

Copy 2

30^e ANNÉE N° 278

MAI 1950

PRIX : 160 FRANCS

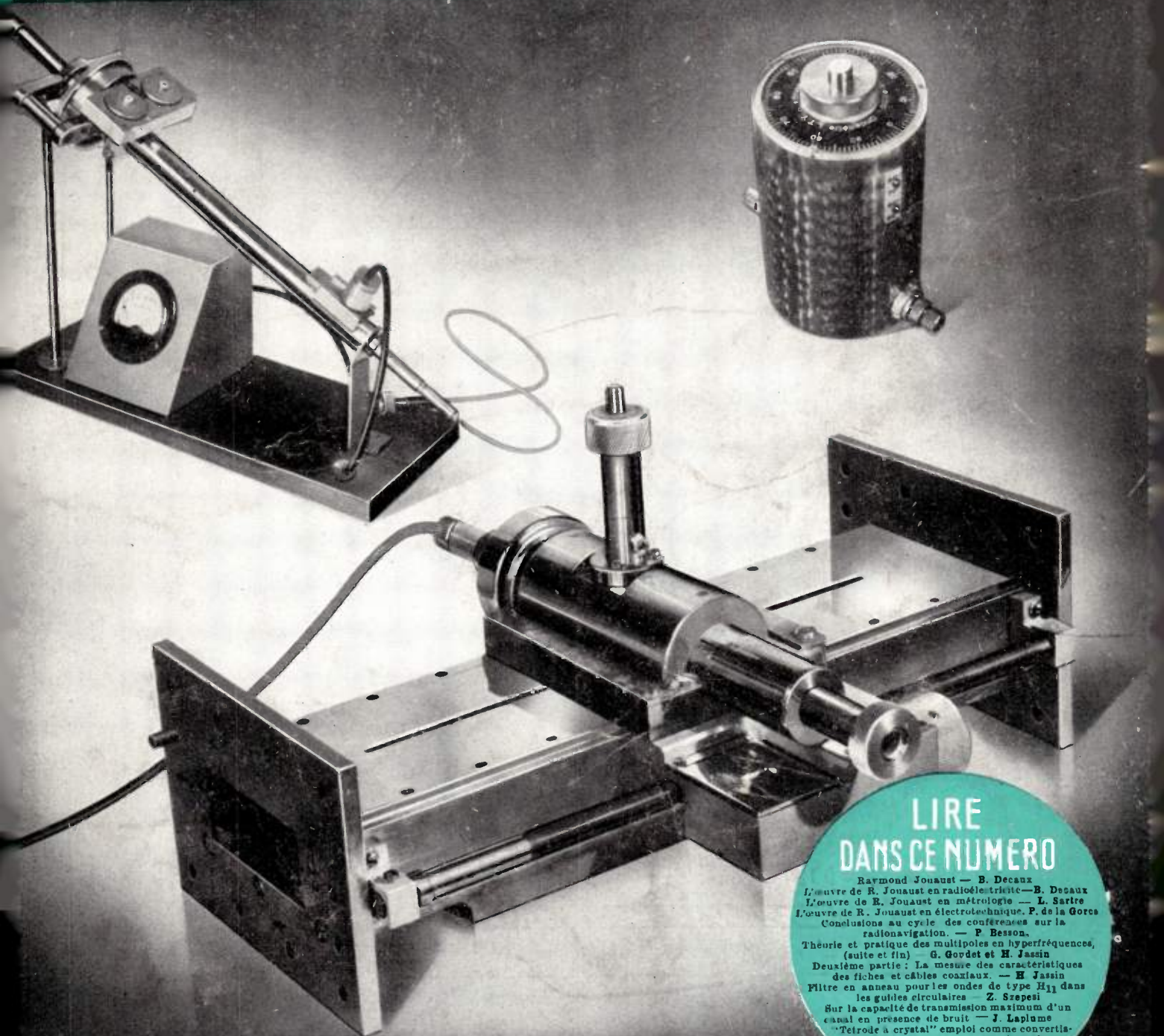
L'ONDE

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

JUN 15 1950

ÉLECTRIQUE

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



LIRE DANS CE NUMERO

Raymond Jouaust — B. Decaux
L'œuvre de R. Jouaust en radioélectricité — B. Decaux
L'œuvre de R. Jouaust en métrologie — L. Sarthe
L'œuvre de R. Jouaust en électrotechnique, P. de la Gorce
Conclusions au cycle des conférences sur la
radionavigation. — P. Besson.
Théorie et pratique des multipôles en hyperfréquences,
(suite et fin) — G. Gordet et H. Jassin
Deuxième partie : La mesure des caractéristiques
des fiches et câbles coaxiaux. — H. Jassin
Filtre en anneau pour les ondes de type H₁₁ dans
les guides circulaires — Z. Szepesi
Sur la capacité de transmission maximum d'un
canal en présence de bruit — J. Laplume
"Tétrade à cristal" emploi comme convertisseur
de fréquences — R. W. Haegels
Réunion du groupe du Sud-Est de la
Société des Radioélectriciens
XIV^e Salon International
de la Pièce détachée

DÉTECTEUR DE DÉFAUTS ...

SUR LES LIGNES

CSF

APPLICATION DE LA TECHNIQUE DES
RADARS AU CONTRÔLE DES LIGNES



★ **D.M.I.** Appareil de mesure
des impédances caractéristiques
des câbles coaxiaux.

Portée..... 500 mètres
Précision en distance ± 3 mètres
Précision de la me-
sure d'impédance.. $\pm 0,1 \%$

★ **D.V.B.** Détecteur de
défauts pour câbles coaxiaux.

★ **D.L.A.** Détecteur de
défauts pour lignes aériennes
de transport d'énergie

★ **D.L.S.** Détecteur de
défauts pour lignes souterraines
de transport d'énergie

★ NOTICE SUR DEMANDE



Portée..... 500 mètres
Précision en distance ± 5 mètres
Minimum de défaut détectable $\pm 1 \%$ de
variation d'impédance caractéristique

Portée..... 500 kilomètres
Précision en distance ± 100 mètres
qu'elle que soit la distance.
Minimum de défaut détectable $\pm 10 \%$ de va-
riation d'impédance caractéristique.

Portée..... 10 kilomètres
Précision en distance ± 10 mètres
qu'elle que soit la distance.
Minimum de défaut détectable $\pm 10 \%$ de
variation d'impédance caractéristique.

C^{IE} G^{LE} DE TELEGRAPHIE SANS FIL
CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, RUE DU MAROC - PARIS-19° - TÉL. BOT. 17-06, 66-50, 66-51

AG PUS-EDITEC DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63

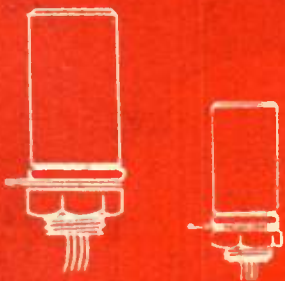
Sécurité... et

LONGUE DURÉE !..

FLUORESCENCE
TÉLÉVISION

Condensateurs céramique
étanches classe I II, III

CONDENSATEURS...

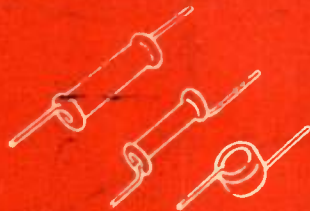


Les cahiers des charges et la qualité internationale imposent des **règles de sécurité** bien déterminées auxquelles **on ne peut se soustraire.**

La **réduction des volumes** ne peut être faite au **détriment** des exigences techniques.

Nos condensateurs sont **calculés et construits pour servir et durer**, c'est pourquoi notre production **croît sans cesse**; c'est pourquoi un condensateur **sur deux** sort de nos usines; c'est pourquoi vous **utilisez et vous utiliserez toujours davantage** **SAFCO-TRÉVOUX**.

RÉSISTANCES...



Condensateurs étanches
sous tubes métal

CONDENSATEURS-RÉSISTANCES

SAFCO

SOCIÉTÉ ANONYME
AU CAPITAL DE
96.000.000 de FR.

TRÉVOUX

40, Rue de la Justice
PARIS 20^e Ar.
Tél. : MÉN 96 20



CONDENSATEURS MOULÉS
EN "SAFCOSE"

USINES A PARIS

SAINT-OUEN

MONTREUIL-SOUS-BOIS

TRÉVOUX



TUBES
DE RÉCEPTION
TUBES D'ÉMISSION
THYRATRONS
STROBOTRONS
KLYSTRONS
MAGNÉTRONS
STABILISATEURS
DE VOLTAGE
FLASH-TUBES
TRIGGER-TUBES
GLOW MODULATOR
DÉTECTEURS
GERMANIUM
ET SILICON
CATHODE
RAY TUBES
etc.

☆
**Consultez-
nous**

AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE :

RADIO TELEVISION FRANÇAISE

29, RUE D'ARTOIS, PARIS-8° - TÉL. BAL. 42-35 et 36

20 années
de
RECHERCHES
dans
LE DOMAINE
des
câbles hertziens

T É L É V I S I O N
A
H A U T E D É F I N I T I O N
S Y S T È M E S
R A D I O T É L É P H O N I Q U E S
M U L T I P L E X
12, 24, 60, 240 VOIES

•
O N D E S M É T R I Q U E S
D É C I M É T R I Q U E S
C E N T I M É T R I Q U E S

•
M O D U L A T I O N D E
F R É Q U E N C E
M O D U L A T I O N
D ' I M P U L S I O N S

1930



1950



LCT

Laboratoire Central de Télécommunications

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 60 000 000 DE FRANCS

46, AVENUE DE BRETEUIL, 46
PARIS-VIII^e

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMINACH

LES MEILLEURES
marques
AMÉRICAINES

FRUITS DES TRAVAUX DE RECHERCHES
DES PLUS GRANDS LABORATOIRES
AMÉRICAINS DES ÉQUIPES DE
techniciens d'élite

SONT REPRÉSENTÉES DEPUIS PLUS DE
20 ANS EN FRANCE PAR LES
Ets. RADIOPHON

ANALYSEUR DE
VIBRATIONS



OSCILLOGRAPHIE
A DOUBLE FAISCEAU



KILOWATTMÈTRE
DE HAUTE PRÉCISION



GENERAL RADIO CO

APPAREILS DE
MESURES
RADIOÉLECTRIQUES



ALLEN B. DUMONT

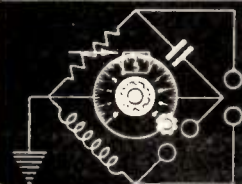
TUBES ET
OSCILLOGRAPHES
CATHODIQUES



ELECTRICAL INSTRUMENTS

APPAREILS DE
MESURES
ÉLECTRIQUES

CONSULTEZ L'AGENT GENERAL



ÉTABLISSEMENTS

RADIOPHON

50, Rue du Faubourg-Poissonnière, PARIS (10') TEL. PROVENCE 52-03

52-04

AG. PUBLÉDITEC-DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN
FRANCE 1650 »
ÉTRANGER 1950 »

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine — PARIS (6^e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :
160 francs

Vol. XXX

MAI 1950

Numéro 278

SOMMAIRE

	Pages
Raymond Jouaust	B. DECAUX 205
L'œuvre de R. Jouaust en radioélectricité	B. DECAUX 207
L'œuvre de R. Jouaust en métrologie	L. SARTRE 211
L'œuvre de R. Jouaust en électrotechnique	P. DE LA GORCE 211
Conclusions au cycle des conférences sur la radionavigation	P. BESSON 218
Théorie et pratique des multipoles en hyperfréquences (suite et fin)	G. GOUDET et H. JASSIN 223
Deuxième partie: La mesure des caractéristiques des fiches et câbles coaxiaux	H. JASSIN 230
Filtre en anneau pour les ondes de type H ₁₁ dans les guides circulaires	Z. SZEPESI 235
Sur la capacité de transmission maximum d'un canal en présence de bruit	J. LAPLUME 239
"Tétrode à crystal" emploi comme convertisseur de fréquences	R. W. HAEGELE 242
Réunion du groupe du Sud-Est de la Société des Radioélectriciens	246
Le XIV ^e Salon International de la Pièce détachée	9 à 12A
Analyses	

Sur la couverture:

Matériel de mesure en hyperfréquences de la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques.

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BENOÎT, 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).

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

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

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

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

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1.200 fr.
sociétés ou collectivités 6.000 fr. } au gré
12.000 fr. } de la Société
ou 25.000 fr. } ou Collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études 600 fr.

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

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 12.000 fr.

4^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 5.000 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 15.000 fr.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

- MM.
- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
 1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
 1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P. T. T.
 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
 1937 F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences
 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
 1946 R.-P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-
 électricité.
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.

Vice-Présidents :

MM. G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.
 de MARE, Ingénieur.
 B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

Secrétaire Général :

M. R. RIGAL, Inspecteur Général Adjoint des P. T. T.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

MM. M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.
 J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.
 J. BOULIN, Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel 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. LÉAURÉ.	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

L'Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises (19 rue Blanche) nous a fait part d'une circulaire du Ministère des Affaires Etrangères relative au recrutement d'expert en matière d'assistance technique aux pays "insuffisamment développés".

Les personnes qui désireraient poser leur candidature pour être inscrites sur les listes du Ministère des Affaires Etrangères devront remplir une fiche dont elles trouveront un modèle au secrétariat de la Société des Radioélectriciens. Le candidat devra faire ressortir notamment :

ses connaissances en langues, les spécialités éventuelles autres que celles pour laquelle il est inscrit, l'exercice passé de certaines fonc-

tions à l'étranger, les possibilités de cessation temporaire de ses fonctions actuelles, etc...

Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser au secrétariat de la Société des Radioélectriciens.

DEMANDE D'EMPLOI

0.66 — J.H. 25 a. marié ss enf. diplômé MECAN. ELECTR. école d'AUXERRE Spécial. RADAR 5. A. prat. ds différ. stations Radar, rech. situat. France ou Colonies, mécan. électr. radio ou radar. Connaiss. auto Diesel électr. Ecr. n° 68.472 CONTESSE Publicité 8, Square Dordogne Paris 17^e q. tr.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.	MM.	présentés par MM.
LANGLOIS Roger, Assistant Professeur à l'Ecole Polytechnique de Montréal	CHAMPEIX et ASCHEN.	LOCKER Max, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN
LANTIERI Jacques, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	RIGAL et RENAULT.	LUCAS, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	RIGAL et RENAULT.
LAPEYRE Yves, Inspecteur Adjoint des P. T. T.	ICOLE et POINCELOT.	LUU VAN, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F. ..	QUINET et CHRÉTIEN
LAURET Marc élève à l'Ecole Française de Radio-électricité	BOUCHARD et LORACH.	MAGARZO Alfonso, Ingénieur de Télécommunication	CABESSA et PHÉLIZON.
LÉGER, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN	MALBLANC Michel, Officier de Marine	RIGAL et RENAULT.
LÉGER, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	RIGAL et RENAULT.	MARAGNON Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN
Mlle LEGROS Geneviève, Ingénieur Radio E. S. E.	LOCHARD et GOMEZ.	MARIN Roger, Ingénieur	COURBON et GUYOT.
LEROI Michel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN	MARINO Algeri, Professeur de communications Electriques à l'Université des Etudes à Rome	BRENOT et PONTE.
LEROY Maurice, agent technique Radio	QUINET et CHRÉTIEN	MARMASSE Claude, étudiant es-Science	QUINET et CHRÉTIEN
LEVY Jean-Claude, Ingénieur de l'Artillerie Navale	PIRON et DAVID.	MARQUER Eugène, Radio-électricien	DAUPHIN et DEJEAN
L'HIGUINER Marcel, élève à l'Ecole Française de Radio-électricité	BOUCHARD et LORACH.	MASSEIX Henri, Ins'ecteur Adjoint de Télécommunications	ABADIE et DUMOULIN.
		MAXIMIL Claude, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN

Raymond JOUAUST

1875-1949

Le 15 octobre dernier, Raymond Jouaust évoquait devant la Société des Radioélectriciens la mémoire de René Mesny : aujourd'hui c'est lui-même que nous pleurons ! Disparition brutale, bouleversante, à laquelle ses amis ne peuvent croire ! Il paraissait toujours si plein de vie, si riche d'idées, suggérant des recherches, rédigeant des notes, jusqu'à la fin... Il assista encore le 19 novembre à la réunion de notre Société, avant d'entrer en clinique pour subir une grave opération : le 28 tout était fini.

Le redoutable et douloureux honneur de retracer sa vie et sa carrière m'est aussi un devoir filial, envers celui qui pendant 25 ans fut mon Maître, attentionné, dévoué, dispensant sans compter sa science, son expérience, ses conseils, son amitié.

De très vieille famille bretonne, fils d'un colonel du Génie qui eut son rôle à jouer dans une célèbre « Affaire », Raymond Jouaust naquit à Rennes le 8 novembre 1875. Après des études qui le virent élève d'Henri Abraham à Louis-le-Grand, il conquiert sa licence-ès-sciences à la Faculté de Rennes ; sorti en 1900 diplômé de l'Ecole Supérieure d'Electricité, il y resta comme préparateur. Puis il devint en 1903 chef de travaux au Laboratoire Central d'Electricité : début d'une carrière de plus de 40 ans qu'il devait terminer comme Directeur de ce Laboratoire.

Il partageait son temps entre le travail courant du Laboratoire, mesures, essais, vérifications parfois fastidieuses, et la recherche scientifique à laquelle finalement il consacra son existence. Certaines de ses recherches le conduisirent en 1910 à collaborer avec le Commandant Ferrié. Il est à remarquer que dès cette époque sa voie est fixée, et qu'inlassablement pendant 40 ans il poursuivra

ses travaux dans des domaines très étendus, mais toujours centrés sur l'électrotechnique, la métrologie, la radioélectricité.

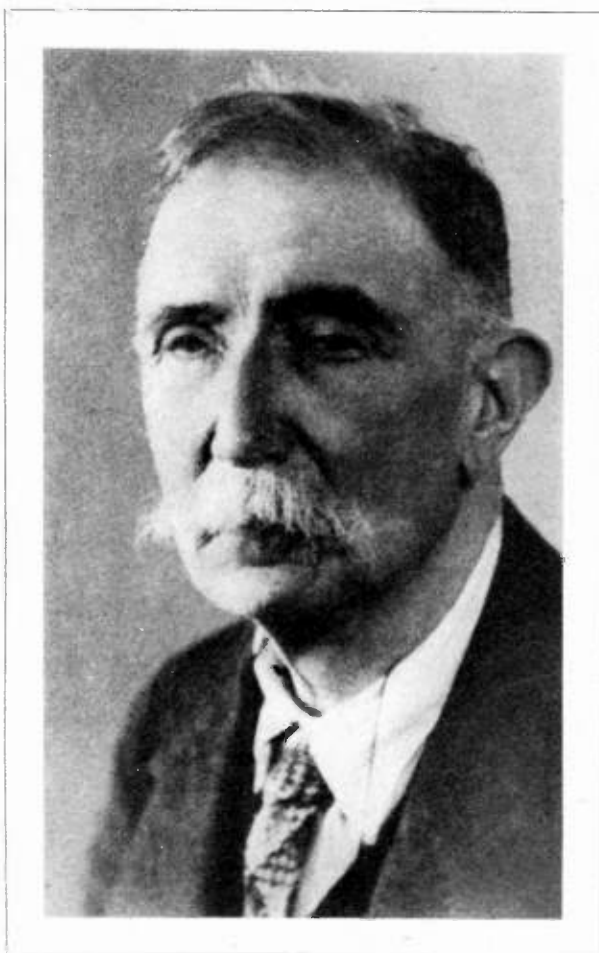
Sa peine ne comptait jamais. Bien souvent il avait besoin pour ses mesures de toute l'énergie

disponible au Laboratoire ; il opérait alors de nuit. Il dut en faire de même pour obtenir une stabilité suffisante dans des déterminations délicates que troublait le passage du métro. Et en attendant les instants favorables il étudiait ses cours d'officier de réserve... Plus tard, d'ailleurs, je devais le voir ainsi, infatigable, nous aider lors de mesures internationales qui avaient lieu la nuit, ou pour des observations de l'ionosphère.

Au début de 1913, des savants de divers pays avaient mis sur pied une Commission Internationale de T.S.F. Scientifique : le Cdt Ferrié fit désigner R. Jouaust comme secrétaire du Comité Français, présidé par André Blondel.

1914 le trouva lieutenant de réserve d'Infanterie. Après quelques mois de campagne, le Colonel Ferrié le rappela boulevard Latour-Maubourg ; devenu capitaine du Génie, il prit une place de premier plan dans la fameuse « Equipe

Ferrié ». Si disparate par les grades et par l'origine de ses membres, cette équipe se montra, on le sait, d'une cohésion admirable grâce à l'action de son chef. C'est alors que Jouaust s'installa dans ce « bureau » des Invalides où tant d'entre nous l'ont connu, car il y resta 22 ans ; le local était en réalité un magasin pour le grain des pigeons voyageurs, mais il paraissait somptueux à côté des baraquements voisins. Nous rappellerons plus loin les travaux de R. Jouaust pendant cette époque extraordinaire, de l'écoute des mines à l'étude des lampes et de leurs applications.



La théorie et l'expérimentation en laboratoire ne suffisaient pas ; il fallait aussi l'essai sur le terrain. Le parc de l'Observatoire de Meudon vit ainsi bien souvent le Capitaine Jouaust ; et un beau jour celui-ci emporta dans les tranchées de première ligne un des tous premiers amplificateurs, qui donna des résultats sensationnels, convainquant un auditoire d'abord sceptique.

Après la victoire, l'équipe se dispersa : tel simple sapeur reprit sa chaire de professeur, tel caporal redevint ingénieur, et le capitaine Jouaust, chevalier de la Légion d'Honneur, se retrouva chef de travaux au Laboratoire Central. Mais le Général Ferrié ne pouvait se résoudre à voir disparaître le « brain trust » qu'il avait créé. Sans délaisser les problèmes militaires, il s'orientait de plus en plus vers les applications pacifiques et scientifiques de la Radicélectricité ; il préparait le Laboratoire National de T. S. F., et avait besoin d'un « chef d'Etat-Major » scientifique. Il fut donc décidé que Raymond Jouaust reviendrait tous les matins aux Invalides, tout en consacrant le reste de son temps à la rue de Stael, dont il devint sous-directeur en 1924.

