} \alpha K_0(\beta a) & -j\omega\mu K_1(\beta a) \\ 0 & j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha L_1(\beta a) & \beta I_0(\beta a) & \beta K_0(\beta a) & -\beta K_0(\beta a) & j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha K_1(\beta a) \\ 0 & \beta \operatorname{tg} \alpha I_0(\beta a) & j\omega\mu L_1(\beta a) & -j\omega\mu K_1(\beta a) & j\omega\mu K_1(\beta a) & -\beta \operatorname{tg} \alpha K_0(\beta a) \end{vmatrix} = 0$$

Dans le domaine III :

$$j\omega\mu Q' K_1(\beta a) + \beta \operatorname{tg} \alpha Q K_0(\beta a) = 0$$

La continuité de la composante tangentielle du champ électrique s'écrit :

$$E_z^{\text{II}} - E_\theta^{\text{II}} \operatorname{tg} \alpha = E_z^{\text{III}} - E_\theta^{\text{III}} \operatorname{tg} \alpha.$$

soit :

$$\beta [P I_0(\beta a) + P' K_0(\beta a)] + j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha M I_1(\beta a) = \beta Q K_0(\beta a) - j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha Q' K_1(\beta a).$$

Enfin, la continuité du champ magnétique tangent à l'hélice s'écrit :

$$H_z^{\text{II}} \operatorname{tg} \alpha + H_\theta^{\text{II}} = H_z^{\text{III}} \operatorname{tg} \alpha + H_\theta^{\text{III}},$$

soit :

$$\beta \operatorname{tg} \alpha M I_0(\beta a) + j\omega\mu [P I_1(\beta a) - P' K_1(\beta a)] = \beta \operatorname{tg} \alpha Q' K_0(\beta a) - j\omega\mu Q K_1(\beta a).$$

En définitive, les conditions de raccordement s'expriment au moyen de six relations entre les six constantes d'intégration. Nous les retranscrivons ci-dessous :

$$(1) \quad \begin{cases} (1) L I_1(\beta' r_0) - P I_1(\beta r_0) - P' K_1(\beta r_0) = 0 \\ (2) L \frac{\beta'}{1-s} I_0(\beta' r_0) - \beta [P I_0(\beta r_0) + P' K_0(\beta r_0)] = 0 \\ (3) -j\omega\mu M I_1(\beta a) + \beta \operatorname{tg} \alpha [P I_0(\beta a) + P' K_0(\beta a)] = 0 \\ (4) \beta \operatorname{tg} \alpha Q K_0(\beta a) + j\omega\mu Q' K_1(\beta a) = 0 \\ (5) j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha M I_1(\beta a) + \beta [P I_1(\beta a) + P' K_1(\beta a)] - \beta Q K_0(\beta a) + j\omega\mu \operatorname{tg} \alpha Q' K_1(\beta a) = 0 \\ (6) \beta \operatorname{tg} \alpha M I_0(\beta a) + j\omega\mu [P I_1(\beta a) - P' K_1(\beta a)] + j\omega\mu Q K_1(\beta a) - \beta \operatorname{tg} \alpha Q' K_0(\beta a) = 0 \end{cases}$$

Ces équations sont linéaires et homogènes par rapport aux six constantes d'intégration. Elles ne possèdent des solutions non toutes nulles que si le déterminant du tableau des coefficients des constantes est nul. En écrivant cette condition, on obtient une équation qui, compte tenu de (8) et (9), définit implicitement la constante de propagation k' , c'est-à-dire les ondes susceptibles de se propager dans le système :

Cas limite : $\beta a \gg 1$.

Les formules se simplifient considérablement lorsque l'ordre de grandeur de βa est tel que l'on puisse, sans grande erreur, remplacer les fonctions

de Bessel d'argument βa par les expressions asymptotiques :

$$(11) \quad I_0(\beta a) \# I_1(\beta a) \# \frac{e^{-\beta a}}{\sqrt{2\pi\beta a}}$$

$$(12) \quad K_0(\beta a) \# K_1(\beta a) \# \sqrt{\frac{\pi}{2\beta a}} e^{-\beta a}$$

Cette approximation est légitime dès que βa dépasse quelques unités. Il s'introduit dans le calcul les rapports :

$$\frac{I_0(\beta a)}{K_0(\beta a)} \text{ ou } \frac{I_1(\beta a)}{K_1(\beta a)} \# \frac{e^{-2\beta a}}{\pi}$$

Compte tenu de cette approximation, le système (1) prend la forme :

$$(11) \quad \left\{ \begin{array}{l} (1) \quad I_1(\beta' r_0) - P I_1(\beta r_0) + P' K_1(\beta r_0) = 0 \\ (2) \quad I_0(\beta' r_0) - \beta [P I_0(\beta r_0) + P' K_0(\beta r_0)] = 0 \\ (3) \quad -j\omega \mu N \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} + \beta \operatorname{tg} \alpha (P \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} + P') = 0 \\ (4) \quad \beta \operatorname{tg} \alpha Q + j\omega \mu Q' = 0 \\ (5) \quad j\omega \mu \operatorname{tg} \alpha N \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} + \beta (P \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} + P') - \beta Q \\ \quad + j\omega \mu \operatorname{tg} \alpha Q' = 0 \\ (6) \quad \beta \operatorname{tg} \alpha N \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} + j\omega \varepsilon (P \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} - P') + j\omega \varepsilon Q \\ \quad - \beta \operatorname{tg} \alpha Q' = 0 \end{array} \right.$$

L'élimination des six constantes conduit à l'équation :

$$(13) \quad \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} \frac{k^2 - \beta^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}{\beta^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} = \frac{\beta' I_0(\beta' r_0) I_1(\beta r_0) - \beta (1-s) I_1(\beta' r_0) I_0(\beta r_0)}{\beta' I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0) + \beta (1-s) I_1(\beta' r_0) K_0(\beta r_0)}$$

D'ailleurs, d'après (9) :

$$\frac{k^2 - \beta^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}{\operatorname{tg}^2 \alpha} = k^2 \cot^2 \alpha - \beta^2 = k^2 (1 + \cot^2 \alpha)$$

$$k^2 = \frac{\beta^2}{\sin^2 \alpha} \quad k'^2 = \frac{\beta'^2}{\sin^2 \alpha}$$

L'équation des ondes prend finalement la forme :

$$(14) \quad \frac{e^{-2\beta a}}{\pi} \left(\frac{k^2}{\sin^2 \alpha} - k'^2 \right) = \frac{\beta' I_0(\beta' r_0) I_1(\beta r_0) - \beta (1-s) I_1(\beta' r_0) I_0(\beta r_0)}{\beta' I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0) + \beta (1-s) I_1(\beta' r_0) K_0(\beta r_0)}$$

Cas particulier $\beta r_0 \ll 1$.

Nous supposons maintenant que le faisceau est extrêmement fin, de façon qu'en puisse remplacer les fonctions de Bessel par leurs parties principales :

$$I_0(\beta' r_0) \# 1 \quad I_0(\beta r_0) \# 1 \quad \beta' r_0 K_0(\beta r_0) \# 0$$

$$I_1(\beta' r_0) \# \frac{\beta' r_0}{2} \quad I_1(\beta r_0) \# \frac{\beta r_0}{2} \quad K_1(\beta r_0) \# \frac{1}{\beta r_0}$$

L'influence du diamètre du faisceau sera discutée plus loin.

L'équation (14) devient :

$$\frac{e^{-2\beta a}}{\pi} \left(\frac{k^2}{\sin^2 \alpha} - k'^2 \right) = \frac{\frac{\beta' \beta r_0}{2} - \beta (1-s) \frac{\beta' r_0}{2}}{\frac{\beta'}{\beta r_0}} = \frac{1}{2} \beta^4 s r_0^2$$

ou :

$$k'^2 - \frac{k^2}{\sin^2 \alpha} = -\frac{\pi}{2} \beta^4 s r_0^2 e^{-2\beta a}$$

Compte tenu de (7) :

$$(15) \quad \left(k'^2 - \frac{k^2}{\sin^2 \alpha} \right) (\omega - k' u_0)^2 = -\frac{2\pi^2 e f_0}{m \varepsilon} \beta^4 r_0^2 e^{-2\beta a}$$

Désignons par I_0 le courant moyen transporté par le faisceau :

$$I_0 = u_0 \rho_0 \pi r_0^2$$

D'autre part, V_0 étant la tension d'accélération du faisceau :

$$\frac{1}{2} m u_0^2 = e V_0$$

d'où :

$$\frac{e}{m} = \frac{u_0^2}{2 V_0}$$

$$\text{et : } \frac{e}{m} \rho_0 \pi r_0^2 = \frac{u_0 I_0}{2 V_0} = \frac{u_0}{2 Z_0}$$

en posant : $Z_0 = \frac{V_0}{I_0}$ (impédance du faisceau).

On peut donc écrire (15) sous la forme :

$$\left(k'^2 - \frac{k^2}{\sin^2 \alpha} \right) (k' u_0 - \omega)^2 = -\frac{\pi}{\varepsilon} \rho_0^2 \frac{u_0}{Z_0} e^{-2\beta a}$$

Si le second membre est très petit, c'est-à-dire si le couplage entre l'hélice et le faisceau est faible, et si en outre la vitesse du faisceau est peu différente de la vitesse de l'onde naturelle, les racines de cette

équation sont voisines de $\pm \frac{k}{\sin \alpha}$. Alors,

$$\beta = \sqrt{k'^2 - k^2} \# k \cotg \alpha$$

On peut donc, sans grande erreur, remplacer au second membre de l'équation :

$$u_0 \text{ par } \frac{\omega}{k'} \# \frac{\omega \sin \alpha}{k}$$

$$\text{et : } \beta^4 \text{ par } k^4 \cotg^4 \alpha = k'^2 k^2 \cotg \alpha \frac{\cos^3 \alpha}{\sin \alpha}$$

ou, comme $\cos \alpha$ est pratiquement très voisin de 1 :

$$\beta^4 \# k'^2 k^2 \frac{\cotg \alpha}{\sin \alpha}$$

$$\text{et : } u_0 \beta^4 \# \omega k'^2 k \cotg \alpha$$

Posons : (16) $Z = \frac{2\pi}{\omega \varepsilon} k \cot \alpha e^{-2k a \cot \alpha}$.

Z est un facteur ayant les dimensions d'une impédance, que nous appellerons « impédance de couplage ».

Il reste finalement :

$$(17) \left(k'^2 - \frac{k^2}{\sin^2 \alpha} \right) (k' u_0 - \omega)^2 = -\frac{1}{2} \omega^2 k'^2 \frac{Z}{Z_0}.$$

Il est possible de rattacher Z à l'intensité du champ axial et à la puissance transportée par l'onde en l'absence d'interaction.