Et, c'est ainsi que se prolongea jusqu'à la mort du Général en 1932, une collaboration étroite et constante, dont les répercussions furent immenses. Chaque matin Ferrié arrivait, en se frottant les mains de son geste familier, et la discussion roulait. Que d'idées, que de projets, que d'entreprises ébauchées ! Et la réalisation, suivait dirigée et animée par Jouaust : jamais il ne discutait les idées du Général (qui cependant l'aurait fort bien admis) : il essayait toujours de les mettre en pratique, même contre sa propre opinion. Le plus souvent, le succès couronnait sa confiance et sa ténacité. Ayant eu pendant 8 ans le privilège immérité d'assister à la plupart de ces entretiens, j'en ai gardé un souvenir ineffaçable. Mais 6 matinées par semaines ne suffisaient pas, et leurs conversations les plus fécondes avaient lieu le dimanche, dans le calme des Invalides déserts.

La notoriété de Jouaust allait croissant, et progressivement il fut appelé à faire partie de nombreuses commissions françaises et internationales où sa compétence et ses judicieux conseils étaient particulièrement appréciés : Commission des Inventions, Commission d'étude des projecteurs d'automobiles, Comité Electrotechnique Français, Commission Internationale d'Eclairage, Comité International Spécial des Perturbations Radiophoniques. Il participa également à la Commission qui élaborait le réseau de radiodiffusion dit « Plan Ferrié », plan dont, je crois, il n'était pas plus partisan que celui dont il porte le nom. Le petit Comité de T. S. F. Scientifique d'avant la Guerre avait repris corps sous la forme du Comité Français de l'Union Radioscientifique Internationale, et Raymond Jouaust en était resté Secrétaire Général. Il devait le demeurer pendant 35 ans et devenir Vice-Président de l'U. R. S. I.

Ses travaux continuaient dans les mêmes lignes qu'avant 1914, mais avec une ampleur décuplée. Ayant à préparer l'organisation du Laboratoire National de T. S. F. qui vit le jour en 1926, il s'inspira de son expérience acquise au L. C. E. pour

l'exécution des essais la rédaction des certificats, etc. En 1927 et 1928, il en assumait quelque temps la direction intérimaire, entre les directions de René Mesny et de M. Gutton ; il en resta Conseiller Technique.

La mort du Général Ferrié, qu'il venait d'accompagner à Copenhague pour les réunions du C. C. I. R. et de l'U. R. S. I., fut pour lui un effondrement, mais il se remit au travail. Il a écrit lui-même : « Après la mort du regretté Général, j'ai essayé de poursuivre son œuvre, et en même temps que je le remplaçais dans diverses commissions de l'Union Astronomique Internationale et de l'Union de Géodésie et de Géophysique, j'ai continué dans la voie qu'il m'avait indiquée... ». Il prit ainsi une part active à de nombreuses réunions de ces Unions. Il était Conseiller technique du Bureau International de l'Heure.

En 1935 il entra au Bureau des Longitudes comme membre correspondant et en devint membre adjoint en 1943. Il fut secrétaire de 1911 à sa mort.

Il prit la direction du Laboratoire Central d'Electricité en 1937 après la mort de Paul Janet, ayant ainsi perdu ses deux maîtres vénérés. Ardent patriote, ressentant profondément la douleur des événements de 1940, il eut à affronter de lourdes difficultés pour maintenir le fonctionnement du Laboratoire pendant les heures tragiques de l'occupation. Quittant ses fonctions officielles en 1942, il resta Directeur Honoraire, et put alors se consacrer plus pleinement à ses études théoriques au L. N. R. et à ses publications.

Officier de la Légion d'Honneur à titre militaire il reçut de nombreuses récompenses, parmi lesquelles plusieurs prix de l'Académie des Sciences, en particulier le prix du Général Ferrié.

Combien de générations d'ingénieurs ont suivi son enseignement à l'Ecole Supérieure d'Electricité ! Eclairage, T. P. S. et moyens de communication spéciaux, lampes d'émission, quartz. De plus pendant plusieurs années il fit des « conférences expérimentales » qui complétaient de façon fort originale ses cours, sur des points particuliers spécialement choisis. Il prit aussi une part importante aux cours organisés au Conservatoire des Arts et Métiers par la Société des Radioélectriciens.

Membre de nombreuses sociétés savantes, il suivait assidument leurs séances. Jusqu'à ses derniers jours nous avons vu sa silhouette familière aux réunions de la Société des Radicélectriciens, qu'il présida d'ailleurs en 1936. Il y présenta de nombreuses communications, et l'Onde Electrique accueillit dans ses colonnes une vingtaine d'articles de lui.

Il faut souligner en effet qu'il publia de très nombreux articles et communications (120 environ) et plusieurs ouvrages dont nous citerons les derniers : l'Ionosphère, les Diélectriques Solides, l'Eclairage. Ces publications s'accéléraient dans ses dernières années ; comme par pressentiment, il terminait son œuvre en la rédigeant, laissant ainsi à ses successeurs les moyens de garder son expérience et de poursuivre ses travaux. Je dois dire d'ailleurs qu'il parlait souvent, depuis quelque temps, de

son éventuelle disparition, et qu'il prenait en toute sérénité des dispositions pour qu'elle ne crée pas trop de discontinuité dans les fonctions qu'il avait assumées.

Ce qui frappait le plus en lui, je crois, c'est sa droiture intransigeante, son désintéressement total. Pour lui, la science ne souffrait aucune compromission. Il ne cachait jamais ses opinions, ce que certains ne prisait pas toujours. Il ne cherchait pas à plaire, et s'imposait par ses seules qualités. Sa modestie et sa simplicité l'empêchaient peut-être de se rendre pleinement compte de la valeur et de l'autorité que lui reconnaissaient tous ceux qui savaient les apprécier : son prestige dans les réunions internationales était frappant. Sa rapidité de pensée et de raisonnement était stupéfiante, et dépassait souvent ses moyens d'expression.

Il savait aider les jeunes, et ceux qui ont eu la chance d'être ses collaborateurs n'oublieront pas comment il aimait guider leurs travaux et les encourager, et les mettre en avant dès qu'il le pouvait. Des dehors parfois un peu brusques cachaient sa grande honte et sa délicatesse : mais nous qui vivions à ses côtés, nous pouvions les apprécier et nous en garderons toujours le souvenir reconnaissant.

Le confort de son travail ne lui importait absolument pas, et je crois qu'il regretta toujours un peu la modeste table des Invalides, qu'il dut abandonner pour un bureau moderne à Bagneux. On peut également dire qu'il n'utilisa qu'à son corps défendant, dans son propre intérieur, les perfectionnements de la vie moderne, que ses travaux contribuaient tellement à développer.

Esprit universel, perpétuellement ouvert aux nouveautés, il avait une érudition extraordinaire. Il

connaissait d'innombrables théories, méthodes de mesures ou de recherches, et les plus récemment publiées. Mais la physique n'était pas son unique domaine. Je me rappelle avec quelle joie il avait découvert à Bagneux près du L. N. R. une fleur très rare, car la botanique le passionnait. Lisant assidument les auteurs antiques, il s'intéressait aussi aux langues cunéiformes et discutait des Hittites... N'oublions pas enfin qu'il fut espérantiste enthousiaste, et que grâce à lui le bulletin de la S. F. E. publia des sommaires en espéranto.

Et maintenant, qu'il nous a précédés dans la paix éternelle, c'est à nous d'empêcher ses travaux de tomber dans l'oubli que facilite la course effrénée de la vie moderne : à nous de les faire connaître aux Jeunes : à nous de ne pas laisser perdre le dépôt qu'il nous a confié : ses méthodes, son expérience, et surtout son admirable exemple. C'est ainsi que nous tenterons de continuer son œuvre.

Je pense ne pouvoir mieux terminer cet hommage à Raymond Jouaust qu'en citant quelques passages de la lettre que, parmi tant d'autres savants étrangers, Sir Ed. Appleton, Prix Nobel, Président de l'U. R. S. I., a adressée au Comité Français de Radio-électricité Scientifique :

« Ses contributions personnelles à la connaissance scientifique dans le domaine de la radio se distinguaient par leur grande originalité, et étaient toujours exprimées dans une langue lucide et élégante.

« Son œuvre lui survivra et sera la base sur laquelle d'autres construiront. Mais il vivra aussi dans le cœur de ses amis, et de ses adjoints, souvenir pénétrant d'une heureuse collaboration pour une cause qu'il a lui-même servie si longtemps et avec tant de dévouement ».

B. DECAUX.

L'ŒUVRE DE RAYMOND JOAUST EN RADIOÉLECTRICITÉ

PAR

B. DECAUX

Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radioélectricité

Avant 1919.

Les premiers travaux de Raymond Jouaust dans le domaine de la haute fréquence portaient sur les propriétés magnétiques du fer. Il s'agissait de déterminer le comportement de tôles destinées à des alternateurs à haute fréquence. La perméabilité se montra plus faible qu'il était prévu : Jouaust attribua ce fait à la viscosité.

Après ces études qui le firent connaître au Commandant Ferrié, il s'attaqua vers 1912 à la mesure des longueurs d'ondes, qui n'avait jusque-là fait en France l'objet d'aucune détermination soignée. Grâce à un procédé nécessitant seulement la connaissance d'une inductance, il obtint une précision de l'ordre de 2 %, très satisfaisante pour l'époque. Plus tard il devait revenir à ce problème par la mesure des fréquences, avec des précisions auxquelles jamais il n'aurait pu songer à l'origine.

Il eut ensuite à mesurer l'intensité du champ d'un émetteur, au moyen d'un couple thermoélectrique. Peu après, pour des comparaisons internationales, il déterminait l'intensité du champ de la Tour Eiffel, avec un cadre et un électromètre.

Mais tout cela n'était que l'ébauche des travaux remarquables dont la guerre de 1914 allait lui fournir l'occasion. Nous avons déjà dit quelques mots de cette période de sa carrière : voyons maintenant plus en détail les études les plus caractéristiques qu'il mena à bien.

L'immobilité de la guerre de tranchée avait sérieusement modifié les problèmes de communications. Aussi le Colonel Ferrié fit d'abord étudier au Capitaine Jouaust la détection des travaux de mines : la solution fut fournie par un système d'audition binauriculaire indiquant la direction des bruits souterrains. Puis des recherches sur la télégraphie

par le sol l'amènèrent à essayer sur le front les premiers amplificateurs à lampes : les résultats furent tels que ce procédé, développé et mis au point, fut utilisé sur une grande échelle. On se rappelle que les appareils de T. P. S. comprenaient à l'émission un puissant vibreur attaquant à fréquence musicale une ligne reliant deux prises de terre, et à la réception un amplificateur branché dans cette ligne.

Mais cette application des lampes ne fut que l'une des études auxquelles le Capitaine Jouaust allait se consacrer sur les tubes électroniques. Tout était alors à découvrir : il fallait passer du stade de l'empirisme à celui de la théorie et du calcul. En feuilletant la collection des célèbres Notes de l'E. C. M. R., on est frappé de la floraison de notes relatives à tous les aspects du problème des lampes : parmi celles-ci, très nombreuses sont celles du capitaine Jouaust : l'une des plus importantes apportait une contribution magistrale à la théorie de l'amorçage des oscillations.

L'expérience acquise par Raymond Jouaust au Laboratoire Central d'Electricité dans le domaine des essais le désignait pour mettre sur pied, dans les meilleures conditions, un laboratoire d'essais pour le matériel militaire, et plus particulièrement les postes de T. P. S. et les lampes. Les centaines de milliers de triodes qui quittaient sans arrêt les Invalides, par camions entiers, à destination des armées françaises et alliées, avaient subi chacune une vérification des principaux courants, de la pente, du vide, de l'amplification et du souffle : un triage sélectionnait les tubes destinés aux premiers étages amplificateurs. Des essais de durée par prélèvements complétaient la recette des livraisons. Evidemment à l'heure actuelle, la moindre usure de lampes en fait autant en quelques jours : mais en 1918 cela représentait un beau tour de force. Lorsqu'apparurent les premiers tubes d'émission, en particulier les E. 4, un émetteur d'essais fut monté.

Après 1919, nous l'avons vu, l'activité de Raymond Jouaust dans le domaine radioélectrique se développa et s'étendit. Pour mieux en discerner l'évolution, nous abandonnerons l'ordre chronologique pur et simple, pour classer ses diverses recherches en un certain nombre de sujets.

Tubes à vide.

Les travaux de Jouaust sur les lampes pendant la Guerre lui servirent de bases pour de nouvelles applications : certaines avaient pour but lointain des problèmes astronomiques ; d'autres se rapportaient à l'émission. Mais beaucoup des dispositifs étudiés à ce sujet présentaient un intérêt tout à fait général. Citons-en quelques uns.

En 1921 le Général Ferrié désirait doter les missions géodésiques de récepteurs de signaux horaires sensibles, mais légers et peu encombrants. Raymond Jouaust imagina à cet effet une méthode de détection des ondes entretenues beaucoup plus efficace que le système classique. En alimentant le circuit de plaque de la lampe détectrice, sans tension continue, par la tension à haute fréquence d'une petite hétérodyne, il y faisait apparaître par modulation un

courant détecté à basse fréquence. Fait unique dans la carrière de Jouaust, il couvrit cette invention par un brevet sur l'ordre du Général. Je pense qu'il ne retira guère de bénéfice de son exploitation, et cependant, comment ne pas voir là la base des tubes changeurs de fréquence actuels, qui fonctionnent par modulation, et non par addition et détection comme dans l'antique méthode hétérodyne ? De plus le récepteur comportait des transformateurs à noyau de fer divisé de dimensions très réduites, et l'hétérodyne ne possédait aucun condensateur variable, se réglant par variation d'inductance, soit par aimantation, soit par déplacement du noyau. Ce récepteur, appelé Z₀, vraiment en avance sur tout ce qui existait à l'époque, fit l'objet d'un article dans le n° 1 de l'Onde Electrique : il fut suivi des Z₁, Z₂, Z₃, Z₄, Z₅ pour d'autres gammes d'ondes.

Pour amplifier les courants continus infinitésimaux fournis par les cellules photoélectriques, il fallait employer des « lampes électromètres ». Il n'en existait encore aucun type spécial. Raymond Jouaust, pour réduire l'ionisation des gaz résiduels, utilisa, avec des tensions anodiques de quelques volts, les « bigrilles » à grille accélératrice, qui faisaient leur apparition : il les fit munir d'une corne de grille à fort isolement. Nous reconnaissons là l'ancêtre des tétrodes-électromètres actuelles.

Dans le même ordre d'idées, il chercha à améliorer les amplificateurs à courant continu en bénéficiant au maximum du coefficient d'amplification des tubes. Au lieu d'insérer dans le circuit anodique une résistance extrêmement élevée qui aurait créé une chute de tension prohibitive, Raymond Jouaust eut l'idée de constituer la résistance par l'espace filament plaque d'une diode saturée : le courant reste alors constant comme dans le cas d'une résistance infinie, mais avec une chute de tension acceptable. Ce procédé a été par la suite réinventé plusieurs fois à l'étranger.

Lorsque la puissance des émetteurs augmenta, il devint important d'en calculer soigneusement les éléments. Jouaust étudia le problème et chercha à définir les conditions de fonctionnement des « grosses » lampes. Il augmenta considérablement l'émetteur d'essais qu'il avait réalisé pendant la guerre, puis entreprit de déterminer les caractéristiques des lampes à plein régime d'après les courbes relevées à chauffage réduit. Il chercha également à appliquer à ces problèmes l'oscillographe cathodique, dont le premier modèle pratique venait d'être mis dans le commerce. Il professa pendant plusieurs années, à l'Ecole Supérieure d'Electricité, un cours sur les lampes d'émission, synthèse de ses travaux sur cet important sujet.

L'expérience acquise dans ses recherches sur les tubes d'émission lui fournissaient les éléments des mesures à effectuer sur les stations émettrices. Il prit ainsi une part très importante dans les essais de recette des premiers grands postes de radiodiffusion, Radio-Paris, Luxembourg, etc.

Dans un ordre d'idées communes, rappelons qu'il joua un rôle capital dans l'étude de la protection contre les parasites industriels en radiodiffusion. De longs essais systématiques furent entrepris

au Laboratoire Central d'Electricité, tant sur les sources de parasites que sur les moyens de les rendre inoffensives.

Astronomie.

Le Général Ferrié fut, on le sait, le grand pionnier des applications de la radioélectricité aux problèmes de l'Heure. La victoire de 1918 lui permit de s'y consacrer davantage et il en fit étudier à Jouaust les divers aspects. Le thème général des recherches était naturellement l'augmentation de la précision, et l'un des moyens envisagés consistait à remplacer le plus possible les sens de l'opérateur par des dispositifs automatiques.

A cette époque la réception des signaux horaires s'effectuait à l'oreille, et les comparaisons aux garde-temps utilisaient la méthode des coïncidences. Pour améliorer la précision et garder trace des déterminations, Raymond Jouaust réalisa l'enregistrement des signaux sur une bande de papier enfumé, utilisant pour cela les enregistreurs Boulitte mis au point pendant la guerre pour les Sections de Repérage par le Son. Les amplificateurs Z, suivis d'amplificateurs à très basse fréquence, fournissaient les courants nécessaires. Un cadre monumental, chef-d'œuvre d'ébénisterie, fut installé dans une rotonde de l'Observatoire de Paris. Ce matériel fut progressivement perfectionné, grâce à des amplificateurs sélectifs à haute et basse fréquence, et ultérieurement par des récepteurs à ondes courtes. C'est ainsi que furent équipés, pour l'Opération Mondiale des Longitudes organisée par Ferrié en 1926, 3 des 4 observatoires de base : Paris, Alger, et Zi-Ka-Wei.

Il fallut s'attaquer ensuite aux retards qui se produisent dans l'ensemble des systèmes récepteurs. Différents procédés furent mis à l'épreuve par Raymond Jouaust, pour leur détermination. Le principe adopté finalement consiste à couper périodiquement l'amplification du premier étage du récepteur, pendant un signal de l'émetteur : on compare sur la bande d'enregistrement les instants des coupures à l'entrée et à la sortie du récepteur.

De même les signaux horaires comportaient à l'émission certaines irrégularités dues principalement, aux rouages et aux contacts. C'est pour les éliminer que Ferrié et Jouaust firent appel aux cellules photoélectriques : nouvel exemple qui montre comment ils cherchaient toujours à tirer toutes les possibilités des nouveaux organes que le progrès technique mettait à leur disposition, comme à point nommé.

Tout d'abord fut réalisé l'enregistrement sans contact des oscillations d'une des pendules des caves de l'Observatoire. Le balancier portait un petit miroir, et le rayon lumineux ramené par divers systèmes optiques dans un puits de 27 m agissait sur la cellule, située au rez-de-chaussée, et suivie d'un amplificateur.

Ce problème résolu, une deuxième étape fut attaquée : utiliser le courant ainsi produit pour entretenir, au moyen d'une bobine, le mouvement du pendule lui-même portant un aimant. Ainsi fut

montée une pendulette destinée à l'émission des signaux horaires, munie seulement d'un balancier libre, sans aucun engrenage ni contact. Les sujétions imposées par le matériel de cette époque empêchèrent l'application définitive du procédé : on sait qu'il fut repris 10 ans plus tard par d'autres qui disposaient alors du matériel nécessaire. Par la suite, les signaux horaires furent émis par une pendulette sans entretien, synchronisée dans la journée et libérée pendant l'émission : le signal était toujours fourni par une cellule. Il réussit aussi à entretenir des oscillations de torsion dans un fil par effet Wiedemann.

La dernière application des cellules photoélectriques à l'astronomie étudiée par Raymond Jouaust sur l'initiative du Général Ferrié témoignait d'une belle audace. Cette fois il fallait remplacer l'œil de l'astronome dans les observations méridiennes. Le réticule de la lunette étant remplacé par une fente mince, la lumière de l'étoile tombait dans la cellule dont le courant était amplifié et enregistré. L'amplification s'effectuait en basse fréquence, car la lumière était découpée par un disque perforé, entraîné par une petite turbine à air, afin d'éviter les parasites qu'aurait créés un moteur électrique. Le dispositif installé à l'Observatoire de Paris permit en 1924 d'enregistrer le passage de Vêga. Mais là encore la faible sensibilité des cellules et les difficultés d'amplification ne permirent pas de transformer ces montages de laboratoire en appareils d'exploitation : il fallait attendre les multiplicateurs d'électrons et les amplificateurs modernes.

Au sujet de la transmission de l'Heure citons encore les recherches de Raymond Jouaust avec M. Stoyko sur la vitesse de propagation des ondes, dont la connaissance s'impose pour tenir compte de la durée de trajet. Une dizaine de publications signalèrent d'importantes constatations. Par exemple la vitesse moyenne des ondes longues s'établissait à 252.000 km/s alors que celle des ondes courtes atteignait 270.000. Ils purent également mettre en évidence l'écho tour du monde produit par la propagation suivant l'arc majeur du grand cercle joignant l'émetteur au récepteur, se superposant au signal empruntant l'arc mineur. Des signaux spéciaux émis par Saïgon furent oscillographiés à l'Observatoire et montrèrent que le phénomène n'était pas rare : de plus le signal de l'arc majeur arrivait parfois seul.

Lorsque les installations de mesures absolues de fréquence eurent été réalisées au Laboratoire National de Radioélectricité, le Bureau International de l'Heure, sur les conseils de Raymond Jouaust, adapta à ses propres problèmes les perfectionnements acquis. Ainsi furent installés des horloges à diapason puis à quartz et des cylindres enregistreurs synchrones. Plusieurs articles attirèrent l'attention des astronomes et des horlogers sur l'intérêt de ces dispositifs.

Comme nous l'avons déjà dit, il fit partie de l'Union Astronomique Internationale, et dans ses réunions insista sur les problèmes communs de l'astronomie et de la radioélectricité : il devint d'ailleurs vice-président de la Commission Interna-

tionale de l'Heure, participant également aux travaux de l'Union Géodésique et Géophysique Internationale. Son rôle fut très important dans les Opérations Mondiales des Longitudes, dues à l'initiative du Général Ferrié, en 1926 et 1933. Le Bureau des Longitudes l'accueillit en 1935 : il en suivait très assidument les travaux, et en assumait finalement le Secrétariat.

Unités et Mesures.

Rompu à la discipline des mesures de haute précision au L. C. E., Raymond Jouaust fut tout naturellement amené à appliquer à la radioélectricité l'expérience qu'il avait acquise. Rappelons qu'il avait débuté en 1912 par la mesure des longueurs d'ondes et celle des intensités de champ. La guerre lui donna l'occasion de mettre au point les mesures sur les lampes de réception. Plus tard, pour l'essai des lampes d'émission, il eut à effectuer des mesures de courant à haute fréquence, et de puissance : il eut recours à des méthodes pyrométriques, dont ses travaux sur la photométrie lui avaient donné l'habitude. Au moyen d'un pyromètre à couple ou à filament disparaissant, il repérait l'échauffement d'un filament incandescent parcouru par le courant à mesurer ; puis par une méthode de double pesée, il reproduisait cet échauffement au moyen d'un courant continu mesurable. Dans le cas de la puissance d'une lampe, l'opération se basait sur l'échauffement de la plaque, soit en oscillation, soit en statique.

Il avait aussi organisé un laboratoire d'étalonnage en série des ondemètres militaires, basé sur les travaux d'Abraham et d'Armagnat : un petit laboratoire spécial servait au contrôle des émissions étalonnées de la Tour Eiffel et de La Doua, avec une précision de l'ordre de 1/1000. En 1928 il décida de renouveler entièrement les méthodes de mesures, et de les rendre vraiment absolues en les basant sur les horloges de l'Observatoire. C'est alors que fut commencé l'ensemble de mesures de fréquence du L. N. R. comprenant des oscillateurs à diapasons et à quartz, avec des dispositifs de comparaison par enregistrement, des chaînes d'harmoniques et des appareils d'interpolation. Dès 1929 l'installation pouvait servir à une comparaison internationale par transport d'un étalon du Bureau of Standards : le transport d'un étalon du L. N. R., organisé en 1931 par Raymond Jouaust, servit de base à son rapport au C. C. I. R. de Copenhague. Par la suite, tous ces procédés furent, sur ses conseils, progressivement développés : à cette occasion il approfondit la théorie du quartz. Plusieurs comparaisons internationales à distance, par mesures d'une émission, eurent lieu sur l'initiative de l'U. R. S. I. dans la période qui précéda 1939. Finalement la précision, initialement de 1/10.000, atteint maintenant 1/100.000.000. Rappelons qu'un courant étalon à 100 c/s produit par le L. N. R. servit aux déterminations de l'ohm absolu entreprises par Jouaust au L. C. E.

Il avait repris en 1912 les mesures de champ et monté, avec René Mesny, à l'Observatoire de Meu-

don un ensemble de mesure, qui servit en particulier aux mesures sur les « émissions U. R. S. I. ».

Propagation des ondes.

D'année en année une part croissante de l'activité de Raymond Jouaust fut consacrée aux questions de propagation, et il en fit l'objet de presque la moitié de ses publications. Les premières expériences portaient sur les déviations radiogoniométriques, spécialement la nuit, grâce à une installation montée dans le parc de Meudon : elles l'amènèrent même à effectuer des essais en dirigeable.

C'est vers 1928 qu'il commença des essais de sondage de l'ionosphère, au moyen d'impulsions émises par la Tour Eiffel et reçues au Fort de Saint-Cyr. Raymond Jouaust avait imaginé une méthode d'observation des échos par audition binaurculaire stroboscopique. On s'intéressait beaucoup à cette époque aux fameux échos retardés signalés par Störmer et Hals ; Jouaust fit quelques expériences et contribua à l'organisation de l'expédition destinée à observer à Poulo-Condore les échos ionosphériques et les échos retardés, à l'occasion de l'éclipse du 9 mai 1929. L'année suivante fonctionnait aux Invalides un émetteur d'impulsions : les signaux et leurs échos s'inscrivaient à l'Observatoire de Meudon sur un oscillographe Blondel. Des résultats intéressants furent obtenus, et montrèrent la plupart des particularités maintenant classiques de ces échos : dédoublement, buissons, échos multiples, etc.

À la même époque, analysant les essais de liaison entre le Continent et la Corse effectués sur ondes métriques, il expliqua les portées obtenues au-delà de l'horizon par la réfraction, et montra l'influence des conditions atmosphériques. L'antériorité de ce travail devait être soulignée en 1940 par un auteur américain. On voit qu'il y a près de 20 ans que Raymond Jouaust défricha l'étude des régions ionosphériques et troposphériques dont on connaît maintenant le rôle capital dans la propagation des diverses ondes.

La dernière œuvre qu'il entreprit sous la direction du Général Ferrié fut l'organisation de l'expédition qui hiverna au Groenland pour l'Année Polaire 1933 : un sondeur ionosphérique fonctionna au Scoresby Sund.

Pour recueillir tous les renseignements relatifs aux phénomènes de propagation, Jouaust se tenait en relations avec les services exploitant des liaisons à ondes courtes. Sa compétence avait incité l'Assemblée de l'U. R. S. I. à Copenhague en 1931 à charger le Comité Français de centraliser les rapports ainsi obtenus dans les divers pays. Or en 1935 l'annonce d'évanouissements brusques et complets de toutes les communications sur ondes courtes le frappa vivement et il s'attacha à ce problème. Il supposa qu'il y avait corrélation non seulement avec les perturbations magnétiques, comme Mögel l'avait entrevu quelque temps auparavant, mais avec certains phénomènes solaires. Il suggéra alors aux radioélectriciens, comme au géophysiciens et aux astrophysiciens, de suivre de près ces nouveaux

phénomènes ; presque en même temps Dellinger proposa une étude analogue. L'hypothèse se vérifia puis reçut un accroissement d'intérêt par le renforcement correspondant des ondes très longues découvert par M. Bureau sur les enregistrements d'atmosphériques. Après avoir organisé la collecte des renseignements mondiaux sur les évanouissements Jouaust chercha à les expliquer par la théorie. Il entreprit également une publication périodique des observations, ancêtre des bulletins ionosphériques actuels. On sait l'importance capitale qu'ont prise par la suite, dans tous les problèmes de radioélectricité naturelle, ces « Perturbations Ionosphériques à Début Brusque ». De nombreuses communications de Raymond Jouaust, et une séance spéciale de la Société de Physique, leur furent consacrées.

Mais cela ne l'éloignait pas, bien au contraire, de ses recherches directes sur l'ionosphère. Perfectionnant son appareillage, ayant adopté l'oscillographe cathodique, et réuni côte-à-côte émetteur et récepteur, il passa plusieurs nuits et beaucoup de journées à Bagneux, pour observer l'évolution des échos. L'occupation allemande supprima toute possibilité d'émission : il se rejeta alors sur la théorie de l'ionosphère, et ce fut là l'activité presque exclusive de ses dernières années, se tenant au courant de toutes les nouvelles observations, et de toutes les nouvelles hypothèses. En une suite magistrale de

20 Notes Préliminaires du L. N. R., il condensa et discuta toutes les théories existantes, et définit ses propres conceptions. Tous les aspects du problème surent passés en revue, mais surtout les aspects physiques, et leur liaison avec les autres modes d'investigation, tels que la spectroscopie. Citons les principales têtes de chapitre : phénomènes généraux et accessoires, mécanismes de l'ionosphère, théories pratiques, relations avec le magnétisme, hauteur vraie des couches, phénomènes et mécanisme de la réflexion, turbulence de l'ionosphère, dynamique de l'ionosphère, influence des météorites.

La synthèse de tous ces travaux forma un volume qu'il publia en 1946. En dehors de ces publications, il rédigeait quantité de notes sur des points particuliers, et en discutait ardemment. Son dernier article, rédigé quelques jours avant sa fin, intitulé « Synthèse des études récentes sur l'ionosphère », va paraître dans les Annales de Géophysique. Il s'intéressa également aux rayonnements radioélectriques du Soleil et de la Galaxie.

L'on peut dire que l'ionosphère était devenue le but de sa vie scientifique : il y songeait sans cesse. Dans les quelques heures qui séparèrent son opération de sa mort, il annonça encore de nouvelles idées sur l'ionosphère qu'il avait l'intention de discuter : jamais, hélas !, nous ne les connaissons !

L'ŒUVRE DE RAYMOND JOAUST EN MÉTROLOGIE

PAR

L. SARTRE

Directeur du Laboratoire Central des Industries Électriques

L'œuvre de Raymond Jouaust dans le domaine de la Métrologie que l'on m'a fait l'honneur de me demander de rappeler ici devant vous est considérable. Elle concerne à la fois les unités photométriques et les unités électriques.

Sur les premières je serai très bref. Il s'agit de travaux intéressants mais déjà anciens : comparaison des intensités lumineuses de divers types de lampes étalons, photométrie hétérochrome, étude d'écrans colorés. Le travail le plus récent a été consacré à la comparaison de lampes au tungstène avec l'étalon de Wardner et Burgess (c'est-à-dire le corps noir à la température de solidification du platine). M. Jouaust a fait les mesures photométriques au moyen du corps noir réalisé à Strasbourg par le professeur Ribaud.

C'est dans le domaine de la métrologie électrique que se placent je crois les plus importants travaux de R. Jouaust et il a été tellement mêlé à tout ce

qui s'est fait à ce sujet dans notre pays au cours de la première moitié de ce siècle que rendre compte de son œuvre est aussi retracer l'histoire de nos étalons électriques nationaux. Je m'appuierai pour mener à bien ces deux tâches parallèles sur les différents rapports parus sur la question au Bulletin de la S. F. E. et aussi sur l'excellent rapport intitulé : « Establishment and maintenance of the electrical units » publié en 1949 par le National Bureau of Standards.

On peut dire que les unités électriques internationales sont nées au Congrès International des Électriciens de Paris en 1881. C'est en effet ce Congrès qui a apporté l'agrément international au système électromagnétique absolu pratique qui, dès 1863 avait été mis en avant par l'Association britannique pour l'avancement des Sciences dont Maxwell était le Président. Dans le système en question les unités s'obtiennent en multipliant les unités

électromagnétiques C. G. S. par des puissances de 10 (10^{-1} pour l'ampère, 10^9 pour le volt, 10^9 pour l'ohm).

Vers la même époque le besoin se faisait sentir de réalisations matérielles de ces unités aussi approchées que possible et surtout fidèlement et aisément reproductibles.

A Paris en 1881 et dans les différents congrès internationaux Chicago 1893, St-Louis 1904, Berlin 1905 on proposa la réalisation de l'ohm sous forme de colonne de mercure, de l'ampère par le voltamètre à argent, du volt par l'élément au zinc Latimer Clark puis l'élément au cadmium Weston. Mais la nécessité de comparer d'un pays à l'autre ces diverses réalisations fit envisager de réunir à Londres en 1908 une conférence spécialement consacrée aux unités électriques et où les différents laboratoires apporteraient le résultat de leur travaux. Ainsi, de 1905 à 1908 s'ouvre pour les Laboratoires nationaux une période d'activité.

En France, le Laboratoire Central d'Electricité né en 1882 et donc contemporain des unités internationales et le doyen, je crois, des établissements nationaux de métrologie électrique apporta à ces travaux sous l'impulsion de son Président Mascart et de son Directeur Paul Janet une contribution importante que l'on trouvera relatée dans les Bulletins de la S. F. E. de 1908. Raymond Jouaust qui entra dans sa trentième année et dont les qualités d'expérimentateurs s'étaient déjà manifestées prit une part importante aux travaux du L. C. E.

1°) à l'étude de l'élément Weston.

2°) à la détermination à l'électro-dynamomètre de l'équivalent électro-chimique de l'argent.

L'étude de l'élément Weston comporta la réalisation par divers Laboratoires de séries d'éléments Weston, en utilisant les mêmes règles de fabrication. L'étude de M. Jouaust comporta de juillet 1906 à juillet 1908 la comparaison périodique des diverses séries entre elles et aussi avec les éléments apportés du Bureau of Standards par M. Burgess provenant du National Physical Laboratory. Travail considérable complété par la comparaison avec des éléments Weston du type industriel saturés à 4° et des éléments Latimer-Clark.

Le travail que demanda la détermination de l'ampère absolu fut encore plus important. Le principe consiste à peser l'attraction de 2 bobines géométriquement définies et parcourues en série par le même courant. A R. Jouaust échet de réaliser et de calculer les bobines, tâche dont il s'acquitta à son honneur.

A la suite de ces travaux faits en France et à l'étranger s'ouvrit à Londres le 12 Octobre 1908 sous la présidence du Ministre du Commerce le Right hon. Winston S. Churchill M. P. la conférence internationale consacrée aux unités électriques que j'ai déjà mentionnée. Lord Rayleigh en dirigea les travaux. G. Lippmann avec R. Benoit G. de Nerville y représentaient la France et apportèrent les résultats du L. C. E. dont la plus grande partie était due au travail de R. Jouaust.

Cette conférence prit deux sortes de décision : d'abord confirmer le système électromagnétique pratique, 2° donner des règles d'établissement des réalisations matérielles des étalons. A noter que l'ohm : résistance d'une colonne de mercure de 106,3 cm et 1 mm² et l'ampère : courant qui déposait au voltamètre 1 mmgr 118 d'argent par seconde étaient les unités premières. Cependant il était défini un procédé de fabrication de l'élément Weston dont la force électromotrice à 20° était de 1,0184 volt. Cet ensemble n'était pas tout à fait cohérent au regard de la précision des mesures qu'il était déjà possible de faire. Et tout en le proposant en temps que président de la Conférence, Lord Rayleigh ne put s'empêcher de faire une réserve et bien évidemment la référence aux unités absolues se faisait plus pressante.

Cependant la guerre de 1914 fit diversion. Comme nous l'a dit M. Decaux pendant cette guerre R. Jouaust déploya toute son activité au côté du général Ferrié et d'Abraham sur les télécommunications militaires.

Après la guerre un événement important se produisit. La 6^e Conférence internationale des Poids et Mesures en 1921 vota à l'unanimité un amendement à la Convention du Mètre chargeant, le Bureau international de conserver les étalons électriques.

Un Comité consultatif d'électricité et de photométrie comportant 10 membres dont 1 représentant de chaque Laboratoire fut créé (M. Jouaust en fut nommé membre par la suite). C'est ce Comité qui, sous l'impulsion de C. K. Burgess directeur du Bureau of Standards et du Dr. D. W. Dye du N. P. L. émit le 8 juin 1929 un vœu en faveur du passage aux unités absolues, vœu que fit sien la 8^e Conférence internationale des Poids et mesures à la date du 6 octobre 1933. On abandonnait donc les représentations matérielles définies en 1908. Mais comme il se comprend, le passage était reporté au moment où les travaux des laboratoires nationaux permettraient de fixer la valeur des unités absolues par rapport aux divers étalons nationaux alors en service et de là naquit le travail, il me semble fondamental, de R. Jouaust et dont il était, à juste titre, particulièrement fier le rattachement de notre base française de résistance aux unités absolues.

M. Janet, Directeur du L. C. E. décida donc d'entreprendre cet important travail de rattachement. Un tel travail ne pouvait être qu'une œuvre collective et l'autorité de M. Janet lui permit de rassembler les concours extérieurs utiles. D'abord l'appui très précieux de l'Académie des Sciences qui alloua des subventions importantes provenant des Journées Pasteur et du legs Loutreuil puis celui des pouvoirs publics et particulièrement du Ministère des P. T. T. puis le concours du Bureau international dont le directeur M. Perard non seulement autorisa ses collaborateurs M. M. Vollet et Bonhoure à apporter leur aide mais qui contribua personnellement à établir un étalon de longueur de référence.

Enfin le L. N. R. apportait une contribution indispensable pour la mesure des temps et celle de M. Roy professeur à la Faculté de Toulouse résolut certains problèmes d'élasticité.

Paul Janet créa et mit en place tout le dispositif mais sa mort survenue au cours du travail laissa à R. Jouaust la responsabilité de l'achever. Il l'assura aisément, ses travaux plus haut relatés sur l'électrodynamomètre absolu et sa longue carrière de physicien l'ayant admirablement préparé.

Le travail comportait 3 parties :

1° — Réalisation d'une bobine d'inductance de forme géométrique définie et connaissance précise des écarts par rapport à cette forme.

2° — En fonction des données géométriques calcul du coefficient d'induction à attribuer à la bobine.

3° — Mesures électriques de comparaison avec les ohms étalons en manganin.

1° — Réalisation et mesures de longueur.

Je rappellerai d'abord les données de départ de la bobine. C'est un cylindre creux en silice fondue de 9 cm 5 de diamètre extérieur, 4 cm de diamètre intérieur sur lequel un fil de 0,3 mm de diamètre est enroulé au pas de 0,6 sous tension de 1 kg (1272 spires).

Quelques figures extraites du rapport me permettront d'être bref. Un fil partant d'une bobine réservoir (à gauche fig. 1) descendait verticalement pour les mesures dans un puits de 10 mètres de profondeur d'où il ressortait pour venir s'enrouler sur la bobine portée par un tour de précision (à droite figure 1). Dans le puits se trouvait un cathétomètre dont les deux microscopes visaient successivement un repère porté par une poulie mobile que le fil remontait en s'enroulant.

La figure II montre la mesure du pas de bobinage et de ses irrégularités sur un comparateur universel du Bureau International des Poids et Mesures.

2° — Calcul du coefficient d'induction.

Ce calcul, hérissé de difficultés comme un calcul astronomique fut mené à bien par M. Jouaust seul. Il avait une prédilection pour ce genre de calculs et il parlait des intégrales elliptiques avec volupté. Il se vérifia lui-même en employant divers procédés et calcula les corrections dues aux irrégularités géométriques par des procédés originaux.

3° — Les mesures électriques.

Reste à préciser la question du pont utilisé pour comparer une inductance $j \omega L$ à une résistance R . Il est aisé de se convaincre (et les quelques indications données ci-dessous permettront d'apercevoir) que pour que l'équation d'équilibre fournisse une relation entre réactance et résistance il faut qu'il y ait au moins deux réactances différentes dont le produit puisse donner un terme réel.

Campbell est arrivé à la conclusion qui était comode d'introduire deux mutuelles fournissant la relation :

$$\omega^2 M_1 M_2 = R r$$

M. Jouaust et son collaborateur M. Picard sont arrivés à une autre méthode conduisant à l'équation :

$$\omega^2 L M_1 = r_1 r_2$$

A la page 8 du rapport du L. C. E. il est dit :

La méthode employée au L. C. E. dérive de celle de Campbell.

Depuis il a été admis dans les travaux publiés à ce sujet qu'en effet la méthode L. C. E. dérive de celle de Campbell. Là-dessus il me semble et je voudrais vous montrer que nous devons être moins modestes pour eux-mêmes que MM. Jouaust et Picard et dire que la méthode L. C. E. postérieure à celle de Campbell et sans doute imaginée en essayant d'adapter celle de Campbell apporte à un problème différent une solution originale qui présente de surcroît un très intéressant avantage d'ailleurs souligné par M. Picard. Ce point me paraît mériter que je vous apporte quelques précisions.

Je rappellerai d'abord qu'un pont est un réseau à 3 mailles qui est représenté par un tableau carré symétrique à 9 impédances.

$$\begin{array}{ccc} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{array}$$

Si l'on suppose que les mailles ont été choisies pour que la tension U de la source appartienne à une seule maille, la première et l'intensité i du galvanomètre à une seule maille, la troisième, il faut rayer la première ligne et la 3^e colonne et l'équation du pont est :

$$(1) \quad \begin{vmatrix} Z_{12} & Z_{22} \\ Z_{12} & Z_{23} \end{vmatrix} = Z_{12} Z_{23} Z_{13} Z_{22} = 0$$

qui fait intervenir seulement 4 impédances, une impédance propre et 3^{ème} impédances mutuelles.

A noter qu'il ne faut pas confondre cette équation avec l'équation :

$$r_1 r_4 - r_2 r_3 = 0$$

que fournit l'équilibre du pont de Wheastone. Dans la première les impédances sont des impédances de branche. La forme (1) est la seule qui convient lorsque, comme c'est le cas, il y a des inductances mutuelles.

Les Z sont de la forme $Z = R + j X \omega$

en supposant, ce qui est suffisant pour mon objet, qu'il n'y ait pas de capacités.

On obtient donc pour les termes réels l'équation :

$$\omega_2 (X_{12} X_{23} - X_{13} X_{22}) = R_{12} E_{23} - R_{13} R_{22}$$

où X_{22} est une self inductance.

Solution de Campbell : $X_{13} = 0$ $R_{12} = 0$

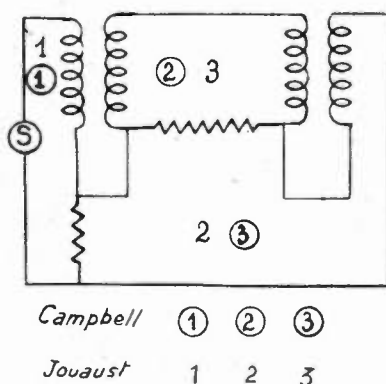
$$(2) \quad \omega^2 X_{12} X_{23} = - R_{13} R_{22}$$

Solution Jouaust-Picard : $X_{12} = 0$ $R_{13} = 0$

$$(3) \quad - \omega_2 X_{13} X_{22} = R_{12} R_{23}$$

C'est à dire que dans les deux cas, la maille 1, maille de la source, n'a aucune réactance mutuelle avec l'une des deux autres mailles et aucune résistance commune avec l'autre.

Comme l'indique la figure, on passe du cas « C » au cas « J » en intervertissant les numéros des mailles 2 et 3, c. à d. en transférant le galvanomètre de la maille qui a une résistance commune avec la maille 1 à celle qui a une mutuelle. Il s'agit donc bien de deux variétés singulières du pont général



obtenu en annulant certains des coefficients. Le schéma « J » possède l'avantage que les résistances afférentes aux inductances du 1^{er} membre R_1 , R_{33} , R_{22} ne figurent pas dans le second membre alors que dans le schéma « C » R_{12} , R_{22} au second membre contiennent des résistances afférentes aux inductances X_{12} et X_{22} .