M. Roubine a montré que la puissance transportée par l'onde est liée à l'amplitude I du courant dans l'hélice par la relation :

$$W = \frac{I^2}{2 \omega \varepsilon a \cos \alpha} \# \frac{I^2}{2 \omega \varepsilon a}.$$

Au degré d'approximation du calcul, l'amplitude du champ électrique axial s'exprime par la formule :

$$E_z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon} \cot^2 \alpha} I \sqrt{\frac{2\pi k \cot \alpha}{a}} e^{-2k \cot \alpha}$$

La comparaison de ces deux formules nous donne :

$$(18) Z = \frac{2\pi k \cot \alpha}{\omega \varepsilon} e^{-2k a \cot \alpha} = \frac{|E_z|^2}{2W} \frac{1}{\left(\frac{k}{\sin \alpha}\right)^2}.$$

Rappelons que $\frac{k}{\sin \alpha}$ est la constante de propagation axiale en l'absence d'interaction.

III. — Discussion de l'équation des ondes et gain du tube

Les principales propriétés du tube à onde progressive se déduisent de l'équation (17). On trouvera dans différents mémoires une discussion complète de cette équation, et nous nous bornerons à y renvoyer le lecteur. Rappelons simplement les conclusions essentielles de cette discussion.

1° L'onde qui se propage le long de l'hélice peut être considérée comme résultant de la superposition de quatre ondes, dont trois cheminent dans le sens du faisceau et la quatrième en sens inverse. Théoriquement, il est toujours possible de supprimer cette dernière par une terminaison convenable de l'hélice.

2° Si la vitesse moyenne du faisceau n'est pas de beaucoup supérieure à la vitesse de propagation le long de l'hélice en l'absence d'interaction, l'une des ondes cheminant dans le sens du faisceau a une amplitude croissante le long de l'hélice. Il y a donc amplification.

3° Si la modulation initiale du faisceau en vitesse et en densité est nulle, le gain est maximum lorsque la vitesse moyenne du faisceau est égale à la vitesse de propagation le long de l'hélice en l'absence d'interaction. Le gain a alors pour expression :

$$G = \frac{1}{3} \sqrt{1 + 4 \cos 3\pi CN} \cdot \text{Ch} \sqrt{3\pi CN + 4 \text{Ch}^2 \sqrt{3\pi CN}},$$

où $N = l/\lambda$ est la longueur de l'hélice en nombre de longueurs d'onde.

$C = \left(\frac{1}{4} \frac{Z}{Z_0}\right)^{1/3}$ est le facteur d'efficacité.

1° Si l'hélice est dissipative, la perte de gain résultant de l'amortissement de l'hélice est égale, en première approximation, au tiers de l'affaiblissement de l'hélice, gain et affaiblissement étant exprimés en décibels.

IV. — Influence de l'élargissement du faisceau (*)

La théorie développée ci-dessus permet de discuter quantitativement l'influence de l'élargissement du faisceau, car elle analyse la structure des ondes dans les trois dimensions spatiales.

Nous partirons de l'équation (14) mise sous la forme

$$\frac{k^2}{\sin^2 \alpha} - k'^2 = \pi \beta^2 e^{-2\beta a}$$

$$\frac{\beta' I_0(\beta' r_0)}{\beta' I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0)} I_1(\beta r_0) = \frac{\beta(1-s)}{\beta' I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0)} I_1(\beta' r_0) I_0(\beta r_0)$$

ou encore, comme :

$$\beta(1-s) \beta' = \sqrt{1-s},$$

$$\frac{k^2}{\sin^2 \alpha} - k'^2 = \pi \beta^2 e^{-2\beta a}$$

$$\frac{I_0(\beta' r_0)}{I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0)} I_1(\beta r_0) = \frac{\sqrt{1-s}}{\sqrt{1-s}} \frac{I_1(\beta' r_0)}{I_1(\beta' r_0) K_0(\beta r_0)} I_0(\beta r_0)$$

La fraction du second membre s'annule avec s . Si s est suffisamment petit (couplage faible), on a très sensiblement :

$$f(s) = \frac{I_0(\beta' r_0) I_1(\beta r_0) - \sqrt{1-s} I_1(\beta' r_0) I_0(\beta r_0)}{I_0(\beta' r_0) K_1(\beta r_0) + \sqrt{1-s} I_1(\beta' r_0) K_0(\beta r_0)} \# s \left[\frac{\partial f}{\partial s} \right]_{s=0}.$$

$$\text{Comme : } \left[\frac{\partial \beta'}{\partial s} \right]_{s=0} = -\frac{1}{2} \beta$$

$$I_0(\beta r_0) = I_1(\beta r_0)$$

$$I_1(\beta r_0) = I_0(\beta r_0) - \frac{1}{2} I_1(\beta r_0),$$

$$f(s) = s \cdot \frac{1}{2} \frac{\beta r_0 [I_1^2(\beta r_0) - I_0^2(\beta r_0)]}{I_0(\beta r_0) K_1(\beta r_0)} + \frac{1}{\beta r_0} \frac{I_0(\beta r_0)}{I_1(\beta r_0)} \frac{I_1(\beta r_0)}{K_0(\beta r_0)} + I_1(\beta r_0) \frac{I_0(\beta r_0)}{K_0(\beta r_0)} = \frac{1}{2} s \beta^2 r_0^2 [I_0^2(\beta r_0) - I_1^2(\beta r_0)],$$

en tenant compte de l'identité classique

$$x [I_0(x) K_1(x) + I_1(x) K_0(x)] = 1.$$

(*) Les résultats établis dans ce chapitre, rédigé en juillet 1947, n'avaient pas encore été publiés. Ils sont en accord avec ceux que M. Lapostolle vient récemment de publier lui-même (Bibliographie, Référence n° 13).

En poursuivant le calcul comme indiqué au chapitre II on arrive finalement à l'équation :

$$(17') \left(k'^2 - \frac{k^2}{\sin^2 \alpha} \right) (k' u_0 - \omega)^2 = -\frac{1}{2} \omega^2 k'^2 \frac{Z'}{Z_0},$$

avec :

$$(16') \quad Z' = Z [I_0^2(\beta r_0) - I_1^2(\beta r_0)].$$

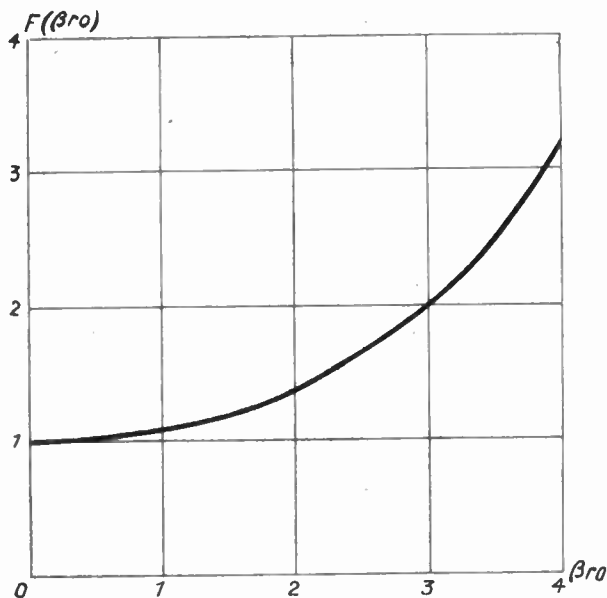


Fig. 1

Le facteur d'efficacité C , proportionnel à $Z^{1/2}$, est alors multiplié par le facteur correctif

$$F(\beta r_0) = \sqrt{I_0^2(\beta r_0) - I_1^2(\beta r_0)}$$

toutes choses égales par ailleurs ; en particulier z_0 , et par conséquent le courant moyen transporté par le faisceau, sont supposés constants.

La figure 1 indique les variations du facteur correctif en fonction du paramètre βr_0 . On constate que le facteur d'efficacité croît d'abord lentement, ensuite rapidement avec le rayon du faisceau.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) R. KOMPNER, *Wireless World*, 52, Novembre 1946, *Egalement P.I.R.E.*, Février 1947 p. 124.
- (2) J. R. PIERCE, *P.I.R.E.*, Février 1947, p. 111.
- (3) A. BLANC-LAPIERRE, P. LAPOSTOLLE, J. P. VOGÉ, R. WALLAUSCHEK, *Onde Electrique*, mai 1947, p. 194.
- (4) J. BERNIER, *Annales de Radioélectricité*, II, n° 7, janvier 1947, p. 87.
- (5) J. P. VOGÉ, *C. R. Ac Sci*, 224, 1947, p. 191.
- (6) R. WALLAUSCHEK, *C. R. Ac Sci*, 224, 1947, p. 191.
- (7) P. LAPOSTOLLE, *C.R. Ac Sci*, 224, 1947, pp. 268, 558, 814 ; voir également Thèse, Paris, 1947.
- (8) E. ROUBINE, *C. R. Ac Sci*, 224, 1947, pp. 1101, 1149.
- (9) E. ROUBINE, *Onde Electrique*, mai 1947, p. 203.
- (10) J. LAPLUME, *C. R. Ac Sci*, 224, 1947, p. 1766.
- (11) L. J. CHU et J. D. JACKSON, *P. I. R. E.*, Juillet 1948, p. 853.
- (12) OLOF E. H. RYDBECK, *Ericsson Technics*, n° 46, 1948.
- (13) P. LAPOSTOLLE, Pli cacheté déposé à l'Académie des Sciences le 10 décembre 1947, ouvert le 19 juillet 1948, publié aux *C. R. Ac. Sci*, 227, 1948, p. 388.

MESURE DES IMPÉDANCES D'ANTENNES A BORD D'AVION

PAR

P. DURAND

*de la Section d'Etudes des matériels de
Télécommunications de l'Air*

La connaissance précise de la courbe d'impédance des dispositifs de rayonnement est extrêmement utile à l'ingénieur, d'une part, pour préciser les conditions d'emploi auxquels doivent satisfaire émetteurs et récepteurs et, d'autre part, pour étudier la forme et la dimension des aériens donnant les caractéristiques les plus régulières.

Jusqu'ici on n'avait pas en France dessiné de façon systématique les caractéristiques d'entrée des antennes d'avion en O M et en O C, faute de moyens de mesure appropriés au difficile travail en vol ; le matériel décrit ci-dessous a permis de combler cette lacune ; sa forme n'est pas définitive et il subira des perfectionnements pour augmenter la rapidité des enregistrements ou sera remplacé par un appareil donnant directement les composantes de l'impédance à mesurer.