Les détails d'expériences.

Naturellement, une fois précisée la méthode, il fallait entrer dans l'étude détaillée de ses modalités d'emploi et s'efforcer d'extirper toutes les causes d'erreurs dues aux impuretés du pont, aux harmoniques, etc...

Ce qui fut, sous la direction de M. Jouaust, fait par M. Hérou avec une grande maîtrise.

La moyenne des 57 déterminations qui furent faites conduit à la valeur :

$$\frac{\text{ohm international}}{\text{ohm absolu}} = 1,00051$$

N. P. L. trouvait 1.00050

B. of. S. 1.00045

L'œuvre de métrologie effectuée au L. C. I. E. a une importance considérable et pour les laboratoires industriels et pour les laboratoires scientifiques. Les crédits nécessaires sont fournis à la fois par l'industrie et par l'Etat. Ceux de l'Etat n'ont pas évolué avec la monnaie, et M. Jouaust s'en affligeait, je crois.

Il faut donc exprimer le vœu que cette situation anormale soit rectifiée, pour permettre de poursuivre en France les travaux de métrologie, que je vous ai rapportés, et dont R. Jouaust fut un des ouvriers les plus actifs.

L'ŒUVRE DE RAYMOND JOAUST EN ÉLECTROTECHNIQUE

PAR

PAUL DE LA GORCE

Directeur Adjoint

du Laboratoire Central des Industries Electriques

Quand Raymond Jouaust sortit en 1900 de l'Ecole Supérieure d'Electricité, il ne dut pas, je l'imagine, hésiter longtemps sur l'orientation de sa carrière. Ses aptitudes et ses goûts le prédestinaient à la recherche scientifique. Et c'est sans doute pour obéir à cette vocation qu'il entra bientôt au Laboratoire Central d'Electricité.

Il s'y trouva dans un milieu très propice à l'épanouissement de ses dons : sous la direction du maître incomparable que fut Paul Janet, dont la haute autorité se conciliait avec la plus exquise bienveillance ; parmi des collègues — Laporte, Durand, David — devenus bien vite des amis, voués comme lui au culte désintéressé de la science ou de la technique. Paul

Janet avait l'ambition de réaliser au Laboratoire Central d'Electricité les buts assignés aux grands Laboratoires Nationaux. Il les a lui-même définis : un phénomène étant connu « déterminer méthodiquement et avec précision les données numériques qui sont indispensables à l'industrie pour utiliser ce phénomène, étudier les méthodes relatives à ces mesures, fournir à l'industrie les étalons dont elle a besoin » Et résumant sa pensée : « Le rôle primordial de ces Laboratoires, écrivait-il, doit être de tirer de la science toutes les ressources utilisables à l'industrie du pays ». C'était ouvrir un large champ d'activité à un homme tel que Jouaust d'un esprit inventif d'une curiosité toujours en éveil, qu'aucun labeur ne re-

butait, et dont l'envergure intellectuelle ne pouvait se satisfaire de la besogne quotidienne, quelque soin qu'il mît à l'accomplir.

Il avait prélué à ses travaux de recherche par une étude sur l'effet Wiedemann, amorcée à la Faculté des Sciences de Rennes où il avait été l'élève de Pierre Weiss. Sous ce nom d'effet Wiedemann, on désigne un phénomène de magnéto-striction qui provoque la torsion d'un fil de fer ou de nickel parcouru par un courant sous l'action d'un champ magnétique. Il présente des complications singulières. Jouaust détermina la forme des cycles : champ-torsion ; mit en évidence les variations du sens de torsion avec la nature du métal et, pour un même métal, avec l'intensité du champ ; il étendit ses recherches aux aciers au nickel à forte teneur, en liaison avec les travaux de Ch. Ed. Guillaume. Il devait revenir sur ce sujet beaucoup plus tard en 1931 ; à cette époque, ayant utilisé l'effet Wiedemann à l'entretien d'un pendule, il en déduisit une méthode pour déterminer les variations de rigidité du nickel sous l'action du champ.

C'est également à des questions intéressant le ferromagnétisme que furent consacrées les premières recherches de Raymond Jouaust au Laboratoire Central d'Electricité. Le tracé des cycles d'hystérésis sur les aciers doux y était réalisé par la méthode de Rowland. Dans cette méthode, les variations du champ sont produites à partir du maximum par bonds successifs, les variations de flux correspondantes étant mesurées au balistique. L'exactitude des mesures était mise en doute car, suivant l'épaisseur de l'éprouvette, les résultats présentaient des différences systématiques. Jouaust démontra que les anomalies avaient pour cause la viscosité magnétique. Il arrive en effet qu'à une modification brusque du champ corresponde une variation d'aimantation beaucoup plus lente qui ne s'achève qu'après plusieurs secondes. La déviation du balistique est alors plus faible que ne l'aurait comporté la variation d'aimantation. Le phénomène ne se manifeste qu'aux inductions assez basses et présente un maximum au voisinage du champ coercitif. De plus l'action des courants induits complique et renforce l'effet de la viscosité.

Ayant mis en évidence les causes d'erreur, Jouaust indique le mode opératoire qui permet de les éviter. Il suffit d'appliquer au tracé des cycles d'hystérésis la méthode d'Ewing, mais en la modifiant légèrement. Cette méthode consiste à ramener après chaque mesure le champ magnétisant à sa valeur maximum (c'est-à-dire à une région saturée de la courbe) et à évaluer la variation de flux produite en faisant passer le champ de cette valeur maximum H à une autre valeur plus faible h . Dans ces conditions, la lecture au balistique peut être faussée par suite de la viscosité ; mais quand, inversement, on passe de h à H la mesure devient correcte. Il suffira donc d'apporter à la méthode d'Ewing la légère modification qui consiste à faire les mesures en revenant au maximum du champ magnétisant pour avoir des résultats exacts dans tous les cas.

Les causes d'erreur signalées par R. Jouaust n'interviennent pas dans les mesures industrielles actuelles où on utilise généralement un fluxmètre (qui

est un instrument intégrateur). Mais ses observations gardent toute leur valeur quand il s'agit de mesures précises effectuées au balistique.

Le mémoire que nous venons d'analyser date de 1904. Deux ans plus tard en 1906 R. Jouaust poursuivant ses travaux sur les matériaux ferromagnétiques présenta à la Société Internationale des Electriciens une communication sur la mesure des pertes totales dans les tôles en courant alternatif. Cette mesure venait d'être introduite dans les cahiers des charges allemands, et elle fournit en effet une donnée fondamentale pour les constructeurs de machines. Mais elle présente des difficultés, insoupçonnées de prime abord, et que Jouaust mit très clairement en évidence. Il s'agit en effet de mesurer la puissance dissipée dans l'échantillon de tôle sous une induction donnée. Or cette induction, ne peut être déterminée que si on connaît le facteur de forme de la courbe de force électromotrice induite (rapport de la tension efficace à la tension moyenne). C'est là une première difficulté qu'il est aisé de résoudre aujourd'hui ; mais en 1906, il fallait pour déterminer le facteur de forme un relevé à l'oscillographe et des mesures graphiques longues et précises. Une autre difficulté provient de la mesure au wattmètre dans des conditions délicates (facteur de puissance très bas). Sur ce point aussi, les progrès réalisés dans la construction des appareils de mesures ont permis des déterminations plus aisées et plus exactes. Il n'en reste pas moins à Jouaust le mérite d'avoir, dès 1906, établi la théorie complète de la méthode, indiqué les précautions à prendre, les corrections, les causes d'erreurs, au point que son mémoire peut être encore aujourd'hui consulté avec fruit.

Joaust avait réalisé ses mesures sur des éprouvettes toroïdales qui offraient l'avantage de ne comporter aucun joint. Pour rendre la méthode plus pratique, éviter une perte de métal et l'exécution d'un bobinage, on introduisit dans la technique industrielle l'usage d'un appareil imaginé par l'électricien Allemand Epstein, qui comporte des enroulements tout préparés, où les tôles sont essayées sous forme de bandes faciles à découper. Les imperfections théoriques de l'appareil, joints multiples, inégale répartition du champ, nécessitaient une comparaison avec l'emploi du tore. Jouaust y consacra plusieurs études parues dans le Bulletin de la S.F.E. où il montra non seulement les causes d'erreur, mais les moyens d'y pallier.

Pour les mêmes raisons, dans les mesures de perméabilité, on abandonna peu à peu la méthode du tore au profit des perméamètres industriels (Picoulliouvi). Jouaust présenta en 1912 une étude critique de ces appareils, fondée sur des recherches expérimentales très minutieuses. Ses remarques ont été mises à profit, et il en est encore tenu compte dans la construction du perméamètre Iliovici universellement utilisé dans l'industrie.

On admet généralement que les pertes dans les tôles croissent à peu près comme le carré de l'induction. Cependant, R. Jouaust constata au cours de nombreuses mesures faites au Laboratoire, que pour certaines tôles les pertes croissent plus vite. L'exposant pour ces catégories de tôles variait de 2,1 à 2,5. Jouaust rechercha la cause de cette anomalie

et dans une communication présentée à la Société Française des Electriciens en 1926, il l'attribua à une hétérogénéité des tôles au silicium, une oxydation des surfaces extérieures ayant transformé partiellement le silicium en silice (comme le montra une analyse faite au Laboratoire de Le Chatelier). Les bandes de tôles se comportaient alors comme la juxtaposition de deux métaux de perméabilité différentes et on peut montrer théoriquement que dans ce cas les pertes doivent croître plus vite que le carré de l'induction moyenne. Jouaust indiqua un procédé simple pour discriminer ces tôles. Il suffit de les mesurer au perméamètre et de tracer une courbe ayant pour abscisse le champ magnétisant et pour ordonnée le quotient de champ magnétisant par l'intensité d'aimantation. On obtient une droite pour les aciers normaux, tandis que pour les aciers anormaux la courbe se décompose en deux portions de droite. Ces remarques et ces suggestions, quoique fort intéressantes et susceptibles d'applications pratiques, ne semblent pas avoir trouvé d'écho. On peut regretter qu'elles n'aient pas retenu davantage l'attention des électrotechniciens et des métallurgistes.

Pour compléter cet aperçu de l'œuvre de Jouaust en ferro-magnétisme, nous rappellerons qu'il étudia aussi le comportement des tôles en haute fréquence. Ce problème lui avait été posé par Bethenod vers 1910 en vue de la construction d'alternateurs destinés à la T.S.F. On ne disposait alors pour ce genre de mesures que de moyens très réduits. Le courant de fréquence 100.000 cycles par seconde environ — était fourni par un arc de Poulsen. Sur un conducteur parcouru par ce courant était enfilé une éprouvette toroïdale, formée des tôles à étudier, et un autre tore en bois de mêmes dimensions. Les deux tores portaient des enroulements identiques. On mesurait avec un électromètre les forces électromotrices induites aux bornes des enroulements de chaque tore. Leur rapport donnait la perméabilité des tôles. Une troisième mesure, celle de la tension résultante obtenue en mettant en série les enroulements des deux tores, permettait de calculer les pertes. Le procédé ne permettait sans doute pas une précision bien grande, mais il était d'une ingénieuse simplicité. Ces recherches n'eurent pas de suite, car le problème de la construction des alternateurs à haute fréquence perdit tout intérêt quand furent découverts les émetteurs à lampes.

Jouaust contribua à l'étude des deux métaux conducteurs les plus utilisés en Electrotechnique : l'aluminium et le cuivre. Pour le cuivre il préconisa de substituer dans certains cas à la mesure de la résistivité, celle du coefficient de variation de résistance avec la température. On sait en effet par la loi de Matthiessen que le produit de ce coefficient par la résistivité est une constante et que la connaissance de l'une ou l'autre grandeur renseigne également sur le degré de pureté du métal. Or il peut être plus aisé de mesurer un coefficient de température qu'une résistivité, quand les dimensions géométriques de l'éprouvette sont difficiles à déterminer exactement. Jouaust vérifia que la loi de Matthiessen est également applicable à l'aluminium. Ces mesures furent faites au cours d'une étude demandée par la

Commission Electrotechnique Internationale pour fixer les constantes d'un aluminium type.

Dans le domaine des isolants nous signalerons d'abord un travail entrepris par Jouaust à la demande des constructeurs de turbo-alternateurs et publié en 1921 sur la conductibilité calorifique des diverses qualités de micanite. Mais ses recherches les plus importantes eurent pour objet les huiles de transformateurs. Elles furent entamées à la fin de 1910, en une période où l'activité du Laboratoire était réduite et les moyens de travail insuffisants. Cependant la question offrait un intérêt d'actualité. Les difficultés de remplacement des huiles obligeaient à les utiliser jusqu'à leur extrême limite d'emploi. Quel critérium choisir pour apprécier le vieillissement de l'huile ? La mesure de l'acidité fournit un indice, mais ne suffit pas. Sachant que le vieillissement est dû à une oxydation et que les produits d'oxydation sont des molécules polaires, on est conduit à chercher un procédé qui permette de déceler et si possible de doser ces molécules. Jouaust imagina plusieurs méthodes l'une fondée sur la mesure des pertes diélectriques a été expérimentée par P. Abadie au Laboratoire National de Radioélectricité. La courbe des pertes diélectriques dans les huiles en fonction de la fréquence présente pour des longueurs d'onde de l'ordre de quelques mètres un maximum qui correspond aux molécules polaires et dont l'amplitude dépend de leur nombre. Une autre méthode est celle des couches minces de Devaux ; elle a été mise en œuvre au Laboratoire par M. Picard. L'aire de la couche mince réalisée à la surface de l'eau par une quantité donnée d'un liquide non miscible est fonction du nombre de molécules polaires qu'il contient. C'est donc cette aire qu'il s'agit de mesurer et on y parvient assez simplement. Enfin le 3^e procédé repose sur la mesure de la tension interfaciale huile-eau. Cette mesure était réalisée à l'aide d'un tensiomètre Lecomte du Nouy ; et, après une mise au point

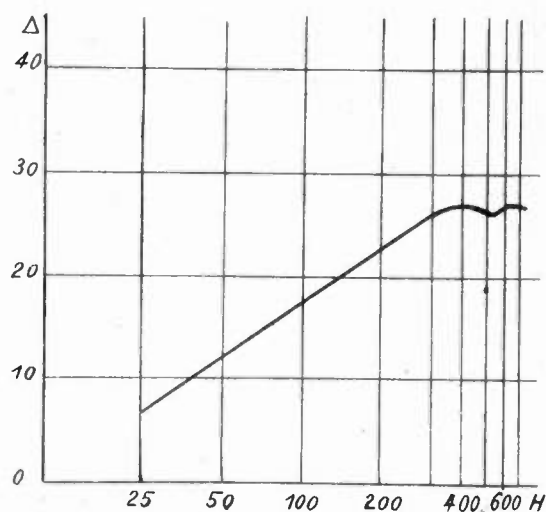


Fig. 1

du mode opératoire, elle se révéla d'un emploi commode et rapide. La différence Δ entre la tension superficielle de l'eau et la tension interfaciale huile-eau croît avec le nombre de molécules polaires, c'est-à-dire avec le vieillissement. Comme l'avait prévu

Jouaust, les trois méthodes donnent le même classement pour les huiles ; les deux dernières sont d'ailleurs basées sur le même phénomène physique.

Pour des raisons pratiques, la mesure au tensiomètre fut préférée. Jouaust étudia la variation du Δ sur des huiles soumises à un vieillissement artificiel pendant plus de 700 heures. Si le temps est porté en coordonnées logarithmiques, la courbe de variation de Δ est linéaire, jusqu'à une certaine valeur (25 à 30 dynes), puis se poursuit presque horizontalement avec des fluctuations irrégulières (Fig. 1). Le coude de la courbe correspond à la formation des dépôts. Au delà du coude on peut supposer que les fluctuations tiennent à ce que l'huile s'enrichit ou s'appauvrit en produits polaires suivant qu'ils restent en suspension ou se précipitent. L'étude avait donc abouti à un résultat important : elle avait permis de finir un moyen pratique d'apprécier le vieillissement de l'huile et de déterminer avec une certaine approximation si elle commence à former des dépôts. La méthode n'a cessé depuis lors d'être utilisée au Laboratoire et de fournir des renseignements précieux.

Mais Jouaust n'était pas de ceux qui se tiennent pour satisfaits d'avoir éclairci une partie du problème, quand il reste des points obscurs. Il s'efforça de trouver une relation entre le vieillissement et la composition chimique des huiles, essaya de déceler cette composition par des procédés physiques : courbe de réfraction spécifique, pouvoir rotatoire magnétique (cette dernière mesure fut faite au Laboratoire de M. Cotton).

Enfin il publia un travail sur la conductibilité des diélectriques liquides d'où il ressort que la résistivi-

té d'une huile en courant continu est une caractéristique difficile à établir et à interpréter.

Le problème si délicat et si complexe des diélectriques ne cessa d'ailleurs de l'intéresser. Il accorda une attention particulière à la résistance superficielle des isolants et relia cette propriété à la mouillabilité. Il exposa ses vues sur ce sujet dans un ouvrage consacré aux diélectriques publié il y a un an.

J'ai essayé de rappeler et d'analyser brièvement les articles ou mémoires consacrés par Raymond Jouaust à l'Electrotechnique. Mais cette part écrite de son œuvre ne représente qu'une faible fraction de son activité dans ce domaine. Durant les 40 années qu'il passa au Laboratoire, comme Chef de Travaux, Sous-Directeur, Directeur, il n'y eut guère d'essais importants ou difficiles auxquels il n'apportât une participation efficace, soit qu'il en assurât lui-même l'exécution, soit qu'il aidât de ses directives ou de ses conseils ceux qui en avaient la charge.

Si durant ces quelques décades le Laboratoire Central d'Electricité put, comme Paul Janet l'avait souhaité, remplir le rôle de Laboratoire National — rôle éminemment utile, mais bien lourd eu égard à ses faibles ressources — ce fut pour une très large part grâce à la science, à l'activité, au dévouement de tous les instants de Raymond Jouaust. L'industrie Electrique lui doit et se doit à elle-même de garder et d'honorer son souvenir.

CONCLUSIONS AU CYCLE DES CONFÉRENCES SUR LA RADIONAVIGATION ⁽¹⁾

PAR

P. BESSON

Ingénieur en Chef des Ponts-et Chaussées

Au terme de la série de Conférences consacrées à la Radionavigation, il a paru désirable d'essayer de dégager, de l'ensemble des études effectuées, certaines conclusions (2). Celles-ci auraient pu débiter par un classement des très nombreux procédés de navigation, mais une telle mise en ordre a déjà été effectuée d'une manière détaillée par M. P. David, lors de la Conférence d'introduction. Aussi a-t-il semblé préférable d'examiner quels sont, parmi les divers systèmes décrits, ceux que les usagers — navigateurs aériens ou maritimes — considèrent comme le mieux adaptés à la satisfaction de leurs besoins.

Il faut bien considérer, en effet, que, des nombreux dispositifs certains ont eu surtout un intérêt militaire, et ne paraissent pas devoir se développer en temps de paix pour la navigation civile, d'autres ont surtout un intérêt scientifique, et leur complexité même rend leur adoption délicate, d'autres, enfin, constituent surtout des vues d'avenir et ne peuvent

être mis en service immédiatement sur l'ensemble des régions que sillonne le marin ou l'aviateur.

Au contraire, certains des dispositifs énumérés, dont on a maintenant une assez longue expérience, dans des conditions d'application extrêmement variées, ont acquis la faveur des divers usagers — militaires ou civils — et leur extension et leur perfectionnement en temps de paix ne fait pas de doute. On s'est donc efforcé de recueillir, auprès des diverses catégories d'usagers, des points de vue basés sur l'expérience, et on leur a, en même temps, posé la question de leurs desiderata immédiats ou futurs pour répondre à des besoins non encore satisfaits.

Ces usagers peuvent se classer en quatre catégories :

- La marine marchande ;
- L'aéronautique civile ;
- La marine militaire ;
- L'aéronautique militaire ;

qui seront successivement passées en revue :

I. — Marine Marchande.

La première idée, tout à fait nette et bien ancrée, qui s'est dégagée des échanges de vue entre les divers services intéressés et les armateurs — idée qui a été exprimée dans toutes les Conférences Internationales récentes sur le sujet — est que, quel que soit l'intérêt, d'ailleurs considérable, de certains des nouveaux systèmes de navigation, il ne conduit pas à supprimer les anciennes aides à la navigation maritime. Il est à peine besoin d'insister sur ce point en ce qui concerne les phares lumineux et les signaux sonores de brume, qui sont directement perceptibles pour le marin, mais la même opinion a été affirmée avec force en ce qui concerne les radiophares à rayonnement circulaire, relevables au radiogoniomètre, que l'on aurait pu croire quelque peu menacés par les nouveaux systèmes. En réalité, il a été demandé, non seulement de poursuivre l'exploitation de ces réseaux, mais même de les développer, notamment dans les régions tropicales ou équatoriales, où il n'existe encore que peu d'émetteurs. La raison est,

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 12 mars 1949.

(2) Les Conférences de cette série qui ont été publiées dans *l'Onde Electrique* sont les suivantes :

Introduction à la Radionavigation, par P. DAVID (janvier 1949) ;
Le Navigateur « Decca », système de navigation hyperbolique, par P. GIROUD et L. COUILLARD (janvier 1949) ;

La Radionavigation aérienne en temps de guerre, par le Lieutenant de Vaisseau GUIGONIS (janvier 1949) ;

Les radiophares du type « Consol », par H. PORTIER (février 1949) ;

Aides Radioélectriques à l'approche et à l'atterrissage. Contrôle du trafic aérien, par A. VIOLET (mars 1949) ;

Radars de navigation maritime, par G. KNAZEFF (mai 1949) ;

Le Loran, par H. PORTIER (juillet 1949) ;

Le Système Oboe, par P. BESSON (octobre et novembre 1949).