I. — PRINCIPE DE LA MÉTHODE

La méthode décrite ci-dessous consiste à mesurer le taux d'onde stationnaire sur une ligne de transmission chargée par l'impédance inconnue. Cette méthode est de plus en plus utilisée depuis les récents développements des ondes décimétriques et centimétriques.

Les avantages principaux sont :

a) Précision pour les mesures d'impédance dont la partie réelle est comprise entre 20 et 500 ohms et la partie imaginaire faible (impédance d'antenne adaptée accordée).

b) Possibilité d'utiliser la ligne de transmission normale sans montage d'appareils qui risquent de changer les conditions de fonctionnement pendant les mesures.

c) Utilisation de générateurs puissants permettant d'avoir des appareils de mesure peu sensibles mais présentant une grande impédance d'entrée.

d) Enfin la gamme des fréquences auxquelles les mesures peuvent être effectuées est très vaste et dépasse de beaucoup les possibilités des Q-mètres et ponts d'impédances ordinaires.

La mesure, en plus de la détermination du taux d'onde stationnaire, comporte une interprétation des résultats, qui se fait de la manière suivante :

S étant le taux d'onde stationnaire, θ le déphasage du premier minimum — ou maximum — par rapport à l'origine (impédance à mesurer) le coefficient de réflexion est de la forme

$$\Gamma = \frac{S - 1}{S + 1} \angle \theta$$

Celui-ci peut être transformé, au moyen d'un abaque de Smith (1) qui donne en fonction du taux

d'ondes stationnaires et de θ , les composantes R et X de l'impédance.

La difficulté principale consiste à mesurer avec précision les tensions ou les courants en chaque point de la ligne. Il faut cependant noter qu'on ne cherche pas à faire des mesures absolues mais simplement un rapport.

On mesure généralement les tensions sur les lignes coaxiales et les courants sur les lignes symétriques.

II. — BANC DE MESURES DÉCAMÉTRIQUES ET HECTOMÉTRIQUES

Nous allons maintenant examiner un matériel mis au point à la S. E. M. T. A. (1) pour les mesures sur ondes décimétriques.

Il constitue un ensemble d'éléments fonctionnant à partir du réseau 24 V. continu à bord des avions. Il a été conçu de manière à satisfaire aux conditions difficiles des mesures en vol.

- manque de place pour les opérateurs.
- mouvements propres de l'avion.
- fluctuations de la tension de bord.

Il comporte :

- un générateur étalonné de puissance variable.
- une ligne de mesure enroulée sur un tambour tournant.
- un voltmètre à lampe dont les tensions sont stabilisées.
- un enregistreur.
- une boîte de commande.

Tous ces éléments sont reliés entre eux par des câbles souples et peuvent être disposés de différentes manières, suivant la place disponible dans l'avion. Une seule personne suffit à faire les mesures.

(1) Section d'Etudes des Matériels de Télécommunications de l'Air (Section AIR du C. N. E. T.).

(1) Voir ci-après les renseignements sur l'abaque de Smith utilisé.

Données techniques sur la ligne utilisée.

Câble coaxial de 55 ohms d'impédance caractéristique, isolé au polythène, longueur 25 mètres : (par suite de la constante diélectrique du polythène ces 25 mètres sont équivalents à 38 mètres de ligne isolée par l'air).

La mesure des tensions le long de la ligne se fait par des trous de sonde percés tous les 10 cm : la ligne est enroulée autour d'un cylindre dont la circonférence est d'un mètre. Tous les trous sont donc répartis sur 10 génératrices du cylindre. La sonde explore l'un après l'autre au fur et à mesure de la rotation du cylindre (voir les figures relatives à cet appareil).

Mesures effectuées à 7 Mc/s soit 12 m. 90 de longueur d'onde.

Ces mesures ont servi à déterminer la vitesse de propagation et l'impédance caractéristique de la ligne. Les pertes diélectriques sont suffisamment faibles pour être négligées.

La distance entre deux minima successifs est 14 m., 20 la longueur d'onde sur la ligne est donc 28 m., 40.

La constante de propagation se déduit de ceci :

$$\frac{28.40}{12.90} = 0,66.$$

Soit pour K, la constante diélectrique du polythène,

$$K = 2,3$$

Les dimensions des conducteurs étant

$$d = 3 \frac{\text{m}}{\text{m}} \text{ ou } a = Z_c = 138 \log \frac{D}{d} \cdot 0,66 = 55 \Omega$$

$$D = 11 \frac{\text{m}}{\text{m}}$$

Des mesures effectuées avec des Q-mètre, des capacimètres et self-mètres précis ont donné 58 ohms. La présence des trous de sonde a donc augmenté légèrement l'impédance caractéristique.

Mesure et enregistrement des ondes stationnaires.

Le voltmètre à lampe utilisé doit avoir les caractéristiques suivantes :

- grande impédance d'entrée.
- déviation non linéaire de l'appareil de mesure permettant la lecture de quelques volts, jusqu'à une centaine de volts sur la même échelle.

- stabilité des tensions de chauffage des tubes et de la haute tension pour que les variations de la tension de bord ne perturbent pas les résultats.

a) Impédance d'entrée.

La sonde, constituée par une pointe de contact isolée, est reliée par une connexion souple, très courte, à une capacité de 2 pf. Derrière cette capacité se trouve la lampe détectrice (955 ou VR 92) le circuit est identique alors à celui d'un voltmètre à lampe ordinaire.

L'impédance d'entrée est donc constituée par cette capacité de 2 pf. Nous verrons plus loin quelles sont les perturbations apportées par cette capacité mise en parallèle sur la ligne.

b) Voltmètre à lampe (fig. 1).

Le voltmètre à lampe ordinaire a l'inconvénient d'avoir plusieurs sensibilités et à chaque commutation il faut effectuer la mise au zéro.

Si on envoie la tension négative détectée sur la grille d'une lampe à pente variable on obtient une variation de courant non linéaire et sur l'appareil de mesure utilisé (un milliamperemètre); les faibles valeurs sont étalées et la densité de la graduation est maximum pour les tensions élevées.

Le milliamperemètre est monté dans la cathode de la lampe et sa mise à zéro (courant max.) se fait en variant la tension écran. Un milliamperemètre enregistreur monté en série également dans la cathode de la lampe permet l'enregistrement des lectures (fig. 1).

L'étalonnage se fait de la manière suivante :

- la sonde est immobilisée dans un trou en contact avec le conducteur intérieur du coaxial et un

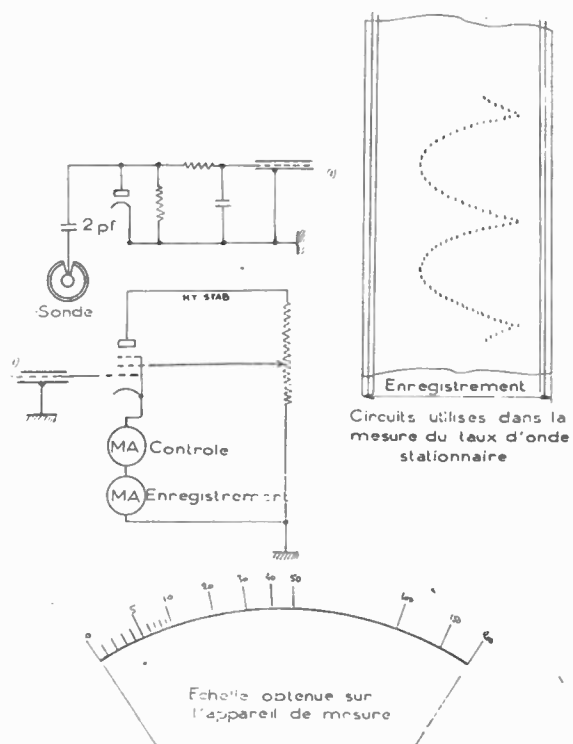


Fig. 1

voltmètre à lampe précis est mis en parallèle sur cette sonde. Il suffit de faire varier la tension H. F. pour obtenir l'étalonnage des deux appareils (le milliamperemètre de contrôle et le milliamperemètre enregistreur).

L'emploi d'un appareil à déviation logarithmique aurait été idéal mais la grande complexité, le manque de place, et surtout la difficulté de la stabilisation des tensions, ont conduit à cette solution simplifiée qui s'est avérée satisfaisante après un étalonnage soigné.

Enregistreur

C'est un appareil à déroulement continu du papier à 6 couleurs. La couleur change lorsque la sonde a exploré 10 trous soit 1 mètre de ligne. Il est alors plus facile d'interpréter les courbes et de mesurer les distances des minima par rapport à l'impédance de charge.

Afin d'éviter à l'équipage mobile qui possède une assez grande inertie, de revenir à zéro entre chaque mesure, l'aiguille est bloquée sur sa position pendant que la sonde se déplace d'un trou au suivant. La variation de tension n'étant que de quelques volts on peut augmenter la vitesse de l'enregistrement. Il faut compter 2 à 3 secondes pour une mesure.

c) Stabilisation des tensions.

La variation de la tension de bord étant assez grande il fallait stabiliser :

1° — le chauffage des lampes et notamment celui de la détectrice.

2° — la haute tension appliquée sur la lampe à pente variable.

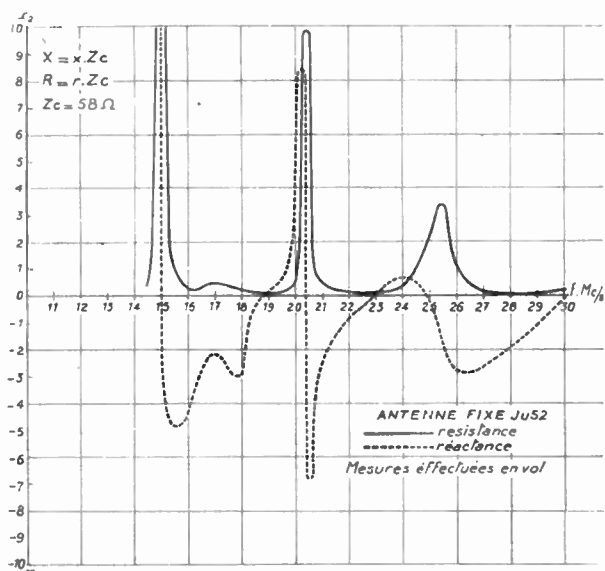


Fig. 1

Des procédés simples ont été employés :

Lampe FeI en série dans les chauffages.

néon 210-40 pour la haute tension.

Pour une variation de 20 à 26 V de la tension d'alimentation aucun dérèglement du zéro, aucune variation de lecture n'ont été constatés.

Générateur employé

Le générateur est un émetteur d'une puissance maximum de 150 watts. Il couvre une gamme très étendue et continue de 30 Mcs à 300 Kcs.

Il comporte :

— Un pilote dont les tensions sont stabilisées. Un réglage de la puissance (de quelques watts jusqu'à 150).

— Une adaptation très souple de l'étage final sur la charge par une self à curseur — Ceci est important car l'impédance d'entrée de la ligne est essentiellement variable au cours des essais.

Résultats obtenus avec ce matériel.

Des essais ont été faits en vol sur plusieurs types d'antennes (pendante, fixe etc ...).

On trouve ci-joint la courbe relevée pour l'antenne fixe de 8 m. d'un Junker 52 (fig. 2). Les courbes enregistrées ont été interprétées au moyen d'un abaque de Smith (1). Nous n'insisterons pas sur l'emploi de cet abaque qui s'est avéré le plus commode pour tous les calculs effectués dans les mesures d'impédances par la méthode décrite.

Réalisation mécanique.

La ligne étant enroulée autour d'un cylindre il fallait faire tourner celui-ci de 1/10^e de tour puis l'immobiliser pendant quelques secondes et la sonde actionnée par une came, venait en contact avec

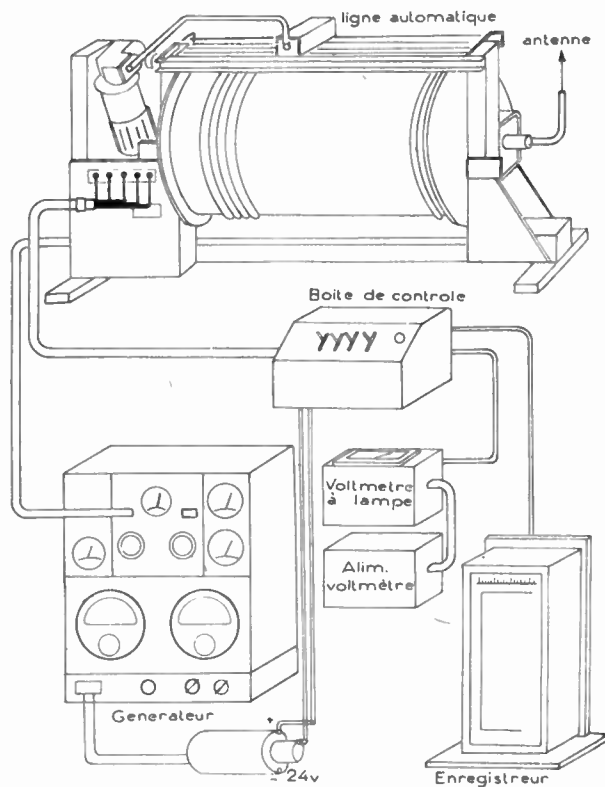


Fig. 1

le conducteur intérieur de la ligne. La solution choisie a été un entraînement genre croix de Malte, mais la sonde se déplaçant parallèlement au cylindre et le chariot la supportant a dû être monté sur une vis d'entraînement dont le pas correspond au pas du câble sur le cylindre.

(1) Un tirage en couleurs de l'abaque de Smith a été effectué par l'Institut Géographique National pour le compte de la S. E. M. T. A le diamètre du cercle extérieur est de 50 cm et différentes couleurs ont été employées pour les différents cercles (cercles X, R, taux d'ondes stationnaires constant) afin d'augmenter la facilité des lectures.

Le moteur d'entraînement est à vitesse variable et s'arrête automatiquement au début et à la fin de la ligne. Il ne peut démarrer qu'en inversant son sens de rotation. 2 contacts actionnent les relais de l'enregistreur :

— l'un libère l'équipage mobile de l'enregistreur lorsque la sonde vient en contact avec le conducteur intérieur du coaxial et le bloque une fraction de seconde avant que la sonde se relève en imprimant sur le papier la tension mesurée.

— l'autre actionne à chaque tour du cylindre le relais de changement de couleurs de l'enregistrement (fig. 3).

III. — MATÉRIELS DE MESURES UTILISÉS POUR LES ONDES MÉTRIQUES

Deux bancs de mesure ont été réalisés pour essais en ondes métriques.

- l'un est une ligne coaxiale à fente.
- l'autre est une ligne symétrique blindée.

Elles permettent des mesures entre 100 et 300 Mcs des systèmes détecteurs ont été étudiés afin de réduire les causes d'erreurs systématiques.

IV. — DISPOSITIFS EN PROJETS

Deux systèmes d'enregistrement rapide et automatique des courbes d'ondes stationnaires sont à l'étude :

- l'un pour des fréquences de 50 à 3 Mcs.
- l'autre pour des fréquences de 300 à 600 Mcs.

Les courbes seront inscrites sur un tube cathodique et photographiées.

ANNEXE

A) Perturbations apportées par l'impédance d'entrée du détecteur sur la forme des ondes stationnaires. (on suppose que l'onde injectée dans la ligne est sans harmoniques).

1°) Le détecteur peut-être assimilé à une impédance de la forme $O - J X -$ (dans la ligne utilisée c'est une capacité de $2 \mu\mu f$).

Le cas le plus défavorable pour les mesures est celui où la fréquence est la plus élevée (30 Mcs pour le matériel utilisé) et où le taux d'onde stationnaire est infini théoriquement (ligne ouverte ou court circuitée).

Quand la ligne est court-circuitée l'extrémité est une impédance nulle ; elle se retrouve tous les $\lambda/2$ sur la ligne. Quand elle est ouverte, les ondes stationnaires subissent un déphasage de 90° et les minima correspondent à une impédance nulle. La présence de la sonde en ces points ne peut donc altérer ni la position ni la valeur.

Au maximum de tension l'impédance est grande (théoriquement infinie) et sa partie imaginaire nulle.

Un maximum détecté avec une sonde qui a une réactance de $-j 2660$ (2 pf à 30 Mc/s) n'est donc pas le maximum théorique. Au moyen d'un abaque de transformation d'impédances on peut déterminer la perturbation apportée par la sonde. Les calculs se rapportent à la ligne de mesure utilisée dans l'appareil décrit plus haut.

Impédance ramenée de la sonde

$$(Z_c \text{ est pris comme unité}) Z_s = \frac{-j 2660}{58} = -j 46$$

Déplacement de phase correspondant $\theta = 2^\circ$
 $\lambda \text{ ligne} = 6 \text{ m}, 60.$

$$\theta = 2 \frac{360 d}{\lambda} \quad \text{d'où} \quad d = \frac{2.660}{2 \times 360} = 1, \text{ cm } 8$$

Le maximum vrai est donc déplacé de 1 cm 8 sur le maximum mesuré. La perturbation n'est pas grande, en effet le minimum n'a subi aucune perturbation ni en amplitude ni en position.

Le maximum a subi un léger déplacement mais son amplitude est inchangée. Les résultats ne sont donc pas affectés car on mesure le taux d'onde stationnaire $S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$ et la position du 1^{er} minimum.

Plaçons-nous maintenant dans le cas où le taux d'onde stationnaire est 3, l'impédance au maximum est $3 Z_c$ et au minimum $\frac{Z_c}{3}$ soit 174 ohms et 19 ohms 3.

La composante réactive est nulle. Si l'on met la sonde en parallèle on trouve un déplacement du maximum et du minimum. Le déplacement du minimum est une fraction de degré environ, soit quelques millimètres. Les deux composantes R et X sont affectées, mais de quantités très faibles qui sont absorbées par la précision de lecture des appareils et du tracé de l'abaque.

2°) Cas général. mesures en O.T.C.

Lorsque les fréquences auxquelles se font les mesures augmentent, le problème de la détection devient beaucoup plus délicat. A 300 Mcs la réactance de la sonde utilisée précédemment devient $-j 260$ ohms.

Supposons pour fixer les idées, que l'on utilise la même ligne, l'impédance ramenée est

$$-j \frac{260}{58} = -j 4,5$$

Le déplacement du maximum, avec un taux d'onde stationnaire infini est $\theta = 25^\circ$ $\lambda = 66 \text{ cm}$

$$d = \frac{25, 66}{2. 360} = 2 \text{ cm}, 3$$

La distance entre deux minima étant 33 cm, la courbe mesurée est nettement dissymétrique.

Pratiquement on n'a jamais un taux d'onde sta-

tionnaire infini. S'il est de 3, les impédances aux maxima sont, comme précédemment 174 ohms et 19, 3. Le déplacement du minimum n'est plus nul et celui du maximum est moins grand.

Dans le cas limite où $S = 1$ il n'y a plus ni maximum ni minimum. L'impédance en tous points est égale à l'impédance caractéristique.

Lorsque le taux d'onde stationnaire est plus faible :

1° le déplacement du minimum devient plus grand.

2° il s'arrondit de plus en plus et le déterminer par interpolation est difficile par suite de la dissymétrie des courbes (fig. 4).

B) Propriétés des sondes.

Une sonde idéale n'altérerait pas les champs dans la ligne de transmission en donnant cependant une indication des tensions.

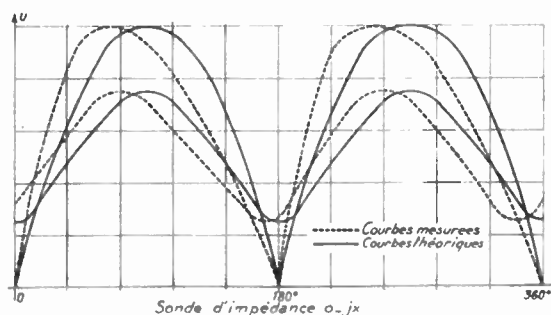


Fig. 4 a

En réalité pour des mesures qui ne sont pas d'une très grande précision on peut négliger l'effet de la sonde sur la ligne.

Pour analyser cet effet on doit faire deux suppositions :

— l'impédance de la ligne, vue du détecteur est indépendante de l'excitation.

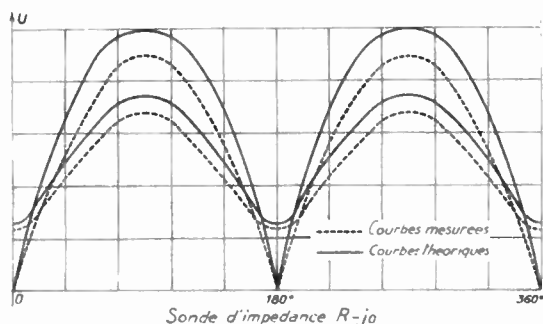


Fig. 4 b

— les dimensions de la sonde sont petites par rapport à la longueur d'onde.