Si l'on y ajoute deux études de caractère général publiées précédemment :

Nouvelles aides radio à la navigation aérienne, par J. FAGOT, (janvier et février 1948).

La Radioélectricité et la Navigation aérienne dans l'aviation civile par F. PENIN (mars 1948)

et une étude plus particulière :

Le Câble d'atterrissage et ses applications modernes possibles, par S. OSTROVIDOW (juin 1949).

On disposera d'un groupe d'articles fournissant une bonne vue d'ensemble de l'état actuel des diverses techniques que l'on inclut habituellement dans le terme général de « Radionavigation », aussi bien maritime qu'aérienne, et qui demanderait seulement à être complétée en ce qui concerne certains systèmes d'approche, tels que le Shoran, et les dispositions utilisées dans les divers répondeurs de radars — tant passifs qu'actifs.

d'une part, que le nombre des radiogoniomètres installés à bord des navires est aujourd'hui très grand, et qu'on ne peut envisager de les laisser inutilisés, d'autre part, que le prix de ces appareils est bien inférieur au prix de la plupart des nouveaux dispositifs, tandis que leur simplicité plus grande réduit la probabilité des pannes, ou permet de porter remède à celles-ci plus facilement, enfin, que les navigateurs ont aujourd'hui acquis une grande confiance dans ces appareils et connaissent bien leurs conditions d'emploi et les quelques cas dans lesquels les relèvements peuvent, pour une raison ou une autre, être entachés d'une certaine erreur.

Ce premier point acquis, il est en général admis, que, de tous les nouveaux dispositifs, celui qui présente l'intérêt le plus immédiat pour le marin marchand, est le radar de navigation fonctionnant sur 3 ou sur 10 cm de longueur d'onde, et permettant d'avoir, sur son indicateur panoramique, une vue suffisamment précise de tout ce qui entoure le bateau et, éventuellement, de la côte voisine. Un tel appareil possède notamment l'avantage de rendre des services sans être lié à aucune installation à terre, et de pouvoir, par conséquent, être utilisé dans les régions où n'existe aucun système de balisage organisé.

Il est sans doute à souhaiter que, dans l'avenir, certains points particuliers des côtes puissent être équipés de répondeurs fournissant une émission codée qui permette de reconnaître sans ambiguïté le point dont il s'agit. Mais l'expérience actuelle montre que ces appareils sont encore délicats et nécessitent, pour leur bon fonctionnement, une surveillance presque permanente. Des dispositifs plus simples (Raymark), fournissant une émission sur la longueur d'onde du radar, mais sans que les impulsions émises soient déclenchées par ce dernier, sont actuellement en cours d'essai, tant en France qu'à l'étranger, et, sans donner autant de renseignements qu'un répondeur, permettent, néanmoins, de caractériser un point de la côte par une raie lumineuse apparaissant sur l'écran de l'oscillographe du radar, et reliant le centre de cet écran à l'image du point en question.

L'intérêt d'un radar très simplifié et de prix relativement bas, dit « radar anticollision », non utilisable pour la navigation, mais destiné seulement à indiquer grossièrement les obstacles se trouvant dans un certain rayon autour du navire, est encore discuté. Certains voient dans cet appareil un moyen de faire bénéficier de la nouvelle invention les petits bateaux, à qui il n'est pas raisonnable de demander d'engager la dépense nécessaire pour l'acquisition d'un véritable radar de navigation, et qui, d'ailleurs, bien souvent, n'ont pas des dimensions suffisantes pour l'installation convenable d'un tel appareil et de son antenne tournante. D'autres craignent que la réduction de prix soit obtenue aux dépens de la sécurité de fonctionnement, et ils font remarquer, à juste titre, qu'un radar pour lequel le risque de pannes devient notable, peut être beaucoup plus dangereux qu'utile pour un navire, car son Capitaine se croira en sécurité, alors qu'en réalité cette fausse impression proviendra d'un défaut de fonctionnement de l'appareil.

Certains trouvent enfin un intérêt à de grands ra-

dars installés à terre, et destinés à la surveillance des abords d'un port important, comme il en existe déjà en Europe, notamment à Liverpool et au Havre, mais un tel appareil rendra surtout des services lorsque les moyens de liaisons radio-téléphoniques entre la côte et les divers navires approchant d'un port se seront développés, ce pourquoi il est envisagé de faire appel à des liaisons sur ondes de très hautes fréquences, au voisinage de 150 Mc/s (longueurs d'onde voisines de 2 mètres).

Pour le reste, la marine marchande n'a pas d'autres besoins particuliers, et, d'une façon générale, elle s'en remettra au choix des grands systèmes de navigation que pourra faire l'aviation, qui est le service le plus directement intéressé. Si elle collabore dès maintenant avec ce service pour la réalisation de certaines installations du type Consol sur les côtes occidentales de l'Europe, elle n'élimine pas pour cela les autres systèmes, et elle les expérimentera le moment venu.

II. — Aviation Civile.

Dans ce cas encore, on note, comme pour la marine marchande, et pour des raisons analogues, un désir de maintenir l'infrastructure radioélectrique de guidage à moyenne distance ayant fait ses preuves, c'est-à-dire les radiophares à rayonnement circulaire, et les radiophares directionnels, à cadres croisés ou à groupes d'antennes.

Mais, d'autre part, il est prévu une extension des dispositifs nouveaux, que l'on peut répartir entre ceux destinés à la navigation à grande distance, ceux pour la moyenne distance, ceux intéressant les abords des aérodomes, ceux destinés à la surveillance même de ces abords, et, enfin, les dispositifs d'atterrissage proprement dits.

a/ *Dispositifs pour grandes distances.* — Le système LORAN Standard a, comme on le sait, reçu un grand développement, et il permet, notamment, la navigation transatlantique depuis l'Amérique et jusqu'à quelque 500 kilomètres des côtes de l'Europe.

Comme il présente l'inconvénient de couvrir une bande de fréquences assez large, ce qui risque de provoquer des brouillages, les Conférences Radioélectriques qui ont eu à s'occuper de ce problème, avaient convenu qu'un examen serait fait au cours de l'année 1949, pour voir si d'autres dispositifs utilisant des bandes de fréquences moins larges seraient, dès ce moment, aptes à le remplacer. Il a été reconnu qu'il n'en était pas ainsi, et, en conséquence, il a été décidé de maintenir en fonctionnement les systèmes LORAN Standard jusqu'en 1952, année au cours de laquelle un nouvel examen de la question sera effectué.

Quant aux autres dispositifs LORAN, notamment au LORAN L.F., s'ils ont fait l'objet d'essais intéressants, ils ne sont pas utilisés en exploitation normale, bien que certaines bandes de fréquences aient été envisagées pour leur emploi.

b/ *Navigation à moyenne distance.* — En Europe, il a été décidé d'utiliser, dans ce but, le système DECCA, qui présente le très grand avantage de fonction-

ner en ondes entretenues pures, et de n'utiliser qu'une bande de fréquences très réduite. Comme on le sait, une première chaîne a été installée dans la partie sud-est de la Grande-Bretagne et une seconde est en cours d'installation en Cornouailles, tandis qu'une troisième fonctionnera au Danemark. Cet ensemble couvrira ainsi une partie appréciable du nord-ouest de l'Europe.

Parallèlement, d'ailleurs, l'O.A.C.I. a pris la décision de provoquer l'installation de divers radiophares CONSOL, étant donné la facilité d'utilisation de ce dispositif, et le fait qu'il ne nécessite, à bord, aucun appareil spécial de réception. L'un de ces postes est en cours d'érection près de Quimper, par les soins du Service des Phares et Balises Français, travaillant en liaison avec les Services de l'Aéronautique Civile, et cet appareil sera évidemment fort utile, non seulement aux navigateurs aériens, mais aussi aux navigateurs maritimes doublant la Bretagne. Un autre poste devait être installé au voisinage de Marseille, mais sera vraisemblablement abandonné. Enfin, d'autres CONSOL sont prévus au Groenland.

c/ *Navigation aux environs des aérodromes.* — Pour l'ensemble des manœuvres à effectuer aux abords mêmes des aérodromes, dans les zones d'approche, ou lorsqu'un avion doit attendre un certain temps avant d'atterrir, il est prévu l'usage de radiophares fonctionnant sur VHF, suivant le dispositif mis au point aux Etats-Unis par l'Administration de l'Aéronautique Civile. Ce dispositif nécessite, évidemment, à bord de l'avion, un récepteur spécial. Il pourra être complété par des systèmes de mesure de la distance entre l'avion et une balise répondeuse au sol, placée au voisinage de l'aérodrome.

Pour le fonctionnement de ce radiophare sur VHF, une bande de fréquence de 100 à 116 Mc/s a été réservée, la bande adjacente, allant de 116 à 132 Mc/s étant, de son côté, affectée à la radiotéléphonie et à la radiogoniométrie.

d/ *Surveillance des abords des aérodromes.* — On a déjà expérimenté et en envisage le développement, pour cette application, de systèmes de radars munis d'écrans PPI et d'écrans PPI amplifiés, et permettant d'avoir une vue nette et précise de tout ce qui se passe au voisinage des aérodromes, jusqu'à une distance d'une centaine de kilomètres (sous réserve, bien entendu, qu'à ces distances, l'avion soit assez haut pour être vu). Ces appareils de surveillance comporteraient un radar de grandes dimensions et de très grande puissance, fonctionnant sur ondes voisines de 10 cm et explorant, en azimuth, les 360° de l'horizon, et un radar fonctionnant sur une longueur d'onde de 3 cm, orientable dans une direction donnée et pouvant, alors, balayer le quadrant compris entre l'horizon et le voisinage du zénith, pour mesurer le site des avions.

C'est pour le premier de ces deux radars que seront particulièrement appréciés les dispositifs de suppression des échos fixes, qui ne laissent apparaître avec netteté, sur l'écran de l'oscillographe, que les échos dus aux avions.

L'usage d'un tel ensemble sera évidemment très facilité si on peut lui adjoindre un système pratique

et aussi simple que possible d'identification des appareils, mais cela n'est pas encore du domaine de l'exploitation, et on peut envisager, concurremment, soit une identification par radiogoniométrie sur VHF, qui peut être rendue automatique et reportée sur l'écran du radar, soit des dispositifs de réponses codées des avions, soit d'autres systèmes plus complexes, qui ont été proposés de divers côtés.

f/ *Atterrissage.*

Un choix n'a pas été fait entre les systèmes de guidage à l'atterrissage par réalisation d'une trajectoire de descente — systèmes dérivant des dispositifs LORENZ utilisés longtemps avant la guerre — et les systèmes de GCA qui comportent des radars installés à terre, transmettant à l'avion, par radiotéléphonie, les indications nécessaires pour atterrir.

Dans la première catégorie, qui a l'avantage de laisser la responsabilité des manœuvres au pilote, le dispositif le plus utilisé en Europe est le système mis au point en Grande Bretagne et connu sous le nom de ILS, dont l'émetteur de guidage en direction utilise une fréquence voisine de 100 Mc/s, tandis que l'émetteur de guidage en altitude fonctionne sur 300 Mc/s, les diverses balises d'approche émettant sur 75 Mc/s.

Quant aux dispositifs GCA, ils emploient des radars fonctionnant sur 3 cm de longueur d'onde, qui sont utilisés, d'ailleurs, en liaison avec un radar de surveillance générale, moins perfectionné que celui dont il a été question ci-dessus, et émettant sur 10 cm de longueur d'onde. Certaines tendances se manifestent, d'ailleurs, pour porter cette longueur d'onde à 23 cm.

III. — *Marine militaire.*

Pour la navigation proprement dite, le point de vue est pratiquement identique à celui de la marine marchande, ceci, tout au moins, en temps de paix. Pour le temps de guerre, il convient de considérer les problèmes du brouillage et du secret, qui seront examinés ci-dessous, d'une manière générale.

D'autre part, des problèmes spéciaux peuvent se poser, qui sont bien des problèmes de navigation, mais particuliers aux services militaires, comme, par exemple, le problème du guidage de projectiles ou de fusées pouvant se déplacer, soit dans l'air, soit à la surface de l'eau, soit au-dessous de cette surface.

IV. — *Aviation militaire.*

Ici encore, e avec les mêmes réserves que pour la marine marchande, on constate une identité de vues avec l'aéronautique civile.

Pour l'atterrissage, une certaine préférence paraît aller au GCA. La navigation à grande distance fait, elle, un assez grand usage des radiophares à rayonnement circulaire, avec radiocompas automatique à bord. En dehors des appareils de tir, les radars de bord sont assez peu répandus, sauf comme dispositifs anticollision, et dans l'aéronautique navale, qui utilise des radars du type H2S, reproduisant l'image d'une portion du sol ou de la mer, au-dessous de l'appareil.

V. — Les problèmes du brouillage et du secret.

Comme il vient d'être dit, ces problèmes sont particuliers aux organismes militaires, et ils se présentent, d'ailleurs, d'une manière un peu analogue pour la marine et pour l'aviation. Ils viennent compliquer terriblement la question de la navigation à grande ou à petite distance.

Pour le brouillage, il convient de considérer deux modes d'action tout à fait distincts : il y a, d'abord, le brouillage qui empêche simplement d'utiliser un ensemble de guidage en fonctionnement, mais qui est perceptible pour l'utilisateur, qui sait, dès lors, qu'il doit avoir recours à d'autres procédés de navigation. Mais il y a aussi le brouillage, combien plus dangereux, qui provoque, dans les signaux reçus, une perturbation que l'utilisateur ne peut déceler, et qui a pour conséquence de lui faire recueillir des indications inexactes.

Appartiennent à cette catégorie les divers systèmes de « déviation », dont certains ont été étudiés ou même réalisés pendant les hostilités, et qui, si un nouveau conflit devait éclater un jour, ne manqueraient sans doute pas de se développer considérablement.

À cet égard, on peut noter que les dispositifs de guidage utilisant des impulsions sont relativement à l'abri de ces brouillages, tandis que ceux qui utilisent des ondes entretenues pures ou modulées sinusoïdalement risquent beaucoup plus de voir l'ennemi fausser leurs indications.

Enfin, reste la question du secret. Il est certain qu'en temps d'hostilités, il faut éviter qu'un dispositif de navigation ou de guidage, fonctionnant au bénéfice d'avions ou de navires amis, soit utilisé également par l'adversaire pour guider ses flottes maritimes ou aériennes. Sans doute peut-on, dans la plupart des systèmes proposés, envisager l'utilisation de « clés » qui permettraient de rendre le système secret pendant un certain temps au moins, et c'est ainsi, par exemple, que, dans les systèmes à impulsions, on pourrait retarder, suivant une loi connue des seules troupes amies, les instants d'émission de certaines impulsions, tandis que, dans les systèmes à ondes entretenues pures, on pourrait également modifier, suivant une certaine loi, la phase de celles-ci. Mais, dans ces divers cas, l'ennemi percera très vite le secret, et arriverait rapidement à reconstituer la clé, ce qui nécessiterait des changements fréquents de cette dernière, compliquant l'utilisation.

On peut donc penser que c'est plutôt à des systèmes nouveaux, préparés dès le temps de paix, mais mis en service seulement au moment des opérations, que l'on pourrait avoir recours pour assurer, dans les meilleures conditions possibles, la navigation ou le guidage radioélectrique, sans que l'ennemi puisse, de son côté, en tirer bénéfice. L'ingéniosité des inventeurs peut naturellement se donner libre cours à ce sujet.

VI. — Problèmes non résolus.

Malgré le développement considérable des systèmes de guidage, malgré les progrès effectués au cours de la dernière guerre mondiale et depuis son

achèvement, certains problèmes, intéressant au plus haut point les navigateurs, restent encore non résolus. On les passera en revue rapidement :

a/ *Aviation.* — Le plus important de ces problèmes est celui du guidage pendant les tout derniers instants de l'atterrissage, lorsque la visibilité est si faible que la piste de l'aérodrome reste absolument invisible. Sans doute, les systèmes ILS et GCA amènent-ils l'avion dans de bonnes conditions jusqu'à quelques mètres d'altitude, mais, pour bien terminer l'opération, il est nécessaire qu'ensuite le pilote ait une vue de la piste, au besoin éclairée par des projecteurs ou marquée par des plots lumineux. Pour aller plus loin, et pour arriver à ce que, dans une exploitation normale, la totalité de l'atterrissage s'effectue sans intervention humaine — et sans entraîner, malgré cela, de risques supplémentaires notables — on s'efforce, par exemple, de courber et de donner une forme parabolique ou exponentielle à la dernière partie de la trajectoire de guidage en altitude, qui viendrait, ainsi, tangenter plus ou moins bien le sol de l'aérodrome. On peut aussi faire appel à des dispositifs faisant intervenir la capacité électrique entre un organe porté par l'avion et le sol, ou bien la capacité de deux pièces portées par l'avion, et qui varie lorsque ce dernier se rapproche du terrain, ou bien à des systèmes mécaniques, plus rustiques, comportant une sonde pendante, qui vient toucher le sol quelques instants avant l'avion. Mais ce n'est plus alors là du guidage radioélectrique.

Du côté de l'aéronautique militaire, la navigation radioélectrique des avions de chasse monoplace, où le pilote doit assurer toutes les fonctions, et où le matériel supplémentaire à installer est très limité en poids comme en encombrement, continue à constituer un problème de solution délicate.

b/ *Marine.* — L'intérêt de la mise en service de répondeurs fonctionnant sur les ondes des radars de navires ou à leur voisinage, a déjà été souligné, mais, jusqu'ici, les véritables répondeurs, dont les impulsions sont synchronisées sur celles du radar, restent des appareils complexes, nécessitant la surveillance presque permanente d'un opérateur. Il serait particulièrement intéressant d'arriver à réaliser des répondeurs simples, susceptibles, néanmoins, d'être codés, mais pouvant fonctionner sans surveillance, ou même être installés sur une bouée. Dans cette voie, un premier pas a été fait par la mise au point des Raymark, dont on a dit précédemment quelques mots.

Des systèmes réflecteurs, sans source d'énergie à haute fréquence, ont également été essayés, comportant un dispositif de volets mobiles, ou de rotation d'une pièce spéciale, permettant de donner un certain caractère à la réponse. Il ne semble pas, toutefois, que ces systèmes se soient, jusqu'ici, montrés bien satisfaisants.

Un autre problème est celui du radiophare installé à terre et destiné à être utilisé principalement par de petits bateaux n'ayant pas de radiogoniomètre, ni même de récepteur radioélectrique. On a proposé dans ce but, des radiophares à faisceaux tournant fonctionnant sur une longueur d'onde de l'ordre de 10 cm, qui seraient reçus par un récepteur extrême-

ment simple, à cristal détecteur. Concurrément on peut, d'ailleurs, étudier l'association d'un radiophare tournant, à ondes plus longues, donnant le gisement avec une certaine approximation, et d'un système dérivé du CONSOL, permettant ainsi de préciser ce gisement. Un tel ensemble présenterait l'avantage de donner des indications sur tout l'horizon (contrairement au CONSOL utilisé seul), et de ne nécessiter, à bord, qu'un récepteur radioélectrique sur ondes habituelles.

Enfin, un dernier problème, le plus délicat de ceux qui se posent aux marins, est celui de l'entrée dans un port par temps de brume, lorsque les dispositions locales sont telles que le navire ne peut ralentir, et qu'il doit franchir en vitesse les jetées, ou une passe. C'est le cas, par exemple, lorsqu'il existe des courants traversiers dus à la marée, et que le bateau, s'il ralentit au moment où son avant est engagé dans les jetées, voit son arrière déporté. Dans ce cas, étant donné la précision nécessaire, les divers dispositifs utilisés à d'autres fins paraissent insuffisants, le marin ou le pilote désirant plus particulièrement conserver la liberté de sa manœuvre et interpréter lui-même les indications qu'il peut recueillir.

On a déjà indiqué que ce problème, éminemment délicat, pourrait peut-être être résolu un jour par l'emploi d'un radar qui donnerait, de ce qui se présente vers l'avant du bateau, une vue *en relief*, analogue à celle que l'on obtiendrait, par temps clair, avec des jumelles.

On peut, sans doute, envisager, à cet effet, l'utilisation de deux émetteurs à faisceaux extrêmement déliés, fonctionnant sur des ondes de 1 à 5 mm de longueur, placés à droite et à gauche du navire et explorant synchroniquement l'espace placé devant lui, les indications de ces émetteurs étant, ensuite, reportées sur des écrans oscillographiques qui seraient examinés de telle façon que l'impression de relief soit obtenue.

Un tel système peut, évidemment, être réalisé de bien des façons différentes, et certaines études ont déjà été publiées à ce sujet, tant en Grande-Bretagne qu'aux Etats-Unis. On ne peut que souhaiter le voir étudié également dans notre pays, car, en dehors de son application à la solution du problème précis qui vient d'être envisagé, il ne manquerait pas de trouver d'autres utilisations en radioélectricité.

THÉORIE ET PRATIQUE DES MULTIPOLES EN HYPERFRÉQUENCES ⁽¹⁾

PAR

Georges GOUDET
Docteur es-Sciences

ET

Henri JASSIN
Ingénieur Civil des Télécommunications

DEUXIÈME PARTIE.

LA MESURE DES CARACTERISTIQUES DES FICHES ET CABLES COAXIAUX

PAR

Henri JASSIN

Laboratoire de Recherches de la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

I. — Impédance caractéristique.

La mesure d'une impédance en hyperfréquences se fait, en général, au moyen d'un banc de mesures d'ondes stationnaires, soit coaxial, soit guide d'ondes, suivant la fréquence à laquelle on fait la mesure. Si nous voulons définir cette impédance dans un plan S_1 du coaxial ou du guide, l'impédance à mesurer se trouvant dans un plan différent S_2 , est transformée homographiquement en une impédance dans le plan S_1 qui a pour valeur :

$$(35) \quad z_1 = \frac{a z_2 + b}{c z_2 + d}$$

z_1 et z_2 étant les impédances réduites au sens de la formule (7).

Supposons que l'impédance caractéristique Z_c d'un câble coaxial soit placée en S_2 : la mesure de l'impédance en S_1 et la connaissance des coefficients du quadripôle a, b, c, d permettent la mesure de z_2 , de laquelle nous déduirons Z_c .