La sonde se comporte comme une admittance placée en shunt sur la ligne. Elle se décompose en

ses deux éléments, conductance G_s et susceptance B_s . La puissance prélevée par la sonde est celle qui est dissipée dans G_s et si l'on suppose que les pertes ohmiques sont faibles, l'indication de l'appareil de mesure est proportionnelle à $e_s^2 G_s$, e_s étant la tension détectée par la sonde.

La susceptance B_s n'amène qu'un déplacement de la courbe des ondes stationnaires, les maxima étant plus affectés que les minima, sans subir une altération de valeur (Fig. 4). On déduit de ceci que la mesure de la dissymétrie sur une courbe relevée expérimentalement permet d'apprécier B_s . Si, par un procédé quelconque d'accord de la sonde on élimine B_s , le déplacement est supprimé, quelle que soit la valeur de G_s .

La conductance G_s affecte la valeur des maxima et des minima. Il est évident que le taux d'onde stationnaire mesuré est inférieur au taux d'onde stationnaire réel (Fig. 4).

La relation entre le déplacement du maximum et du minimum est la suivante, S étant le taux d'ondes stationnaires

$$\frac{d_{\max}}{d_{\min}} = \frac{1}{S^2}$$

G_s peut être appelé le coefficient de couplage de la sonde.

Chaque mesure pose le problème suivant :

1° — avoir des détecteurs extrêmement sensibles, avec un couplage très faible et un générateur puissant,

2° — avoir un grand couplage mais faire des erreurs systématiques accentuées dans les mesures.

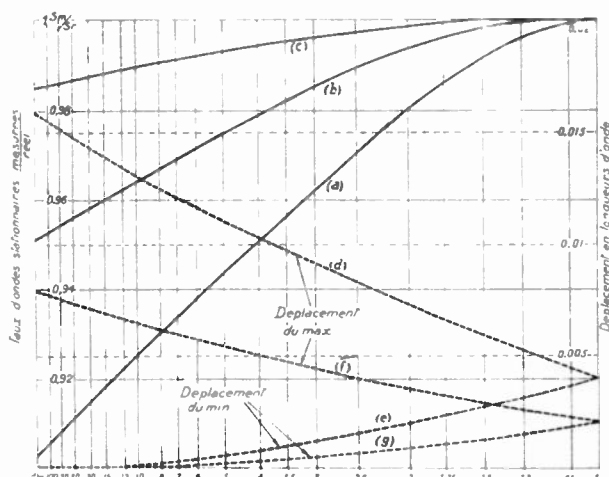


Fig. 5

Courbes représentant les effets d'une sonde sur le taux d'ondes stationnaire mesuré (fig. 5).

Courbes en traits pleins.

Effet de la conductance de la sonde sur le taux d'onde stationnaire mesuré en fonction du taux d'onde stationnaire.

- a) $G_s = 0,1$
- b) $G_s = 0,05$
- c) $G_s = 0,01$

Courbes en pointillé.

Effet de la susceptance de la sonde sur le déplacement du taux d'onde stationnaire en fonction du taux d'onde stationnaire.

- d) et e) $B_s = 0,1$
- f) et g) $B_s = 0,05$

Dans ce cas, si le générateur n'est pas adapté à la ligne, même si la ligne est adaptée à la charge, on observe un léger taux d'onde stationnaire — celui-ci décroît lorsque le couplage diminue.

En résumé, pour se placer dans de bonnes conditions de mesures :

1° — on a donc intérêt à utiliser des générateurs puissants produisant une onde pure (les harmoniques peuvent, dans certains cas, être gênants, notamment les harmoniques d'ordre impair) le détecteur, s'il est sensible, nécessite alors un couplage très faible et apporte moins de perturbation dans les mesures.

2° — Le détecteur doit être accordé de manière à n'introduire aucun déplacement des maxima et des minima (ligne de longueur réglable ou cavité pour les faibles longueurs d'onde, circuit oscillant pour les longueurs d'ondes supérieures à 1 m 50 par exemple).

Lorsque le taux d'onde stationnaire atteint ou dépasse 10 la précision de la mesure diminue beaucoup et on ne peut plus compter sur les résultats.

BIBLIOGRAPHIE

« Technique of Microwave Measurements ».
Measurements of standing waves par F. M. Purcell.

LA MODERNISATION DES PIÈCES DÉTACHÉES RADIO

PAR

E. CAYE

Ingénieur Chef de la Division « Pièces détachées radio » du C. N. E. T.

DEUXIÈME PARTIE

EXAMEN DES PRINCIPALES PIÈCES DÉTACHÉES MODERNES

Généralités. — Par leurs conditions d'emploi, la plupart des matériels électroniques récents posent des problèmes délicats pour le maintien de la précision ou de l'excellence des matériaux et des pièces qui les constituent. La tendance actuelle est de protéger les différentes parties en les enfermant dans des enceintes hermétiquement closes, agencées spécialement pour éviter tout échauffement excessif.

Cette solution convient bien aux appareils relativement petits pouvant être télécommandés, mais l'impossibilité de réaliser généralement des matériels complètement étanches conduit à l'adoption de pièces résistant à l'action de l'humidité ou à diverses intempéries.

D'autre part toutes les pièces modernes doivent supporter des températures de service assez élevées avec des écarts de température délimités par leur catégorie d'utilisation.

Enfin en dehors de l'amélioration de la qualité électrique, les nouvelles pièces détachées se distinguent par une diminution de l'encombrement et du poids. Inspiré des nécessités de la guerre les modèles miniature se sont révélés de toute première importance et ont poussé à l'inclination actuelle vers la construction de pièces de plus en plus petites.

La fabrication des séries de tubes « miniature » et « subminiature » qui n'a pas cessé de se développer dans ces dernières années ne peut donner naissance qu'à de nouvelles pièces de même tendance. Cependant l'obligation de diminuer bien souvent les sécurités et les niveaux des performances d'essais des modèles très réduits, empêche l'emploi généralisé de ces pièces.

En résumé on peut dire que les caractéristiques rencontrées ensemble ou séparément dans les pièces modernes sont les suivantes :

a) Des performances électriques plus élevées : une augmentation de la résistivité et de la rigidité diélectrique des isolants, une diminution de l'angle de pertes, une homogénéité et une précision plus grande dans les fabrications permettant de réduire les tolérances ou les minima des valeurs d'éléments parasites exerçant une influence sur les propriétés électriques des appareils.

b) Des dimensions réduites : les formes sont étudiées pour permettre des distances suffisantes entre

pièces sous tension, pour éviter tout échauffement excessif pouvant endommager les matériaux de la pièce ou des pièces voisines et pour assurer un fonctionnement mécanique ou électrique régulier dans le temps.

c) Une bonne résistance à l'humidité et à la chaleur : l'humidité peut s'introduire par absorption dans la matière, par condensation sur des surfaces non absorbantes et à la suite d'une baisse de température, par entrée directe sous la pluie ou par respiration du matériel avec rentrée d'air humide quand la température baisse.

À défaut d'une fermeture étanche, l'humidité peut s'accumuler dans des alvéoles ou s'introduire par capillarité. On évite avec soin les causes d'entrée d'humidité et si on ne peut obtenir une étanchéité absolue, des trous doivent être aménagés de manière à évacuer librement la condensation et permettre une aération rationnelle.

d) La protection contre le développement des moisissures en présence de l'humidité : les moisissures aident à la formation d'une pellicule d'eau en surface qui augmente à son tour le développement des champignons. Ceux-ci envahissent les textiles, le caoutchouc, le cuir, le bois et quelques plastiques ou cires. Les poussières organiques augmentent les moisissures et leur permettent de se développer même sur les métaux, le verre et les matériaux les plus divers qui n'offrent pourtant aucune possibilité nutritive pour ces microorganismes.

Tous les endroits où les poussières peuvent se ramasser, tous les nids, les fissures, les surfaces rugueuses ou les surfaces collantes doivent être évités le plus possible.

Dans l'examen qui va suivre nous envisagerons surtout les pièces étudiées spécialement pour satisfaire à ces conditions, sans mentionner le très grand nombre de pièces anciennes qui ont été modernisées cependant, et quelquefois avec succès, par exemple au moyen d'un revêtement hydrofuge contenant un fongicide. Nous avons vu que cette protection n'est en général que temporaire : les vernis hydrofuges n'empêchent pas l'introduction de l'humidité par absorption après un temps plus ou moins long et les fongicides perdent assez rapidement leur toxicité.

I. CONDENSATEURS

1.0. — Condensateurs variables à air.

La qualité de ces condensateurs dépend presque uniquement de la construction mécanique. L'amélioration de la rigidité des cases et de nouvelles méthodes de montage en particulier dans l'assemblage des lames du rotor et du stator ont permis de réduire les déformations au minimum et d'obtenir une précision de 0,3 à 0,5 % dans la loi de variation de la capacité en fonction de l'angle de rotation (lu à 0,1° près).

Des huiles ou graisses spéciales pour les roulements à bille assurent la lubrification des portées pour toutes les températures d'emploi de -40° à $+90^{\circ}$ sans variation excessive des couples d'entraînement.

L'emploi d'isolateurs en céramique de qualité avec au besoin une protection d'émail de silicone a augmenté les résistances d'isolement à la chaleur et à l'humidité.

Pour répondre à des besoins nouveaux, les séries courantes de modèles à profils de lames simples comme le profil semi-circulaire (loi de variation linéaire de capacité) ou comme le type « midline » ont été complétées par des séries à profils particuliers, spécialement ceux qui correspondent à une loi de variation linéaire de fréquence. Dans ce cas le rapport entre la fréquence maximum et la fréquence minimum est en général compris entre 1,5 et 3 ; il serait souhaitable que ce rapport soit normalisé et que seulement une ou deux valeurs du rapport des fréquences extrêmes, judicieusement choisies, soient retenues pour une ou deux valeurs de la course totale du rotor.

Parmi les modèles spéciaux on peut citer également de nouveaux types correspondant à d'autres lois de variation comme les condensateurs logarithmiques pour générateurs « à battements » ou des appareils améliorés pour des applications récentes comme des condensateurs symétriques dits « condensateurs papillon » utilisables à des fréquences de 100 à 150 Mc/s.

Les modèles miniatures sont obtenus en diminuant les interlames jusqu'à 0,3 mm. Le diélectrique air ainsi réduit ne permet pas évidemment les performances et la sécurité des modèles normaux (la rigidité diélectrique est diminuée et les tolérances sont augmentées du simple au double).

Enfin des condensateurs blindés dans lesquels l'étanchéité à l'axe de commande est assurée par un presse étoupe, permettent d'obtenir une fermeture pratiquement hermétique aux pressions normales. Cependant le presse étoupe n'empêche pas une certaine respiration des appareils aux grandes variations d'altitude ou de température et cette solution n'est pas considérée comme entièrement satisfaisante aux conditions les plus sévères de l'aéronautique.

Une réalisation française de condensateur blindé est représentée en fig. 1. Elle se distingue par les perfectionnements suivants :

1° Deux flasques nervurés très rigides qui sont sertis et soudés sur 2 côtés profilés, le tout formant

un ensemble indéformable. Pour compléter, deux blindages amovibles permettent d'assurer l'étanchéité.

2° L'homogénéité de la matière et la symétrie du montage qui assurent une grande insensibilité aux variations de température.

3° Les lames épaisses et protégées (argentées ou cadmiées) :

4° L'axe monté sur roulement à billes sorti aux deux extrémités qui permet une rotation complète

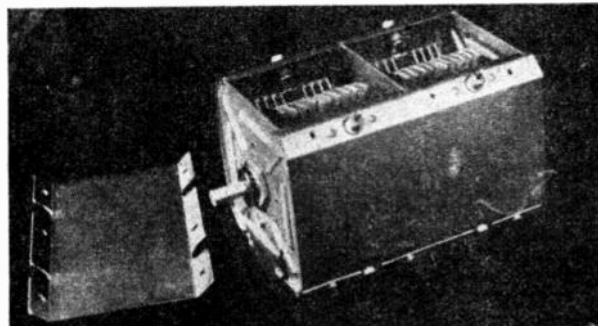


FIG. 1. — Condensateur variable blindé.
Capacité max. 200 pF. Dimensions : 55 x 55 mm longueur 100 mm.

de 360° et un équilibrage du rotor dans toutes les positions :

5° L'isolement obtenu par des supports spéciaux et des sorties en stéatite qui réduisent la capacité parasite ; le rotor qui peut être isolé à la demande.

1.1. — Condensateurs ajustables.

Les condensateurs ajustables à lames ont été influencés comme les condensateurs variables par l'amélioration de la construction mécanique. L'application des procédés de la mécanique de précision, employés en horlogerie, a permis la réalisation de modèles miniatures de volume très réduits à inter-lame 0,25 mm. Un modèle britannique de 20 pF a les dimensions 20 x 15 x 9 mm : un modèle français de même capacité totale 17 x 11 x 15 mm.

Les condensateurs ajustables à diélectrique céramique ont peu évolué malgré les progrès réalisés en céramique HF à haut pouvoir inducteur spécifique. Les modèles français ou étrangers restent assez semblables aux modèles allemands d'avant guerre.

1.2. — Condensateurs fixes.

a) *Condensateurs au mica.* — Les perfectionnements apportés aux condensateurs au mica ne portent que sur des détails relativement peu importants. Dans les types « à mica argenté », les nouveaux procédés d'argenteure ou de métallisation des lames ont permis d'obtenir une homogénéité et une adhérence améliorées des armatures et de meilleurs contacts avec les sorties d'où une diminution des angles de perte et une plus grande précision dans les valeurs de capacité et coefficient de température.

Les petits modèles moulés sont toujours d'un emploi courant : ils peuvent être rendus étanches et résistants à l'humidité et aux moisissures. Cependant pour les faibles valeurs de puissance réactive

ou des capacités inférieures à 1 000 ou 2 000 pF, principalement dans les circuits de compensation de température, ils sont remplacés par les condensateurs céramiques.

Parmi les nouveautés, on peut mentionner un modèle miniature de condensateur au mica, type

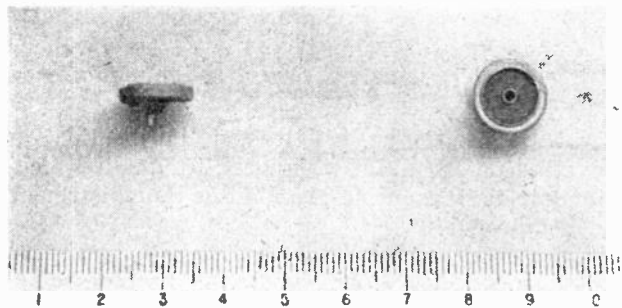


FIG. 2. — Condensateur miniature au mica, type « bouton ».

« bouton », pratiquement sans self induction aux très hautes fréquences. La fig. 2 représente un condensateur français de ce type : capacité 1 000 pF. Tension d'essai 1 000 volts cc.

b) *Condensateurs à diélectrique céramique.* — L'étude des céramiques spéciales pour les hautes fréquences, qui sont utilisées dans les condensateurs, a été activement poussée pendant la guerre. Alors que jusqu'en 1939 il n'existait que trois types principaux de pâtes, réalisés presque exclusivement par des constructeurs allemands, on peut actuellement choisir le type de pâte dans une gamme très étendue. Les céramiques à coefficient de température positif, croissant de 0 à $+100$ ou $+120 \times 10^{-6}$ (par degré centigrade) ont un pouvoir inducteur spécifique décroissant de 20 à 6 ou 7 et les céramiques à coefficient de température négatif de 0 à -1500×10^{-6} , un pouvoir inducteur croissant de 20 à 150.

Les Anglo-Saxons ont mis au point pendant la guerre et ont normalisé un certain nombre de ces céramiques dans la gamme des coefficients de température $+100$ à -750×10^{-6} .

En France les études bien que retardées, viennent d'aboutir récemment à des réalisations intéressantes. Ces études ont porté à la fois sur les pâtes et sur la métallisation.

Il est à noter que pour tous ces condensateurs, l'angle de perte en haute fréquence est très faible, de l'ordre de 3 à 5×10^{-4} et varie peu avec la température entre -40 et même -60° et $+90^\circ$; le coefficient de température reste également relativement précis avec des écarts de ± 40 et $\pm 100 \times 10^{-6}$ suivant les pâtes et dans la même gamme de température.

Les anciens condensateurs allemands en Condensa F de pouvoir inducteur spécifique 65 ou en Condensa C de 80 avaient des angles de perte respectivement de 10 et 15×10^{-4} à $+20^\circ$, qui augmentaient considérablement avec la température ; seule la Tempa S de pouvoir inducteur 15 avait des pertes comparables à celles des pâtes actuelles.

D'autres céramiques ayant un pouvoir inducteur spécifique très élevé, supérieur à 1 000 permettent des modèles miniature mais les caractéristiques de

ces céramiques ne varient pas uniformément dans une gamme très étendue de température, ce qui les rend impropre pour les compensateurs de température.

Tous les condensateurs céramiques peuvent être protégés contre les agents corrodants et l'humidité au besoin en les scellant dans une enveloppe étanche, sauf les appareils de grande puissance réactive servant à l'émission. Ceux-ci sont utilisés en général pour les faibles valeurs de capacité et pour les tensions élevées ou lorsque des surtensions sont à craindre. Les petits condensateurs de réception ou de faible puissance réactive (1 à 1,5 KVAR max.) se font de 1 à 2 000 pF.

En dehors des modèles normaux dans la gamme des coefficients de température $+100$ à -750×10^{-6} les réalisations françaises de condensateurs céramiques tubulaires se sont enrichies de 2 nouveaux types de pâtes de pouvoir inducteur spécifique supérieur à 80 c'est à dire permettant des modèles réduits ; l'un, dans la qualité des modèles normaux, de pouvoir inducteur 150, a un coefficient de température -1300 à -1500 et un angle de perte 3 à 5×10^{-4} entre -40° et $+90^\circ$ C, l'autre de très grand pouvoir inducteur (1 500 environ) ayant un angle de perte de 150×10^{-4} permet de loger 2 000 pF en un tube de diamètre 4 mm et de 15 mm de longueur mais le coefficient de température n'a pas la précision des modèles normaux.

c) *Condensateurs au papier.* — La principale caractéristique des condensateurs modernes au papier imprégné est une étanchéité absolue. On a toujours cherché une protection efficace contre l'humidité dans les diélectriques papiers. En dehors de la matière première et du procédé d'imprégnation, l'expérience a prouvé que seule une enveloppe rigoureusement hermétique pouvait assurer une bonne conservation, par suite de la sensibilité extrême de ces diélectriques à l'humidité.

La réalisation de soudures efficacement étanches, dans toute la gamme des températures, entre métaux et isolants, comme les soudures métal-verre et métal-céramique, ont permis l'adoption de boîtiers métalliques ou isolants dont toutes les parties, les sorties comprises, sont imperméables à l'humidité.

En ce qui concerne le diélectrique proprement dit, les procédés d'imprégnation et les qualités de papier ont peu évolués mais les matières d'imprégnation se sont considérablement étendues. Les isolants liquides ou visqueux, huiles minérales, végétales ou synthétiques et surtout les isolants halogénés ou les résines hydrogénées et même les silicones ont fait l'objet non seulement de nombreux travaux et brevets mais de réalisations intéressantes. En général on a recherché une augmentation du pouvoir inducteur spécifique et une diminution de l'angle de perte à toutes les températures ou fréquences d'emploi en même temps que l'on choisissait des mélanges ou des composés stables et incombustibles.

Les principaux avantages semblent résider dans le fait que l'on a pu établir des appareils de dimensions plus réduites travaillant à des températures plus élevées :

En France, l'emploi des diélectriques chlorés ne s'est pas généralisé comme en Amérique par suite de la rareté des produits et de leur manque de stabilité.

Des condensateurs au papier moulés en type rectangulaire comme le condensateur au mica ou en type tubulaire permettent également d'obtenir des modèles résistant à l'humidité.

Les condensateurs étanches en enveloppes soudées sont habituellement plus encombrants ; il est à noter que les britanniques ont adopté un modèle réduit de condensateur étanche en tube aluminium serti à chaque extrémité sur un bouchon en néoprène.

Enfin dans le domaine des modèles miniature les condensateurs au papier métallisé, de conception assez ancienne, ont pris une importance accrue. L'amélioration des dépôts métalliques par évaporation sous vide a permis la fabrication de ces condensateurs à une seule épaisseur de papier mince, avec la possibilité de régénérer le diélectrique par fusion du métal, et le remplacement de ce dernier par l'imprégnant rendu liquide en cas de court circuit interne. Les caractéristiques électriques de ces condensateurs au point de vue isolement et angle de pertes sont en général assez médiocres par rapport au condensateur ordinaire à plusieurs couches, bien que la métallisation à l'aluminium pur, employée surtout en Amérique, soit garantie équivalente à une feuille de même métal et permette au claquage la formation d'oxyde d'aluminium qui est un bon isolant.

Dans le cas de ces condensateurs, comme dans le cas des condensateurs électrolytiques secs, les qualités d'isolement du diélectrique diminuent peu à peu et les pertes augmentent si la faculté de l'auto-régénération est utilisée trop fréquemment.