Supposons que le banc de mesure soit un guide d'ondes, et que la jonction du guide au coaxial se fasse suivant le schéma de la figure 10.

Le circuit de sortie, caractérisé par l'impédance de sortie z_2 se trouve branché à l'extrémité coaxiale du quadripôle dont l'impédance caractéristique, définie sans ambiguïté, sera désignée par Z_0 . Si nous appelons Z_2 l'impédance de sortie, nous avons d'après la formule (9) :

$$z_2 = \frac{Z_2}{Z_0}$$

Si le quadripôle est non dissipatif, la formule (35) devient :

(1) Suite de l'article paru dans le N° 277 (Avril) de l'Onde Electrique, pages 178 à 194.

$$(36) \quad z_1 = \frac{jA z_2 - B}{C z_2 + jD}$$

A, B, C, D , étant réels.

Pour simplifier les mesures, nous pouvons très bien agir sur le réglage du quadripôle afin d'obtenir l'adaptation entre le banc de mesure et le quadripôle terminé sur le câble coaxial à mesurer. Cette adaptation est réalisable par exemple à l'aide du

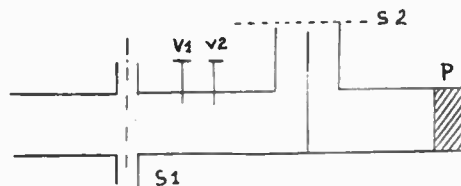


Fig. 10

piston capacitif sans pertes P et des deux vis V_1 et V_2 : nous n'avons alors aucune réflexion sur S_1 , et nous avons :

$$z_1 = 1.$$

D'où :

$$z_2 = \frac{B + jD}{jA - C}.$$

La difficulté pratique est de définir le plan S_2 de sortie du quadripôle : il faut, pour cela, que la discontinuité entre la sortie du quadripôle et l'entrée du coaxial à mesurer (discontinuité qui a lieu en deux endroits : raccordement des conducteurs extérieur et intérieur) se fasse dans un plan de section droite.

Nous savons d'autre part que si ces deux changements de diamètre ont lieu dans un même plan, il existe alors une capacitance en parallèle avec l'impédance du coaxial de sortie.

Mais nous avons en Z un coaxial rigide et en Z_c un coaxial souple dont la tresse est faite de fils dis-

linets, et si nous réalisons pratiquement la jonction comme l'indique le schéma de la figure 11, la discontinuité dans le plan S_2 ne sera plus parfaite à cause de la présence entre α et β des fils de la tresse du câble, qui peuvent ne pas être tous tendus parfaitement. Cette nouvelle perturbation peut être assim-

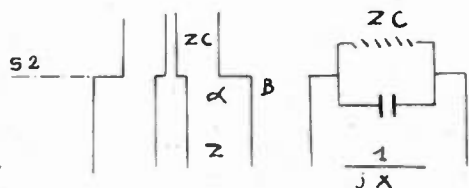


Fig. 11

lée à une petite inductance en série avec l'impédance caractéristique.

Il est possible d'y remédier en procédant de la façon suivante :

Les deux raccordements extérieur et intérieur n'ont plus lieu dans le même plan ; une rondelle intermédiaire r , de même diamètre intérieur que celui du câble, prolonge le câble jusqu'en S_2 .

Si le contact en γ est parfait, on peut considérer la tresse comme allant jusqu'en S_2 et l'inconvénient dû à la tresse est supprimé (fig. 12 et 13).

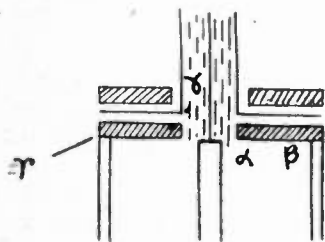


Fig. 12

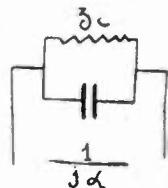


Fig. 13

Le quadripôle étant désormais défini par les plans d'entrée et de sortie S_1 et S_2 et la position des vis V_1 et V_2 , et du piston P étant telle qu'aucune réflexion n'a lieu en S_1 ($\tau_1 = 1$), l'équation (36) devient

$$(77) \quad 1 = \frac{j A z_2 - B}{C z_2 + j D}$$

avec z_2 tel que

$$\frac{1}{z_2} = \frac{1}{z_c} + j x$$

Nous tirons de (77) :

$$\frac{1}{z_2} = -\frac{C - j A}{B + j D} = \frac{1}{z_c} + j x$$

d'où :

$$z_c = \frac{1}{\Re \left(\frac{-C + j A}{B + j D} \right)} = \frac{B^2 + D^2}{AD - BC} = B^2 + D^2 \quad (78)$$

Il est nécessaire maintenant de déterminer les coefficients B et D .

Otons le câble coaxial à mesurer et remplaçons le par un coaxial rigide considéré comme étalon, de mêmes dimensions transversales que la sortie co-

xiale du quadripôle, donc d'impédance caractéristique Z_0 , fermé par un piston, d'impédance rigoureusement nulle et dont on puisse repérer la position par rapport au plan S_2 : soit l_2 cette distance (fig. 14).

Nous obtenons des ondes stationnaires de taux 0 dans le banc de mesure : soit l_1 la distance d'un nœud au plan S_1 . Nous obtenons les équations (47) et (48) :

$$(47) \quad \operatorname{tg} \frac{2 \pi l_1}{\lambda_1} = - \frac{A \operatorname{tg} \frac{2 \pi l_2}{\lambda_2} + B}{C \operatorname{tg} \frac{2 \pi l_2}{\lambda_2} + D}$$

$$(48) \quad \xi_1 = \frac{A \xi_2 + B}{C \xi_2 + D}$$

Pour une position l_2 du piston, nous mesurons l_1 .

Nous avons ici deux méthodes de mesure des coefficients : ou bien tracer l'hyperbole point par point, ou bien chercher les points particuliers de l'hyperbole, c'est-à-dire ξ_1 , pour $\xi_2 = 0$ et ξ_2 infini, et ξ_2 , pour $\xi_1 = 0$ et ξ_1 infini.

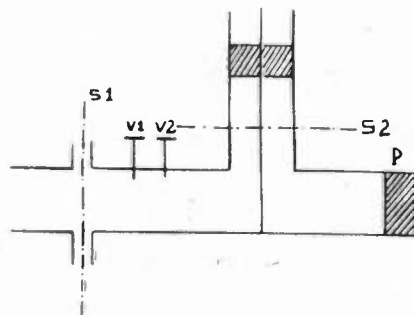


Fig. 14

D'ailleurs, trois seulement parmi ces quatre mesures suffisent puisque les quatre coefficients inconnus sont liés par la relation $AD - BC = 1$. Cette méthode est aussi précise que la première et est beaucoup plus rapide.

Soit α la valeur de ξ_1 pour $\xi_2 = \infty$ (piston p à $\frac{\lambda_2}{4}$ de S_2) :

$$(79) \quad \alpha = \frac{A}{C}$$

Soit β la valeur de ξ_1 pour $\xi_2 = 0$ (piston p à $\frac{\lambda_2}{2}$ de S_2) :

$$(80) \quad \beta = \frac{B}{D}$$

Soit γ la valeur de ξ_2 pour ξ_1 infini (position l_2 du piston p telle que le nœud de tension dans le banc de mesure soit à $\frac{\lambda_1}{4}$ de S_1).

$$(81) \quad \gamma = - \frac{D}{C}$$

En résolvant le système obtenu par rapport à A, B, C, D , liés par la relation ($AD - BC = 1$),

$$\frac{C}{D} = - \frac{1}{\gamma} \quad \frac{B}{D} = \beta \quad \frac{A}{D} = - \frac{\alpha}{\gamma}$$

$$\frac{1}{D^2} = \frac{A}{D} - \frac{B \cdot C}{D^2} = -\frac{\alpha}{\gamma} + \frac{\beta}{\gamma} = \frac{\beta - \alpha}{\gamma}$$

$$\text{Alors : } z_c = B^2 + D^2 = D^2 \left(1 + \frac{B^2}{D^2} \right)$$

$$(82) \quad z_c = \gamma \frac{1 + \beta^2}{\beta - \alpha}$$

Nous avons vu que z_c est l'impédance réduite du câble par rapport à l'impédance caractéristique Z_0 du coaxial étalon ; or, γ est également une impédance réduite par rapport à Z_0 qui est égale à :

$$(83) \quad Z_0 = 138 \log_{10} \frac{b}{a} \text{ ohm}$$

b et a étant respectivement les diamètres extérieur et intérieur du coaxial.

Nous avons donc :

$$(84) \quad Z_c = Z_0 \gamma \frac{1 + \beta^2}{\beta - \alpha}$$

REMARQUE :

Cette méthode est applicable à la mesure d'une impédance quelconque à ces fréquences.

PROBLÈME PRATIQUE :

La principale difficulté est la nécessité de remplacer le câble à mesurer par le coaxial rigide sans modifier les éléments constituant le quadripôle.

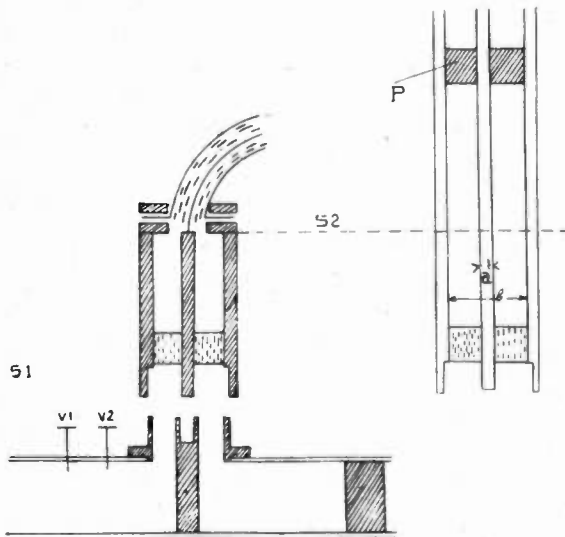


Fig. 15

Il n'est pas question de raccorder le coaxial rigide en S_2 car il faudrait centrer son conducteur intérieur au-delà de S_2 à l'aide d'un diélectrique quelconque, alors qu'entre S_2 et le piston, le diélectrique doit être uniquement l'air.

Une solution réalisable, et qui a donné des résultats satisfaisants, est de construire une fiche coaxiale spéciale et un coaxial rigide qui soient rigoureusement identiques entre le point de raccordement au guide et S_2 (fig. 15).

Une rondelle de diélectrique centre, dans les deux

éléments précités, le conducteur intérieur, mais avant S_2 ; elle fait partie du quadripôle, et l'on peut, bien entendu, la supposer sans pertes.

Nous avons donc d'une part la fiche coaxiale de raccordement au câble à mesurer, et d'autre part le coaxial rigide fermé par un piston.

PRÉCISION DE LA MESURE.

Différentes erreurs interviennent dans la mesure.

1) L'adaptation du câble :

Il est difficile de rendre le taux d'ondes stationnaires inférieur à 1,015 ce qui rendra $z_1 = 1$, à 15/1000 près.

2) La mesure des trois coefficients, α , β , γ .

Or, α , β , γ , sont des tangentes d'angles dont les valeurs dépendent du choix du plan d'entrée S_1 . Ce plan S_1 devra être choisi pour que les valeurs de α , β , γ , ne soient pas trop grandes (pas supérieures à 5).

Dans ces conditions, l'erreur commise sur chacune de ces valeurs peut être rendue inférieure ou égale à 1%.

3) La lecture au banc de mesure des intensités détectées :

Elle peut se faire à 2% près.

Un calcul d'erreur simple permet de montrer qu'on obtient Z_c à 6% près.

Étant donné l'importance relative de cette erreur, il est préférable de faire plusieurs mesures consécutives pour confirmer les résultats.

II. — Fiches coaxiales.

Dans le raisonnement précédent, nous avons considéré le quadripôle entre S_1 et S_2 , terminé en S_2 sur l'impédance caractéristique Z_c du câble shuntée par la capacitance $1/jx$.

Pour étudier une fiche coaxiale, nous l'insérerons dans le câble coaxial à une certaine distance d de S_2 (fig. 16).

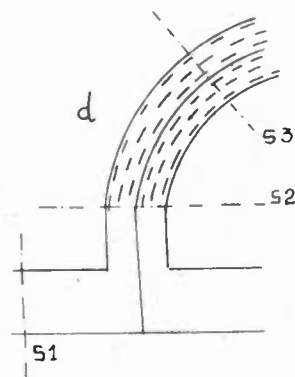


Fig. 16

Considérons maintenant le nouveau quadripôle compris entre S_1 et le plan S_3 situé à la distance d de S_2 ; ce quadripôle devant être non dissipatif, il est nécessaire que la distance d soit la plus courte possible pour n'introduire qu'un affaiblissement négligeable. Cette distance d n'introduit donc dans

les calculs qu'un déphasage $-\frac{2\pi d}{\lambda_2}$ par rapport à S_2 .

Nous pouvons donc confondre S_3 avec S_2 au déphasage $-\frac{2\pi d}{\lambda^2}$ près, et ce nouveau quadripôle Q' comprend l'ancien quadripôle Q et la capacitance $1/jX$ en chaîne (fig. 17).

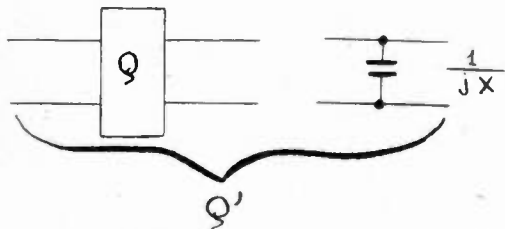


Fig. 17

Ecrivons l'équation de transformation d'impédance de ce quadripôle, analogue à l'équation (36) :

$$Q' \quad (85) \quad z'_1 = \frac{j A' z'_2 - B'}{C' z'_2 + j D'}$$

et nous avons pour le premier quadripôle

$$Q \quad (86) \quad z_1 = \frac{j A z_2 - B}{C z_2 + j D}$$

Ici, z'_2 est l'impédance réduite par rapport à l'impédance caractéristique Z_c : c'est précisément l'impédance qui termine le quadripôle Q' .

Donc, $z'_2 = 1$. Comme l'adaptation est réalisée dans le guide ($z_1 = z'_1 = 1$) :

$$1 = \frac{j A' - B'}{C' + j D'}$$

d'où :

$$\begin{aligned} B' &= -C' \\ A' &= D' \end{aligned}$$

D'autre part, si nous mettons en court-circuit les bornes de sortie de Q , nous mettons également en court-circuit celles de Q' . Donc,

$$z'_{1cc} = z_{1cc}$$

$$z'_{1cc} = -\frac{1}{j} \frac{B'}{D'}$$

$$z_{1cc} = -\frac{1}{j} \frac{B}{D}$$

d'où :

$$\frac{B'}{D'} = \frac{B}{D} = \frac{B'}{A'}$$

L'équation Q' devient :

$$z'_1 = \frac{j A' z'_2 - B'}{-B' z'_2 + j A'} = \frac{j z'_2 - \frac{B}{D}}{-\frac{B}{D} z'_2 + j}$$

En posant $-\frac{B}{D} = \text{tg } \Psi'$, nous obtenons l'équation (41) :

$$(41) \quad z'_1 = \frac{z'_2 - j \text{tg } \Psi'}{1 - j z'_2 \text{tg } \Psi'}$$

Les coefficients de réflexion sont alors reliés par la relation (42).

$$(42) \quad \rho'_1 = e^{2j\Psi'} \rho'_2$$

Si maintenant nous considérons la fiche à la distance d de S_2 , en S_3 , le quadripôle S_1, S_3 est caractérisé par le déphasage :

$$(87) \quad \Psi' = -\text{arc tg } \frac{B}{D} - \frac{2\pi d}{\lambda_2}$$

MESURE DES COEFFICIENTS DE RÉFLEXION ρ_1 ET ρ_2 D'UNE FICHE COAXIALE.

On attachera à la fiche un plan de référence S_3 unique pour définir commodément les phases de ρ_1 et ρ_2 .

On insérera la fiche sur le câble de façon que S_3 se trouve à une distance d de S_2 . Par les mesures d'ondes stationnaires (taux θ , distance l_1 d'un nœud à S_1) on déterminera le coefficient de réflexion ρ'_1 en S_1 .

$$|\rho'_1| = \frac{1 - \theta}{1 + \theta}$$

$$(88) \quad \arg \rho'_1 = \pi + \frac{4\pi l_1}{\lambda_1}$$

On en déduira le coefficient ρ_1 cherché par la formule :

$$\rho_1 = \rho'_1 e^{-2j\Psi'}$$

D'où : (89)

$$\left\{ \begin{aligned} |\rho_1| &= \frac{1 - \theta}{1 + \theta} \\ \arg \rho_1 &= \arg \text{tg } \frac{B}{D} + \frac{2\pi d}{\lambda_2} + \pi + \frac{4\pi l_1}{\lambda_1} + k\pi \end{aligned} \right.$$

On retournera la fiche bout pour bout et on déterminera de même ρ_2 .

On en déduira le coefficient de transmission t par les formules :

$$|t|^2 = 1 - |\rho_1|^2$$

$$(89 \text{ bis}) \quad \arg t = \frac{\arg \rho_1 + \arg \rho_2}{2} + k\pi$$

ERREURS DE LA MESURE.

Les différentes causes d'erreur sont les mêmes que précédemment. Mais il vient s'ajouter une cause d'erreur plus importante due à la plus ou moins grande complexité de la fiche et à son montage : on donnera donc une valeur de coefficient de réflexion comprise entre deux limites, données par un certain nombre de mesures successives.

III. — Mesure de vitesse de propagation.

Considérons la formule (49)

$$(49) \quad \frac{l_1}{\lambda_{g1}} + \frac{l_2}{\lambda_{g2}} = \frac{\Psi}{2\pi} + \frac{k}{2}$$

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. F., 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. F. 228, mars 1946, page 1A.

T.2. — RAYONNEMENT-PROPAGATION.

T. 220. — Contribution à une formule approchée du champ nocturne du C.C.I.R.

C. GLINZ, *Techn. Mitt.*, août 1949, 27,4, p. 178/182.

Après avoir rappelé les travaux du C. C. I. R. de 1937, et notamment la publication d'un graphique, donnant le « quasi-maximum » du champ de nuit au-dessus de la Terre (près ou loin du pôle magnétique), l'auteur en expose une justification approchée d'après Weyrich ; si l'on admet que l'onde se propage entre la Terre et une couche sphérique conductrice dans l'ionosphère, on trouve une formule d'onde « cylindrique », avec affaiblissement en $1/\sqrt{d}$; appliquant ensuite l'hypothèse d'une certaine absorption, sous la forme calculée par Sommerfeld-Van Der Pol, on obtient une variation approchée (par excès) de la courbe C. C. I. R.

P. D.

T. 221. — Calcul du champ de l'onde de sol sur un trajet mixte terre-mer.

H. L. KIRKE, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37,5, 489/496a

Pour calculer le champ d'une onde se propageant successivement sur des sols de conductibilités différentes, trois méthodes ont été proposées :

1) P. P. Eckersley utilise, pour chaque tronçon, les courbes théoriques, en ajustant la puissance de l'émetteur pour se raccorder à la courbe du tronçon précédent ;

2) Sommerville fait de même, sauf qu'il ajuste la distance fictive de l'émetteur au lieu de sa puissance ;

3) Millington fait un premier calcul suivant la méthode Eckersley, puis un second analogue en inversant la position de l'émetteur et du récepteur. Il prend ensuite la moyenne des deux valeurs ainsi obtenues. L'auteur compare systématiquement les résultats de ces méthodes, avec plusieurs séries de résultats expérimentaux, relevés par lui-même en Angleterre, qu'il communique par l'Administration Danoise au C. C. I. R. (fréquence 540 à 1 060 Kc/s, distances jusqu'à 400 Km).

Dans l'ensemble, la méthode Somerville, plus simple, donne la meilleure approximation. Cependant la méthode Millington, théoriquement plus satisfaisante, est la seule qui rende compte de certains « renforcements » du champ, bien réellement observés.

P. D.

T. 232.5. — Mesures sur la propagation des ondes modulées en fréquence, d'un émetteur expérimental de Genève sur 93 Mc/s.

W. EBERT, *Techn. Mitt.*, octobre 1949, 27, 5, 209/223.

Compte-rendu détaillé de deux séries de mesures de champ effectuées aux environs de Genève, sur un émetteur d'environ 400 watts, en employant successivement deux antennes : l'une verticale simple, l'autre du type « turnstile » à polarisation horizontale.

Les appareils sont décrits, les résultats donnés sous forme de courbes et de tableaux ; des cartes reproduisent la distribution trouvée du champ.

La réception est bonne dans une zone assez étendue jusqu'à des distances de 20 à 40 Km, et des champs de l'ordre de quelques centaines de microvolts par mètre — en polarisation horizontale.

En polarisation verticale les résultats sont moins bons, l'intensité étant en moyenne 2,5 fois plus faible.

P. D.

T. 232.5. — Relevé du champ propagé dans la région urbaine de New-York sur l'onde de télévision No 5.

T. T. GOLDSMITH, R. P. WAKEMAN, J. D. O'NEILL, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37, 5, 556/563.

La station étudiée, Wabd, est située au centre de New-York ; elle émet sur l'onde 81,75 Mc/s avec 2,5 KW pour le son -77,25 Mc/s, 4 Kw pour l'image ; la hauteur « effective » (?) de l'antenne est de 210 m.

Des mesures ont été faites le long de 8 « rayons » jusqu'à 50 milles, par groupes de 3 points au moins dans un rayon de 100 m ; la hauteur de l'aérien de réception était de 4 m ou 10 m (valeur normale) ; outre la mesure du champ, on prenait des photographies de l'écran récepteur de télévision.

Des mesures ont été également faites en avion, à l'altitude 700 m au cours de vols circulaires.