La fabrication en série des condensateurs au papier métallisé n'est pas encore réalisée en France mais les échantillons proposés ont à peu près les dimensions maxima admises par les normes britanniques, par exemple : diamètre 16 mm longueur 40 mm pour un type tubulaire de 1 μF 200 volts cc de service. Le modèle américain correspondant le plus petit a un diamètre de 14 mm et une longueur de 30 mm.

Des modèles en boîtiers rectangulaires dans le genre des condensateurs allemands R. Bosch sont également prévus. Les dimensions du condensateur 2 μF 200 volts cc, seraient de 30 $\times$ 30 $\times$ 15 mm représentant une réduction des trois quarts sur le volume du condensateur ordinaire.

d) *Condensateurs en résine synthétique.* — En dehors des dérivés cellulose comme l'acétate de cellulose, déjà employée dans les condensateurs depuis longtemps, il faut signaler l'utilisation récente des résines vinyliques.

En France des condensateurs au polystyrène sont construits par une firme pour remplacer le papier ou même le mica dans la classe des condensateurs

précis et stables ayant de bonnes qualités d'isolement, angle de perte et coefficient de température.

Les propriétés diélectriques bien connues du polystyrène permettent en effet d'utiliser ce matériau aux hautes comme aux basses fréquences aux tensions de service courantes, malheureusement la constante diélectrique de 2,4 environ ne rend pas possible les modèles miniature et surtout le point de ramollissement compris entre +75 et +85° limite l'emploi du polystyrène à la température de 60° environ.

À ce point de vue, à l'étranger, l'utilisation du polyéthylène est plutôt envisagée ; les qualités électriques restant les mêmes, le point de ramollissement est d'environ 110°.

e) *Condensateurs électrolytiques.* — Ces condensateurs à électrolyte liquide à l'origine, puis ensuite et en général à électrolyte demi-sec ou sec ont toujours été des condensateurs miniature, par rapport aux condensateurs au papier, dix fois plus volumineux, qu'ils ont remplacés très souvent pour les grandes valeurs de capacité. Depuis une dizaine d'années l'emploi d'armatures gravées ou corrodées a encore diminué les dimensions. À l'apparition de ces armatures aux États-Unis l'opinion des utilisateurs était très partagée. Les procédés d'attaque (« etching ») de l'aluminium, permettant d'augmenter la surface utile dans le rapport moyen de sept à un, n'étaient pas sans diminuer les qualités électriques déjà amoindries du condensateur électrolytique en comparaison avec les condensateurs employés auparavant. Et à cette époque le gain en volume n'était pas comparable au gain de surface des armatures par suite du maintien d'une assez grande quantité d'électrolyte, considérée comme nécessaire. Depuis la guerre, les améliorations apportées à ces fabrications, ont permis d'obtenir des condensateurs à armatures gravées ayant exactement les mêmes caractéristiques électriques que les condensateurs à armatures lisses et de volume 4 fois plus petit.

En France ces condensateurs sont actuellement construits dans la meilleure qualité et le condensateur réduit de 8 μF 475/550v a pour dimensions maxima : longueur 42 mm diamètre 17,5 mm.

Il reste cependant une certaine différence dans l'utilisation entre les modèles français et les modèles anglo-saxons pour la haute tension. Les premiers sont prévus pour l'emploi à des tensions de service de 475 et même parfois 500 v avec tension de pointe 550 v assez voisine de la tension maximum de formation industrielle. Les seconds sont prévus pour des tensions de service 450 v et tensions de pointe 525 v. Ceci provient des conditions différentes des circuits en Europe et en Amérique : tensions de plaque des tubes, surtensions dues aux réseaux et aux caractéristiques des transformateurs. Une différence de 25 volts dans des tensions de service aussi rapprochées de la limite de formation des armatures, se trouve être très importante pour ces appareils, qui ont un très faible coefficient de sécurité, et l'en compte peut être un peu trop sur le phénomène d'autorégénération.

De nombreuses discussions se sont élevées sur les avantages et inconvénients des angles de perte et d'une résistivité de l'électrolyte plus ou moins réduits ou d'une tension de service plus ou moins éloignée de la tension de formation. Il ne nous est pas possible de nous étendre sur cette question ni sur celle de la déformation pendant les périodes de repos, mais il est permis d'affirmer que dans la plupart des cas, les claquages des condensateurs électrolytiques ont pour origine des surtensions trop élevées ou trop fréquentes.

Enfin malgré de nombreuses recherches les condensateurs électrolytiques ne peuvent toujours être utilisés que dans une gamme de température assez restreinte : la longévité est considérablement réduite aux hautes températures (au dessus de $+60^{\circ}$) et la capacité décroît rapidement aux basses températures (en dessous de -20°) pour être à peu près nulle à -60° .

f) *Condensateurs divers.* — Parmi les modèles spéciaux on peut encore citer les condensateurs sans self pour TIF soit du type enroulé, comme les condensateurs au papier, soit du type tubulaire céramique.

Ces condensateurs se présentent en général sous la forme d'un cylindre dont l'axe est constitué par une tige conductrice continue sortant à chaque extrémité et qui se trouve insérée dans un circuit. Cette tige formant un pôle du condensateur est soudée directement sur toute la longueur d'une des armatures, l'autre armature étant soudée de la même façon sur l'enveloppe métallique constituant l'autre pôle, habituellement connecté à la masse.

Il faut mentionner également les condensateurs sous vide poussé. Ces condensateurs ayant de faibles pertes peuvent tenir sous un très petit volume, des tensions HF aussi élevées que les condensateurs à gaz comprimé. Des puissances réactives importantes sont ainsi utilisables dans les circuits de chauffage HF. On réalise par exemple des capacités de 100 à 500 pF pour 15 à 17 KV.

Enfin nous citerons encore pour mémoire toute la série des condensateurs dits « imprimés », obtenus par la métallisation de lames minces de verre ou de céramique à haut pouvoir inducteur spécifique, et qui sont utilisés couramment aux U. S. A. même en dehors des circuits imprimés.

II. — RÉSISTANCES

2.0. — Résistances fixes bobinées.

Il y a peu de nouveautés dans le domaine des résistances bobinées : les types miniature protégés ou laqués à fils très fins sont difficilement utilisables à cause de leurs défauts et les types vitrifiés ne peuvent pas être réduits.

En France dans le type vitrifié on a vu apparaître les modèles américains avec les colliers enrobés dans l'émail ou avec une fente longitudinale permettant un certain réglage. Les fils fins en alliage de nickel chrome exempt de fer, de diamètres 0,06 mm ou inférieurs, doivent toujours être importés.

2.1. — Résistances fixes au carbone.

On peut noter deux tendances :

D'une part les résistances miniature en général du type aggloméré, de faible puissance et de dimensions très réduites : par exemple de 1/4 ou 1/2 watt qui ont moins de 10 mm de longueur et de 3 ou 4 mm de diamètre, et de 1/10 watt qui ont environ 5 mm de longueur et 3 mm de diamètre.

D'autre part des résistances à grande stabilité, presque toutes du type à couche de carbone sur un bâtonnet en céramique spéciale. Les caractéristiques de ces résistances sont approximativement :

a) Coefficient de température : $-0,02$ à $-0,06$ % par degré centigrade.

b) Coefficient de tension : compris entre 0 et -30×10^{-6} par volt appliqué pour les résistances de quelques milliers d'ohms et entre $+5$ et -10×10^{-6} par volt pour les résistances de quelques mégohms.

c) Niveau de bruit, exprimé en micro volt par volt appliqué : de $0,1 \mu V$ pour une résistance de 1 000 ohms à $2 \mu V$ pour une résistance de 10 M Ω .

d) Caractéristiques en haute fréquence : capacité répartie shunt, environ $0,5 \mu F$. Inductance à 1 Mc/s d'une résistance de 1/1 watt, $0,001 \mu H$ pour 100 ohms et $0,13 \mu H$ pour 1 M Ω (l'inductance est environ 10 fois plus grande pour une résistance de 2 watts).

Il n'existe pas encore sur le marché français de résistances carbone miniature ou à grande stabilité construites en série.

2.2. — Potentiomètres.

Les nouveautés dans la construction des potentiomètres au carbone sont également : la production de modèles miniature, de modèles plus précis en ce qui concerne la loi de variation de la résistance et le niveau de bruit, enfin de modèles « tropicalisés » en boîtier étanche, au moyen de presse étoupe sur l'axe de commande, comme dans le cas des condensateurs variables.

À la puissance normale de 0,5 watt, tension no-

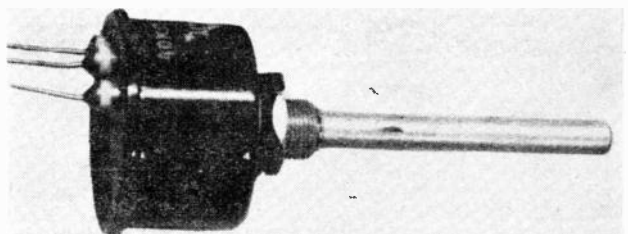


FIG. 3. — Potentiomètre en boîtier étanche sans interrupteur

minale 500 volts (essai 1 500 volts) on réalise tous les types de résistance maximum de 1 000 ohms à quelques mégohms avec des lois de variations de résistance soit linéaire soit logarithmique droite ou gauche (inverse) ou semi logarithmique et avec des

tolérances de $\pm 15\%$ et $\pm 10\%$ sur les valeurs de résistances et de $\pm 3\%$ sur les angles de rotation (9°).

Le niveau de bruit en microvolts, est d'environ $100\ \mu\text{V}$ pour des résistances de quelques dizaines de $\text{K}\Omega$ et de près de $10\ 000\ \mu\text{V}$ pour des résistances de quelques $\text{M}\Omega$.

Le modèle normal tropicalisé en boîtier étanche est en général légèrement plus encombrant que le modèle standard avec un diamètre de 35 à 40 mm et une longueur de 20 à 25 mm. Cependant un modèle britannique miniature tropicalisé étanche n'a que 19 mm de diamètre et 11 mm de long.

La fig. 3 représente un modèle français tropicalisé en boîtier étanche de $\Phi\ 35$ — L 20 mm.

III. — TRANSFORMATEURS, SELFS

Le développement des modèles soit tropicalisés soit miniature s'est également affirmé dans le domaine des transformateurs d'alimentation et des transformateurs BF comme dans le domaine des condensateurs.

Les modèles tropicalisés sont obtenus de la même façon au moyen de cuves métalliques étanches avec sorties soudées et remplissage par des isolants souvent liquides permettant une gamme de température étendue.