Les résultats ont été comparés avec les prévisions théoriques (courbes de Norton) et avec les mesures sur deux autres stations analogues. Différents graphiques les résument. La première conclusion est la très grande dispersion des valeurs trouvées : des écarts de 1 à 10 sont fréquents et souvent inexplicables. C'est seulement par une statistique et une probabilité que l'on peut énoncer quelques résultats moyens : gain approximatif de 2,5 à 5 en élevant l'antenne réceptrice de 4 à 10 m ; champ généralement inférieur aux valeurs calculées ; effet d'écran des collines, coïncidant à ± 10 dB près, dans 90 % des cas, avec ce que laissait prévoir la théorie de la diffraction.

Les champs relevés en avion sont presque aussi irréguliers, sans doute en raison des variations d'altitude du point de réflexion sur le sol. Des effets de dédoublement d'image par multiples rayons, ont été observés, notamment au voisinage d'un gazomètre de 30 m de hauteur à 200 m de distance.

P. D.

T. 233. — Discussion sur le facteur de réflexion de l'ionosphère. Dispersion de l'onde de surface et transformation en onde d'espace.

C. OLIVE, *Techn. Mitt.*, déc. 1949, 27/283.

Discussion sur le calcul du rayon « indirect » par soustraction du rayon « direct » calculé à partir du champ total observé. Difficulté de combiner les observations statistiques avec les courbes officielles et les vues théoriques. Ayant repris cette étude, l'auteur trouve un maximum du rayon indirect, aux distances de l'ordre de 500/700 Km avec une valeur d'environ 700 microvolts/mètre et par Kw rayonné, pour l'onde 200 m. et 500 microvolts/mètre, pour l'onde 2.000 m.

Ces valeurs ne sont d'ailleurs pas d'accord avec l'intensité des évanouissements observés sur une antenne d'émission antifading (Beromunster) à 93 Km : il faut admettre que l'onde d'espace se trouve renforcée par une fraction de l'onde de sol, « dispersée » vers le haut par les reliefs du sol aux environs de l'émetteur.

P. D.



RIBET & DESJARDINS

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

TRANSITOIRES IMPULSIONS - RADAR TÉLÉVISION

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

font du

262 A

LE PLUS PERFECTIONNÉ DES OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES



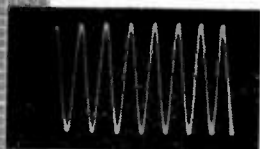
Signaux carrés à 10 pps



Signaux carrés à 50 Kc avec marquage



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

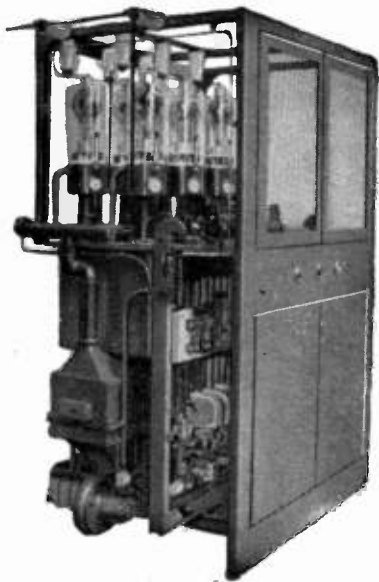


Sinusoïde 10 Mc

S. F. M. E.

Société Française de Matériel Electrique

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



Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères

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

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

PANTIN

IL EXISTE *un* REDRESSEUR

pour chaque cas particulier

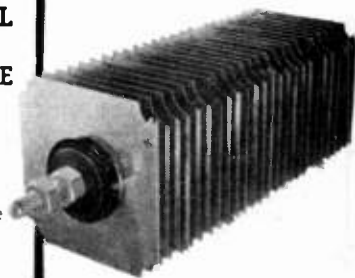
Dans chaque cas nous vous proposons le meilleur redresseur soit à l'Oxyde de Cuivre

OXYMÉTAL

soit au Sélénium

WESTALITE

Les milliers de redresseurs actuellement en service sont notre meilleure référence.



DEMANDEZ NOTRE DOCUMENTATION
N° 124

COMPAGNIE DES FREINS ET SIGNAUX WESTINGHOUSE

16, RUE DE LA VILLE-L'ÉVÊQUE - PARIS 8^e
Tél. : ANJOU 17-51 & 38-91

T. 233.1. Evanouissements des ondes moyennes et courtes.

R. W. E. MC NICOL, *Pr. Inst. El. Eng.* III, nov. 1949, 96, 44, p. 517-524.

2. — Analyse statistique de l'évanouissement d'une onde renvoyée par l'ionosphère.

S. N. MITRA, p. 505-507.

Ces deux travaux font suite à l'étude entreprise par Ratcliffe sur le « fading » et son explication possible par les mouvements de l'ionosphère — vents réguliers, ou mouvements irréguliers (*Nature*, 1948, 162, p. 9).

Dans le premier article, MC Nicol rend compte d'une étude statistique sur la loi de variation de l'amplitude enregistrée : soit, en ondes courtes, sur l'onde réfléchie par l'ionosphère à incidence normale — au besoin avec récepteur polarisé circulairement — ; soit, en ondes moyennes, sur des émissions de radiodiffusion enregistrées à incidence oblique jusqu'à 1 500 km. La distribution des amplitudes s'explique par la superposition d'une onde stable, et d'une autre, d'amplitude variable suivant la loi de Rayleigh — cette irrégularité pouvant résulter de mouvements de l'ionosphère à des vitesses de 0,3 à 8 M/S.

Dans le second article, Mitra résume une expérience un peu différente : les impulsions, émises de 2 à 6 Mc/s et renvoyées par l'ionosphère à incidence normale, étaient reçues et enregistrées simultanément par deux récepteurs écartés de 100 m, et l'on recherchait la corrélation entre les deux enregistrements. On n'en a guère trouvé, donc il n'y avait pas de vent ionosphérique régulier, mais des mouvements désordonnés dont la vitesse variait au hasard avec une valeur efficace de l'ordre de 2 à 3 m/s.

P. D.

T.4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

T. 401 — T. 550. — Relations entre la vitesse d'indication, la largeur de bande et le rapport signal-bruit dans les systèmes de radiogoniométrie et de radionavigation.

H. BUSIGNIES, M. DISHALL, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37, 5, 478-488.

Dans bon nombre d'appareils de radioguidage, l'indication fournie est relativement lente (2 ou 3 secondes, p. ex.) ; c'est-à-dire que la largeur de bande globale strictement nécessaire, est excessivement faible ; alors que la bande habituellement conservée en moyenne ou basse fréquence, est beaucoup trop large. Les auteurs montrent d'abord qu'on pourrait souvent la réduire, même s'il y a des modulations à fréquence audible, par l'emploi de filtres « en peigne », c'est-à-dire comportant de multiples bandes très étroites dans lesquelles se logeraient les composantes effectivement utiles du spectre. Ils discutent ensuite le bénéfice ainsi obtenu, notamment dans le cas où le rapport « onde porteuse/bruit » est inférieur à l'unité à l'entrée du détecteur, c'est-à-dire où le signal se trouve « démodulé » par le bruit dans ce détecteur ; d'après une formule simple, établie par Raggazini et vérifiée par eux-mêmes (expérimentalement), le gain obtenu ne croît alors que comme la racine quatrième de l'inverse de la largeur de bande.

Appliquant ces considérations au cas particulier d'un récepteur de guidage à ondes ultra-courtes, ils montrent que si l'on réduit la largeur de bande B. F. de 50 Kc/s à 1 Kc/s, on peut se contenter d'un signal trois fois plus faible ; si l'on réduit la largeur de bande M. F., de 100 à 1 Kc/s, on peut se contenter d'un signal 7 fois plus faible, ce qui fait passer la portée pratique de 30 à 100 milles.

P. D.

420. — Circuits résonnants désaccordés (Réponse transitoire et rapport signal bruit).

par Herbert ELGER, *Wireless Engineer*, Novembre 1949. Vol. XXVI. n° 314.

L'auteur étudie l'action d'une f. e. m. impulsive sur un circuit accordé et sur un circuit désaccordé. Il montre quels résultats défavorables (surtensions) ou favorables (courbe d'établissement

plus rapide) peuvent être obtenus par désaccord du circuit. Il montre qu'un appareil de mesure de crête ne donne pas les mêmes courbes de résonance suivant qu'on utilise un générateur continu ou un générateur à impulsions. Enfin, il étudie l'influence du brouilleur (bruits ou brouilleurs continus) dans la bande passante et hors de la bande passante.

R. R.

T.420. — Résonateurs désaccordés.

H. ELGER, *Wir. Eng.*, nov. 1949, 26, 314, 360/364.

Simplifiant une formule antérieurement donnée par Fraenkel, l'auteur établit quelques propriétés du régime transitoire dans un résonateur, brusquement soumis à une t. e. m. sinusoïdale de fréquence voisine de sa fréquence propre. A la montée exponentielle bien connue dans le cas de l'accord, se substitue, en cas de désaccord, une montée plus rapide, avec « rebondissement » et battement amorti entre les oscillations libres et forcées. Il en résulte notamment :

— qu'un léger désaccord des résonateurs est parfois avantageux pour la constante de temps ;

— que la sélectivité pratique contre un brouilleur manipulé, est moins bonne que la sélectivité classique relevée en ondes entretenues pures (la différence monte progressivement jusqu'à 6 dB).

— qu'il y avait une erreur de principe dans certains systèmes destinés à protéger les « radars » contre le brouillage par « windows » (bandelettes lancées par les avions) : on espérait isoler, au moyen de résonateurs à haute surtension, les « fronts raides » des échos renvoyés par l'objectif, d'avec les échos, supposés arrondis, renvoyés par les windows. Mais c'est une double erreur : les « windows » légèrement désaccordés, renvoient des échos aussi raides que les objectifs ; et les résonateurs à haute surtension perdent leur constante de temps pour les plus petits désaccords.

P. D.

T.431.3. — Amplificateur basse fréquence à accords décalés.

W. E. THOMSON, *Wir. Eng.*, novembre 1949, 26, 314, p. 357/359.

L'auteur rappelle divers travaux (notamment ceux de Landon et de Lindenblad) sur les amplificateurs à résonateurs décalés, et entreprend de les généraliser aux amplificateurs passe-bas. Il donne l'allure générale de la fonction représentant la variation du gain suivant la fréquence, et la position des « pôles » correspondants ; il calcule les paramètres, les courbes « de réponse » obtenues, et les éléments pratiques pour des amplificateurs à 2 et 3 étages.

Si, par exemple, on a trois étages avec une capacité parasite C en shunt, et si la frontière de la bande est ω_c , le calcul d'après Landon revient à équiper les trois étages avec des résistances $R_0 = 1/C\omega_0$, en ajoutant en série la self $L = R_0/\omega_0$ dans le troisième seulement — la correction serait encore meilleure avec les valeurs de Lindenblad : dans les deux premiers étages, $R_1 = R_2 = 1,5625 R_0$; dans le troisième, $R_3 = 0,4297 R_0$ en série avec $L_3 = \sim 0,6713 R_0/\omega_0$.

T.431.3. — Amplification répartie.

GINZTON, HEWLETT, JASBERG, NOÉ, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1948, 36, 8, 956/969.

Nouveau principe pour élargir la bande de fréquence d'un amplificateur : chaque étage est formé de plusieurs lampes, distribuées en des points convenables d'une ligne artificielle reliant les grilles, et débitant de même sur une ligne artificielle reliant les plaques. Grâce à cet artifice, les pentes de ces différents tubes s'ajoutent, sans que leurs capacités parasites s'additionnent : l'impédance de chacune des lignes correctrices étant indépendante du nombre de tubes employé.

Plusieurs étages de ce type peuvent être mis en cascade (il existe naturellement une répartition optimale des tubes entre les n nécessaires à chaque étage, et les m étages successifs).

2 MICROPHONES
de grande classe



DEPUIS
25 ANNÉES
*la Radiodiffusion
Française*
LES UTILISE

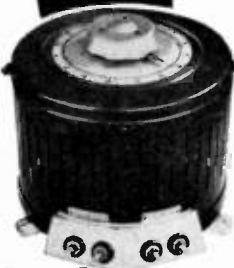
TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS-15^e - LEC. 50-80 (3-1.)

**Mieux qu'un rhéostat,
Plus qu'un survoltent-dévoltent,**

pour toutes les applications
exigeant une tension précise,



**L'ALTERNOSTAT
"FERRIX"**

permet un réglage de 0 à 136 % de la tension du réseau.

S. A. F. A. R. E.
98, Avenue Saint Lambert - Nice
Tél. 849 29

DOCUMENTATION
SUR DEMANDE

Agence de Paris
172, Rue Legendre - Paris 17^e
MARcode 99-21

R. L. Dupuy

Vient de paraître...

L. CHRÉTIEN

Ce que le Technicien doit savoir
du
RADAR

Initiation aux circuits destinée
aux agents techniques - aux agents monteurs
et dépanneurs de l'armée - aux opérateurs
radio de bord de la flotte marchande

Un volume de 248 pages
Prix : 825 francs

EDITIONS CHIRON, 40, R. de Seine, Paris-6^e

Condensateurs au Mica
SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF
Procédés « Micargent »

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



Grandeur nature

SSM RADIO

André SERF
127, Faubourg du Temple
PARIS (10^e) Nor 10-17

PUBL RAPPY

TRANSFORMATEURS

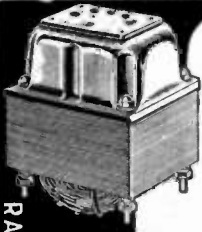
TRANSFOS D'ALIMENTATION
Entièrement conformes aux règles
de l'U.T.E.

SELS INDUCTANCE
Modèles spéciaux tropicalisés

SURVOLTEURS DÉVOLTEURS

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

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



ET'S VEDOVELLI, ROUSSEAU & C^{ie}
5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

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

L'article calcule le gain du système, discute les différents paramètres, les types de « lignes artificielles » à employer (avantage pour les « T-pontés » avec induction mutuelle), la limite du gain possible et le facteur de bruit. Plusieurs appendices donnent le détail des calculs.

Enfin, des vérifications expérimentales ont été satisfaisantes par exemple, un amplificateur à 3 étages, chacun comprenant 7 tubes 6AK5 « distribués », donne un gain de 20 db jusqu'à la fréquence de 200 Mégacycles/s.

P. D.

T.441.0. — Généralisation du critérium de stabilité de Nyquist.

A. VASZONYI, *J. Appl. Phys.*, septembre 1949, 20, 9, p. 863/867

La généralisation consiste à déterminer, non seulement si le système est stable, mais encore quelle est sa marge de stabilité, c'est-à-dire la limite inférieure de ses coefficients d'amortissement.

Le fonctionnement du système étant régi par une équation différentielle linéaire à coefficients constants $F(j\omega)$, on lui fait correspondre dans le plan complexe, la fonction $W = F(Z)$ et on y trace la courbe particulière $F(j\omega)$, par rapport à laquelle la position de l'origine définit la stabilité.

On recommence ensuite en traçant la courbe de $F[-(\sin\mu + j \cos\mu)\omega]$ dans laquelle $\sin\mu = \delta$ représente le coefficient d'amortissement. Si l'origine est à l'intérieur de cette courbe, tous les coefficients d'amortissement du système sont supérieurs à δ .

Exemples d'application. Note complémentaire de Mason décrivant une méthode graphique pour obtenir une indication analogue à partir du diagramme classique de Nyquist.

P. D.

T. 442. — La super-réaction ; analyse du mode linéaire.

H. A. GLUKSMAN, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37, 5, 500/504.

Le récepteur à super-réaction est assimilé à un résonateur dont la résistance varie sinusoidalement en fonction du temps ; l'amplitude et la fréquence de cette variation sont les paramètres du système, à l'exclusion de tout phénomène de non-linéarité (saturation). Un développement en série de fonctions de Bessel permet de résoudre alors l'équation, et d'établir un graphique donnant la sélectivité ; on retrouve le phénomène de « résonance multiple » expérimentalement constaté lorsque la fréquence de « variation » est élevée.

T.460. — Analyse par courbes des tubes mélangeurs.

N. E. GODDARD, *Wir. Eng.*, novembre 1949, 26, 314, 350/356.

L'auteur préconise l'étude systématique des lampes mélangeuses, au moyen de graphiques, sur lesquelles sont tracées les « courbes d'égale pente » en fonction de l'amplitude d'oscillation locale (en abscisses) et de la polarisation moyenne de grille (en ordonnées). Il en donne divers exemples et montre leur emploi pour trouver les meilleures conditions de fonctionnement des tubes.

P. D.

T.5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS

T. 522. — Expériences de transmission par faisceaux dirigés dans les Alpes.

Liaisons transalpines par faisceaux hertziens, octobre 1949, 27,5,

W. KLEIN, *Techn. Mitt.*, avril 1949, 27,2, 49/69 ; octobre 1949, 27,5, 231-235.

Compte-rendu détaillé d'une importante série d'essais en vue de rechercher les possibilités de liaison radiotéléphonique multiplex à travers la Suisse, dans le sens Nord-Sud, au moyen des

relais placés sur les sommets : Chasseral, Jungfrau, Monte Generoso. Les altitudes disponibles (jusqu'à 3 600 m) permettent des portées optiques de l'ordre de 100 Km.

Les essais, faits en ondes métriques et décimétriques, ont été satisfaisants. Le matériel a supporté les conditions climatiques de haute montagne. Les champs reçus et enregistrés pendant plusieurs jours n'ont montré que de faibles variations. Une interconnection des réseaux à travers la Suisse et même à travers l'Europe, est donc très possible avec des faisceaux d'ondes courtes ; la télévision, notamment, pourra être ainsi relayée.

L'article est illustré de très belles photographies.

P. D.

CDU. 539. 551. — Effet de la position des poles et des zéros sur la réponse transitoire des systèmes linéaires.

J. H. MULLIGAN, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, mai 1949, 37, 5, 516-529.

Soit un système linéaire caractérisé par sa fonction de transfert F de la variable complexe $S = \sigma + j\omega$. Pour certaines valeurs de cette variable, c'est-à-dire certaines positions du point figuratif dans le plan complexe des s , la fonction passe par des pôles ou des zéros. Il s'agit d'établir une correspondance entre ces positions, et certaines propriétés de la fonction $f(t)$, transformée de Laplace, qui représente le régime transitoire à la sortie sous l'effet d'un saut de tension unité à l'entrée. L'auteur cherche d'abord le lieu des points s qui laissent constant le facteur correspondant à un pôle complexe, à un zéro, etc. Il cherche ensuite, quelle configuration doivent avoir ces points remarquables pour que la fonction $f(t)$ soit ou non monotone (c'est-à-dire présente ou non des maximums et minimums) ; pour qu'elle puisse être approximée par un terme simple, relatif à une paire de pôles « dominants » ; pour qu'elle présente un « rebondissement » (suroscillation) donné ; quels déplacements des points augmentent ce rebondissement (pôles « élevés » et « zéros » bas », zéros réels à gauche de la paire dominante, etc).

Cette méthode originale est donc susceptible de « fournir des informations considérables sur le régime transitoire, par la seule inspection des pôles et des zéros de la fonction de transfert ».

P. D.

T.551. — Stations Radio au milieu de l'océan.

Radio-Electronics, décembre 1949, p. 22/23.

Brève description des installations radio-électriques à bord des navires météorologiques qui jalonnent maintenant en permanence les routes aériennes transatlantiques pour informer, guider et au besoin secourir les avions.

Sur ces petites frégates de 2 000 tonnes, on accumule

- sept transmetteurs de radiocommunications.
- quatorze récepteurs de radiocommunications.
- quatre récepteurs de radiodiffusion.
- huit transmetteurs-récepteurs.
- un radiophare émetteur.
- un récepteur Loran.
- trois radars avec interrogateurs-répondeurs.
- les récepteurs et enregistreurs pour radiosondages.
- des amplificateurs et répéteurs pour la distribution des informations et des ordres.

Indications rapides sur les services assurés.

P. D.

552. — Radio-Navigation aérienne. Réalisations et Perspectives.

par P. GAUDILLERE, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Chef du service de Radio-Guidage aux Laboratoires Philips.

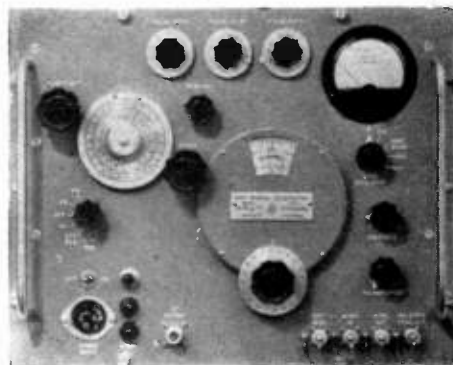
1 volume de 248 pages 16 × 25 avec 123 figures et 3 tableaux
Editeur : Dunod, 92, r. Bonaparte Paris VI^e. Don de l'Editeur.
Prix broché : 1.350 f

Profiter du **PLAN MARSHALL**

Equiper vos laboratoires de recherches

HEWLETT PACKARD

Générateurs UHF jusqu'à 4.000 MC ♦ Voltmètres à lampes HF ♦ Distortiomètres ♦ Atténuateurs
Fréquencemètres électroniques ♦ Générateurs à signaux rectangulaires ♦ Slotted line, etc... etc...



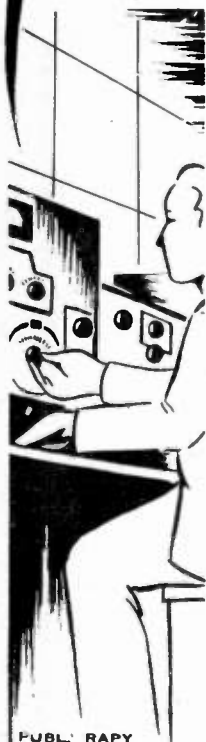
Générateur UHF 1800 - 4000 MC

Distributeur exclusif :

RADIO - ÉQUIPEMENTS

65, rue de Richelieu, **PARIS-2^e**

TÉL. RIC. 49-88



PUBL. RAPH

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



R. L. Dupuy

Département

radio et télévision

- CONDENSATEURS
Mica et Céramique
- POTENTIOMÈTRES
graphités et bobinés
- RÉSISTANCES
bobinées nues et émaillées
- TRANSFORMATEURS
Alimentation et B.F.
- AUTO-TRANSFOS & SELFS

Catalogue et tarif
sur demande à :

M. C. B. ET VÉRITABLE ALTER

S.A.R.L. au capital de 35.000.000 de frs

11, R. Pierre Lhomme, COURBEVOIE (Seine) - Tél. DEF. 20-90

Autres fabrications

Condensateurs Mica de puissance au spéciaux
Potentiomètres de précision
Résistances et Transformateurs industriels
Régulateurs automatiques de tension "Bégovolt"

N° du Volume : 126 (Bibliothèque de la Société).