Mais le poids d'un transformateur en cuve étanche est au moins le double de celui d'un transformateur à air et l'encombrement est également plus impor-

Les transformateurs miniature sont réalisés d'une façon générale au moyen de tôles spéciales à très haute perméabilité ou quelquefois par l'augmentation des densités de courant. Les échauffements considérables qui en résultent sont rendus possibles par la qualité des isolants employés, en particulier pour les fils des enroulements. La fibre de verre, remplaçant les guipages de soie ou de coton avait déjà augmenté la tenue à la chaleur mais actuellement des fils émaillés spéciaux comme les fils isolés aux silicones auraient permis en Amérique d'atteindre des températures de régime de 200°C . La fig. 4 représente une réalisation française de transformateur BF miniature et tropicalisé en usage en Aéronautique comme transformateur de liaison pour téléphone de bord. Ces transformateurs transmettent les fréquences dans la gamme 250 à 4000 c/s à $\pm 0,5\ \text{db}$ près.

IV. — BOBINAGES ET NOYAUX MAGNÉTIQUES

Les techniques de fabrication des bobinages MF et BF varient d'un pays à l'autre et sont toujours en évolution. On ne peut guère constater que des perfectionnements de détail.

Pour les bobinages IIF, qui sont destinés à subir des réglages en cours d'utilisation, les isolants modernes employés sont ceux qui résistent bien à la chaleur et à l'humidité permettant un facteur de qualité élevé des bobines. Les bobinages sont eux-mêmes imprégnés sous vide.

Quand aucun réglage n'est prévu, le scellement en ampoule sous vide paraît être une des meilleures solutions actuelles.

En ce qui concerne les noyaux à fer divisé ils sont protégés contre l'oxydation. On utilise de préférence les noyaux en pot fermé et à poudre pressée plutôt qu'injectée.

V. — MATÉRIEL ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

La fabrication des microphones, des récepteurs ou écouteurs et des haut-parleurs subit petit à petit la même transformation que les autres pièces détachées. Des modèles miniature et des types étanches ont fait leur apparition.

Des microphones et des récepteurs miniature britanniques ont des dimensions n'excédant pas 28 mm en diamètre et 19 mm en épaisseur.

En France des écouteurs ont à peu près la même épaisseur mais un diamètre beaucoup plus grand. En général du point de vue technique les appareils français sont de qualité satisfaisante sous réserve d'emploi de matières premières convenables mais il y a peu de réalisation de modèles réduits et il n'existe pour ainsi dire aucun type étanche, sauf dans le cas des haut-parleurs où l'on peut constater un sérieux effort. Les haut-parleurs français même dans le type miniature de 6 cms, sont en général moins puissants pour un même poids, mais le rendement reste bon par suite d'une étude poussée. Les aimants permanents très utilisés dans les fabrications britanniques ne sont pas encore bien introduits en France.



FIG. 4. — Transformateur B. F. miniature en boîtier étanche.

tant. Aussi pour des applications spéciales et particulièrement en Amérique on a tropicalisé des transformateurs à air en les imprégnant et en les enrobant de résines synthétiques imperméables à l'humidité comme la Fostérite. Suivant un traitement spécial, ces résines thermdurcissables, de la famille des résines polyvinyliques, permettraient d'obtenir des matériels extrêmement solides, résistant à l'humidité et à l'immersion et pouvant supporter la tension de service maximum après des essais de 5 cycles de température de -55° à $+75^\circ\text{C}$ suivis de 18 jours à $+55^\circ$ et 95 % d'humidité relative.

VI. — ORGANES DE COMMUTATION ET DE COUPURE

L'amélioration de la qualité de ces matériels est généralement assez peu sensible. Toutefois dans les commutateurs, interrupteurs, et inverseurs, le perfectionnement des ressorts de contact et l'emploi d'isolants de qualité ont facilité la mise au point de quelques modèles plus réduits et utilisables dans les conditions climatiques plus sévères.

En France, par suite de la difficulté d'approvisionnement en matières premières il y a peu de progrès dans les fabrications de série, cependant des prototypes de commutateurs rotatifs de qualité ont été réalisés. Des essais d'appareils blindés étanches paraissent satisfaisants mais les encombrements restent trop grands.

Les fusibles miniature et les fusibles temporisés n'ont fait l'objet d'aucune réalisation pratique.

En ce qui concerne les relais on doit toutefois signaler un travail d'étude important, l'amélioration des contacts légers ou des contacts courant fort et la fabrication de relais miniature étanches en ampoule de verre.

VII. — SUPPORTS ET ORGANES DE RACCORDEMENT

La position de ces pièces est assez semblable à celle des organes de commutation. Le progrès est plus ou moins sensible suivant les matériaux utilisés en particulier les isolants, comme les céramiques ou le mycalex hydrofugés et les matières synthétiques moulées ayant une bonne résistance à la chaleur à l'humidité et aux moisissures.

Pour les bornes et les isolateurs on trouve toutes les gammes de dimensions et de qualités suivant l'emploi, comme des bornes miniature à perle de verre ou de stéatite, permettant des sorties n'ayant que 5 mm d'encombrement en diamètre ou en hauteur, ou comme les variétés IIF facilitant la construction de matériels à faibles pertes. D'une manière générale les dernières améliorations proviennent de l'apparition d'une glaçure de surface de qualité appropriée.

En France, ce sont presque toujours les difficultés d'approvisionnement qui retardent les fabrications de série. Cependant dans le cas des supports de tubes électroniques on doit signaler des perfectionnements en cours spécialement sur les supports de tubes miniature.

Pour les prises et fiches également un certain progrès est à noter qui tend à l'adoption de boîtiers aussi peu encombrants que possible mais protégeant efficacement et assurant les contacts en facilitant l'introduction des broches. En particulier on réalise des prises multi-broches à boîtier réellement étanche aux dépressions aéronautiques (120 mm-Hg). En très haute fréquence des fiches coaxiales à très faible coefficient de réflexion sont actuellement étudiées pour les ondes de 10 à 20 cms.

VIII. — ALIMENTATION

Les piles et accumulateurs ont été l'objet de quelques réductions de poids et d'encombrement grâce à l'emploi de nouvelles résines synthétiques.

Aux États-Unis par exemple l'emploi du polystyrène a permis des bacs d'accumulateurs légers, moulés et pratiquement incassables. On a réalisé aussi des séparateurs microporeux en fibres de polystyrène. En Angleterre on utilise également le chlorure de polyvinyle. Des buvards obtenus en partant de ces fibres permettent encore d'immobiliser l'électrolyte ce qui est préférable aux anciennes méthodes employées dans les accumulateurs à liquide immobilisé.

Les piles sèches, comme les accumulateurs, continuent à faire l'objet de nombreux travaux en vue d'obtenir des modèles réduits de plus en plus légers.

En partant de sources de courant continu BT on utilise des vibreurs pour alimenter en courant alternatif des transformateurs élévateurs de tension. Les vibreurs normalisés par les britanniques pour une source courant continu de 6 ou 12 volts fournissent la tension alternative à la fréquence 110 c/s (courant de charge maximum à l'entrée 4 ou 3 ampères). Ces vibreurs en boîtier aluminium de diamètre 35 mm, hauteur 80 mm, sont montés sur des supports de tubes série américaine 1 ou 7 broches.

On doit signaler enfin dans le domaine des redresseurs métalliques que les redresseurs au cuproxyde qui ne pouvaient convenir au matériel tropicalisé sont en général remplacés dans ce matériel par des redresseurs au sélénium avec toutefois certaines réductions de tension et courant aux températures ambiantes élevées (+ 55°).

IX. — DIVERS

Appareils de contrôle.

Sans parler des appareils de mesure de laboratoire comme les générateurs, voltmètres à lampes, oscillographes etc... qui ont subi de nombreux perfectionnements et des appareils nouveaux qui apparaissent avec le développement des hyperfréquences nous nous occuperons seulement des appareils de tableaux, voltmètres ou ampèremètres à cadre mobile. Ces appareils ont peu évolué bien que les aimants soient en général plus petits et les champs plus puissants. La précision (qui n'est pas toujours exigée) peut atteindre 1 pour mille. La sensibilité a été augmentée, ce qui permet des lectures faciles de l'ordre du μA . Les progrès les plus marqués se retrouvent dans les appareils étanches absolument à l'abri des détériorations dues aux facteurs climatiques. Mais le réglage du zéro est délicat et les ressorts à couple constant sont difficiles à obtenir.

Cristaux piézoélectriques.

Grâce au progrès réalisé dans la métallisation des quartz les supports standard en petits boîtiers moulés étanches des quartz oscillateurs de petits

postes portatifs de 1 à 20 Mc/s peuvent être remplacés dans certaines applications par des supports miniature en ampoule sous vide dans lesquels les cristaux métallisés ayant la forme de petites pastilles sont suspendus de manière spéciale.

Cette fixation permet des distorsions et les variations dues aux changements de température sont corrigées par une charge.

Aux Etats-Unis on peut obtenir le réglage précis de l'électrode métallisée au moyen d'un filament d'or introduit dans l'ampoule et permettant dans un circuit muni d'un compensateur d'ajuster le dépôt d'or par évaporation dans le vide.

On s'oriente particulièrement sur les cristaux pour fréquences de 25 à 30 Mc/s.

D'autre part les recherches sur les cristaux artificiels se poursuivent et certaines substances piézoélectriques peuvent déjà être utilisées en remplacement du quartz quand les phénomènes de résonance n'entrent pas en jeu ou pour des filtres basse fréquence.

CONCLUSION

De très grands progrès ont été réalisés dans la qualité des pièces détachées. Si l'industrie française de la pièce détachée se voit reprocher de n'être pas

à la hauteur des fabrications anglo-saxonnes, il n'est plus possible de mettre en cause la valeur techniques des productions françaises.

La pénurie des matériaux de qualité et le manque de commandes dû à la situation économique difficile sur l'ensemble du marché et à l'absence de programme général dans le domaine particulier des matériels nouveaux sont les deux principales raisons qui ont empêché d'envisager les fabrications de série dans la plupart des modèles modernes.

Le personnel technique ne fait pas défaut et l'effort accompli en vue de rejoindre le niveau de qualité que les circonstances de la guerre avaient si gravement diminué, est le sûr garant des possibilités actuelles.

Les conditions de bonne qualité et de progrès ne peuvent être réalisées que dans des fabrications suivies.

Il est indispensable que les possibilités de construction soient adaptées à un programme d'équipement. Mais le développement de la production en quantité et en qualité implique d'un côté une organisation des entreprises, des installations nouvelles et l'amélioration des outillages, et d'un autre côté une unification et une simplification des modèles ainsi que la spécification des produits avec la possibilité d'approvisionnement en matériaux appropriés.