Après avoir examiné les problèmes de la navigation aérienne, l'auteur passe en revue les différentes mesures radioélectriques utilisables en radio-navigation. Dans la deuxième partie de cet ouvrage, les procédés actuels de navigation sont étudiés et les recommandations de l'Organisation pour l'Aviation Civile Internationale (I. C. A. O.) sont énumérées. Cette deuxième partie comprend les chapitres suivants : Navigation aux grandes distances, Navigation aux faibles distances, l'Atterrissage sans visibilité, les Télécommandes.

Enfin, la troisième partie de l'ouvrage est consacrée à l'avenir de la Radio-Navigation. Les bases du problème sont reprises, les qualités d'un système sont étudiées, de même que les problèmes de localisation des avions, de l'assistance en vol, des systèmes anti-collision et de l'automatisme.

M. M.

T 552 — CDU 681 14. — Calculateur de route pour la radio-navigation aérienne.

F. J. GROSS, *Proc. I. R. E.*, juillet 1949, 37, 7, p. 830-834.

Le problème posé est le suivant : l'avion veut décrire une route déterminée aboutissant à un point déterminé ; il reçoit l'indication de son gisement et de sa distance par rapport à une station fixe de position quelconque. — Effectuer automatiquement le calcul du cap à suivre et le faire apparaître sous les yeux du pilote par une aiguille indiquant sa déviation.

Le calculateur sommairement décrit enregistre les données de la route par la position de trois potentiomètres. Il reçoit d'autre part sous forme de courants, les indications du radiophare omnidirectionnel et du mesureur de distance par interrogation et réponse. Par une combinaison convenable de servomoteurs, le résultat demandé est obtenu.

L'appareil a été expérimenté avec succès et de nouveaux perfectionnements sont en cours.

P. D.

T.9 — DIVERS.

9. — Propriétés électriques de l'eau.

J. A. SAXTON, *Wir. Eng.*, XXVI, n° 312, sept. 1949, 288-292.

L'auteur envisage surtout la gamme des ondes centi et millimétriques où l'on se trouve en présence, pour l'eau, de la dispersion anormale. Quelle que soit la théorie adoptée pour rendre compte de ce phénomène, des résultats expérimentaux ont été accumulés pendant ces dernières années ; ils sont suffisamment concordants pour que l'on puisse tracer deux courbes moyennes donnant respectivement le pouvoir inducteur spécifique et les pertes pour l'eau dans la gamme envisagée. Il faut aussi tenir compte des pertes par conductivité et l'auteur examine le cas de l'eau de mer et celui de l'eau ordinaire (conductivité de cette dernière considérée comme 400 fois plus petite que celle de l'eau de mer). Il en conclut que l'eau ordinaire peut être considérée comme un diélectrique de 50 à 100 Mc/s, tandis que ce n'est le cas dans aucune région du spectre radioélectrique pour l'eau de mer.

Enfin l'auteur a calculé le coefficient de réflexion d'ondes planes sur de l'eau ordinaire, en fonction de l'angle d'incidence, et pour des fréquences de 50, $3 \cdot 10^3$, $3 \cdot 10^4$ et $3 \cdot 10^5$ Mc/s ; il montre en particulier que l'angle de Brewster est mal défini dans la région de la dispersion anormale.

P. A.

9. — Induction heating.

N. R. STANSEL, 1 Volume de 210 pages, 160 figures. Editeur :

Mc. Graw-Hill Book Company. New-York.

Après une introduction et un chapitre relatif à la production de la chaleur l'auteur étudie le chauffage par induction aux points de vue des équations des circuits, des différentes parties du circuit et des applications industrielles. Ensuite, il étudie la fusion des métaux et les différents genres de fours à induction utilisés pour cette opération. Un dernier chapitre est consacré à l'étude du facteur de puissance des installations de fours à induction.

M. M.

P. MOURMANT

LE
CALCUL GRAPHIQUE
DES CIRCUITS SÉRIE PARALLÈLE

La résolution de tous
les problèmes d'adap-
tation d'impédances,
— filtres, etc... —

par la méthode graphique

Préface de F. BEDEAU
à l'usage des Ingénieurs

Un ouvrage de 404 pages

Relié Prix : 1.500 francs

LOUIS BOË

DIPOLÉS
ET QUADRIPOLES

Etude des circuits
électriques et radio
électriques sous une
forme simple et
générale s'adressant
tout particulièrement
aux ingénieurs et
élèves ingénieurs

Un ouvrage de 148 pages

Prix broché : 1.050 francs

Prix relié : 1.160 francs

Ajoutez à ces prix 15% du montant pour couvrir les frais d'envoi avec un minimum de 30 francs.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, 40, PARIS (6^e) — C. C. P. Paris 53.35

DICTIONNAIRE DES UNITÉS
DES
GRANDEURS PHYSIQUES

PAR

P. M. GONNARD

Ingénieur E.P.C.I.

Professeur à l'Ecole Bréguet

Ancien directeur du Laboratoire Général d'Essais Industriels

et

C. GUILLOU

Ingénieur A. et M.

Chef de plateforme d'essais, Professeur à l'Ecole Bréguet

Un ouvrage cartonné de 254 pages. — Format : 14 × 18. — Prix : 440 frs

COMPLÉMENT

Tableau de conversion des unités usuelles en unités P.M.K.S.

Un fascicule 16 × 25 cm. — Prix : 75 frs

ÉDITIONS CHIRON — 40, Rue de Seine — PARIS (6^e) — C. C. P. PARIS 53.35

Elle indique que, si l'adaptation est réalisée entre le guide et le câble à mesurer, la variation de l_1 en fonction de l_2 est linéaire.

Une fois l'adaptation réalisée, coupons le câble à une distance l_2 de S_2 et mesurons la distance l_1 entre un nœud et S_1 sur le banc de mesure (fig. 18).

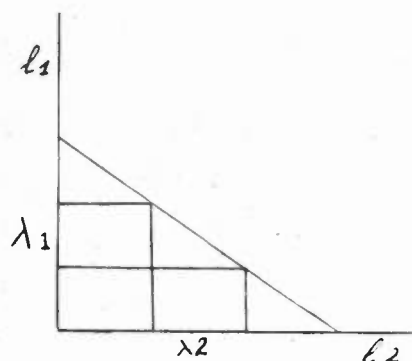


Fig. 18

En coupant le câble tous les demi-centimètres, par exemple, nous pouvons tracer la droite $l_1 = f(l_2)$, dont seule d'ailleurs importe la pente. Il n'est pas nécessaire d'avoir une grande précision car sachant à priori que nous devons obtenir une droite, le tracé moyen de la droite entre les points de mesure donne une assez grande précision pour la pente de la droite.

Comme nous connaissons la vitesse de propagation dans le guide d'ondes, nous avons la vitesse de propagation dans le câble.

$$(90) \quad v_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} v_1$$

IV. — Mesure d'affaiblissement.

Une méthode qui vient immédiatement à l'esprit est de comparer les puissances à l'extrémité de deux longueurs différentes de câble pour une même puissance à l'entrée.

Nous allons exposer une méthode plus simple qui a l'avantage également d'être utilisable en même temps que la mesure de la vitesse de propagation.

Nous voulons mesurer l'affaiblissement d'une longueur l de câble.

Adaptons au guide, comme dans toutes les mesures précédentes, une longueur de câble suffisante pour réaliser une onde progressive et sectionnons le câble dans un plan S_3 à une distance l de S_2 .

La tension de l'onde venant de S_2 , réfléchi en S_3 (impédance infinie) et revenant en S_2 , subit un affaiblissement e^{-2al} .

a étant la constante d'affaiblissement du câble.

e^{-2al} est donc le module du coefficient de réflexion dans le plan S_2 de la section de câble de longueur l .

Mais, le quadripôle de liaison n'apportant qu'un déphasage du coefficient de réflexion, nous avons également :

$$|\rho_1| = |\rho_2| = e^{-2al}$$

et nous avons d'autre part :

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

Nous en déduisons :

$$(91) \quad a = \frac{1}{2l} \log_e \frac{1 + \theta}{1 - \theta}$$

Nous voyons donc qu'il suffit de mesurer le taux d'ondes stationnaires résultant du sectionnement du câble et d'en déduire l'affaiblissement par la formule (91).

Les erreurs commises dans cette mesure sont toujours les mêmes que précédemment. La mesure a été faite à 5 % près.

Si nous ne disposons que d'une petite longueur de câble, 3 ou 4 mètres par exemple, nous pouvons procéder de la façon suivante :

Terminons cette longueur de câble par son impédance caractéristique : nous avons utilisé dans nos mesures un bolomètre dans un circuit coaxial avec pistons d'adaptation (fig. 19).

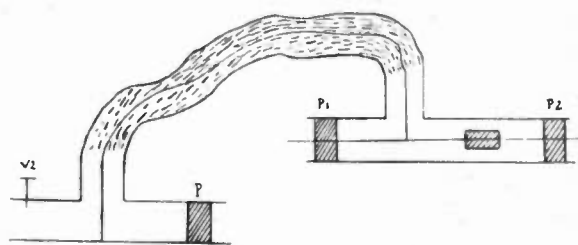


Fig. 19

1) Nous adaptons le circuit bolométrique à la sortie du coaxial en réglant les deux pistons p_1 et p_2 jusqu'à obtenir la puissance maximum dans le bolomètre.

2) Nous adaptons le coaxial au guide en réglant les vis et le piston P jusqu'à obtenir une onde progressive dans le banc de mesures.

3) Nous retirons le circuit bolométrique et nous mesurons le taux d'ondes stationnaires.

4) L'affaiblissement en népers par mètre est, comme ci-dessus :

$$a = \frac{1}{2l} \log_e \frac{1 + \theta}{1 - \theta}$$

L'erreur est sensiblement la même que précédemment bien que nous ayons une source d'erreurs supplémentaire qui est l'adaptation imparfaite du bolomètre.

RÉSULTATS.

MESURE D'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE.

Après avoir adapté une grande longueur de câble coaxial (environ 30 m) à la sortie du guide d'onde à l'aide des deux vis et du piston, nous avons remplacé le câble par le coaxial rigide fermé par un piston mobile, et nous avons fait les mesures relatives aux formules 79, 80, 81.

$$\lambda = 9,28 \text{ cm} \quad \lambda_1 = 13 \text{ cm}$$

$$\alpha) \quad l_1 = 4,10 \text{ cm} \quad \frac{l_1}{\lambda_1} = 0,315 \quad \alpha = -2,33$$

$$\beta) \quad l_1 = 2,21 \quad \frac{l_1}{\lambda_1} = 0,173 \quad \beta = +1,9$$

$$\gamma) \quad l_2 = 3,86 \quad \frac{l_2}{\lambda_2} = 0,416 \quad \gamma = 0,58$$

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{b}{a} = 71 \text{ ohms} \quad \left\{ \begin{array}{l} b = 10 \text{ mm} \\ a = 3 \text{ mm} \end{array} \right.$$

$$Z_0 = Z_0 \gamma \frac{1 + \beta^2}{\beta - \alpha} = 78 \text{ ohms} \pm 4,5$$

MESURE DE FICHES COAXIALES.

1) Courbe d'étalonnage du système de détection.

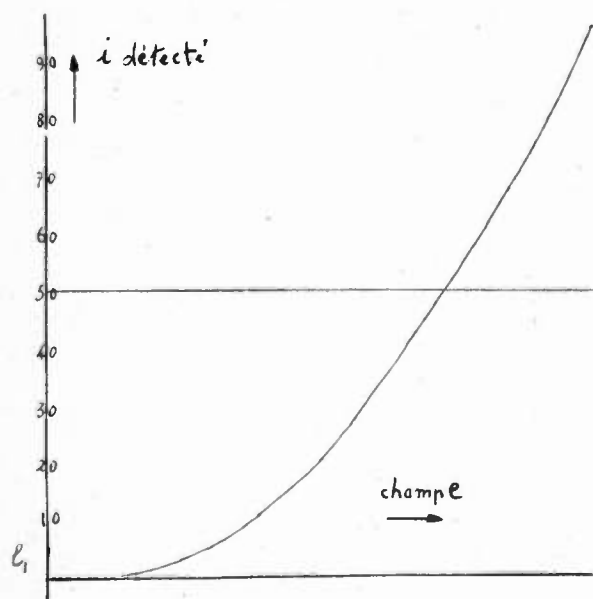
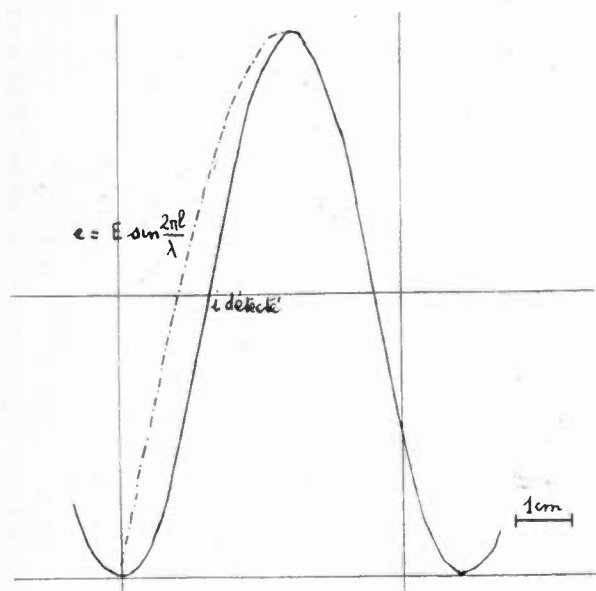


Fig. 20

Lorsque nous terminons le banc de mesures d'ondes stationnaires par une plaque conductrice, c'est-à-dire par une impédance nulle, nous obtenons dans le banc de mesures des ondes stationnaires, dont l'amplitude de champ électrique a pour valeur :

$$e = E_M \sin \frac{2 \pi l_1}{\lambda_1}$$

l_1 étant la distance du point où l'on fait la mesure à un nœud, λ_1 étant la longueur d'onde dans le guide. (fig. 20).

En déplaçant le chariot tous les millimètres, à partir d'un nœud, nous relevons l'intensité du courant détecté i , et le champ e calculé à partir de la formule ci-dessus : ce champ e n'est connu qu'à un coefficient constant près, E_M qui disparaît quand on fait le rapport de deux champs.

	$ \rho $	
	Dans un sens	Dans l'autre
I	$0,06 \pm 0,02$	$0,04 \pm 0,02$
II	$0,02 \pm 0,02$	$0,03 \pm 0,02$
III	$0,06 \pm 0,02$	$0,03 \pm 0,02$

Nous avons donné ici les valeurs de l'argument du coefficient de réflexion : cette quantité a peu d'intérêt dans les séries de mesures qui nous occupent dans cet exposé.

Il faudrait mesurer la rotation de phase de ce coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour donner de l'intérêt à cette quantité : il suffirait alors de répéter systématiquement cette mesure à des fréquences différentes.

La fiche I est une fiche de la Compagnie Générale de T.S.F.

La fiche II est une fiche du C.N.E.T., Division Tubes et Hyperfréquences.

La fiche III est une fiche de la Société L.T.T.

MESURE DE VITESSE DE PROPAGATION.

Nous avons coupé le câble à une distance l_2 de S_2 , puis ensuite tous les demi-centimètres : à chaque coupure, nous avons lu la position l_1 du minimum.

Traçons la droite passant par les points de coordonnées l_2 et $l_1 + \frac{k \lambda_1}{2}$: ces points n'étant pas exactement alignés, il suffit de prendre la pente moyenne de la courbe passant par chaque point (fig. 21).

A la demi-longueur d'onde dans le guide qui est de 65,0 mm, nous lisons qu'il lui correspond une demi-longueur d'onde dans le coaxial de 28,6 mm ; et la demi-longueur d'onde dans le vide est de 46,4 mm.

$$\frac{v_2}{c} = \frac{\lambda_2}{\lambda} = \frac{28,6}{46,4} = 0,615 \pm 0,010$$

La vitesse de propagation dans le câble est de 185.000 Km/s, ce qui correspond à une constante diélectrique :

$$\epsilon = \frac{1}{0,615^2} = 2,6 \pm 0,08$$

La mesure faite en terminant une petite longueur de câble par un circuit bolométrique a donné les résultats suivants :

1) Pour le câble déjà cité (souple 75 M.D)

$$l = 3 \text{ m} \qquad \theta = 0,32$$

$$a = 0,96 \text{ db/m à } 8 \text{ \% près.}$$

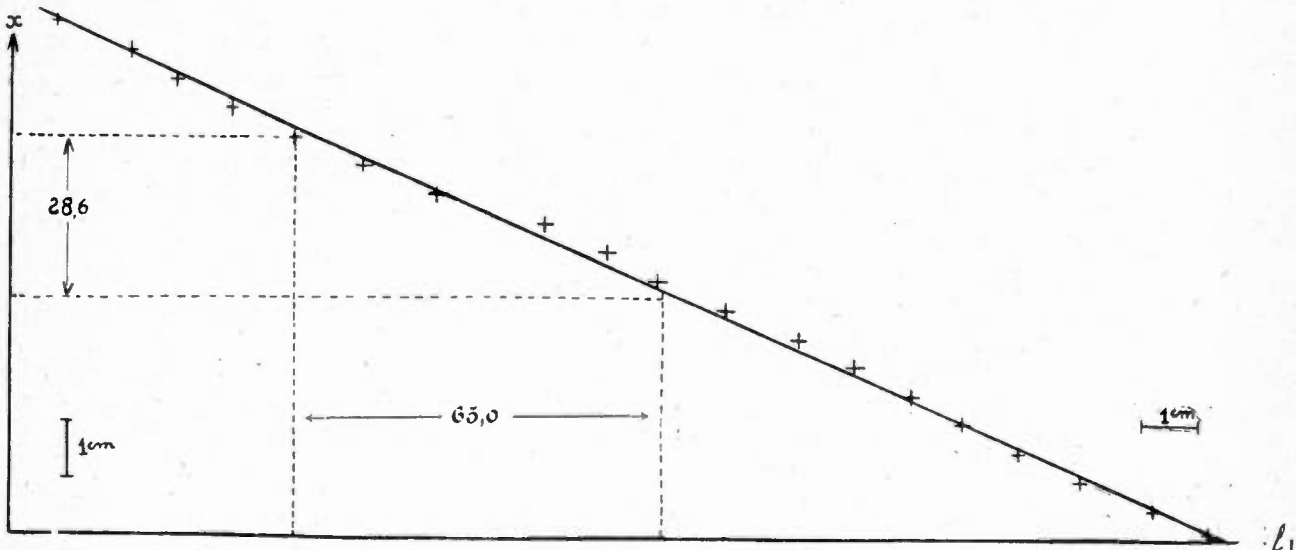


Fig. 21

MESURE D'AFFAIBLISSEMENT.

Lorsque nous avons coupé le câble à une distance $l_2 = 3 \text{ m}$ de S_2 , nous avons fait une mesure du taux d'ondes stationnaires.

A partir de la courbe d'étalonnage, nous avons mesuré :

$$\theta = 0,325 \text{ d'où}$$

$$a = \frac{20}{2} \frac{1}{3} \log_{10} \frac{1 + 0,325}{1 - 0,325} = 0,93 \text{ db par mètre à}$$

8 \% près.

2) Pour un autre câble (souple 50 M.D.)

$$l = 2,70 \text{ m} \qquad \theta = 0,395.$$

$$a = 1,35 \text{ db/m à } 8 \text{ \% près.}$$

3) Câble sous plomb à coquilles (5 × 18)

$$a = 0,14 \text{ db/m}$$

4) Câble sous plomb à rondelles (2,6 × 9,4)

$$a = 0,22 \text{ db/m}$$

En terminant cette étude, nous tenons à remercier MM. Lapostolle et Wallauek, Ingénieurs au Centre National d'Etudes des Télécommunications, qui nous ont apporté leur précieux concours.

ÉTUDES DE 3 FICHES.

	l détecté		$E_M \sin \frac{2 \pi l_1}{\lambda_1}$		$\theta = \frac{m'}{M'}$	$(\varphi) \frac{1 - \theta}{1 + \theta}$	l_1	d	Arg φ Formule 89
	<i>m</i>	<i>M</i>	<i>m'</i>	<i>M'</i>					
<i>Fiche I</i>									
Dans un sens	27	37	54	61	0,85	0,080	86	165	78°
Dans l'autre	28	36	54	60	0,88	0,064	86	165	78°
<i>Fiche II</i>									
Dans un sens	29	30	55	56	0,98	0,01	86	165	78°
Dans l'autre	35	38	60	62	0,96	0,02	86	165	78°
<i>Fiche III</i>									
Dans un sens	26	35	53	60	0,88	0,064	1000	172	74°
Dans l'autre	28	32	54	57	0,950	0,030	1000	172	74°

A la suite de plusieurs mesures identiques, nous avons pris les valeurs moyennes des modules des coefficients de réflexion.

FILTRE EN ANNEAU POUR LES ONDES DE TYPE H_{11} DANS LES GUIDES CIRCULAIRES

PAR

Zoltan SZEPESEI

Docteur-ès-Sciences

Attaché de Recherches au Centre National de la Recherche Scientifique

Laboratoire de Haute Fréquence de l'Institut Polytechnique de Grenoble

INTRODUCTION

Des études sur antennes à fentes percées dans la paroi des guides d'ondes circulaires nous ont amenés à utiliser l'onde E_{01} , bien que celle-ci ne soit pas le mode fondamental. En effet, cette onde a l'avantage d'avoir des lignes de forces symétriques et des courants dans la paroi uniquement longitudinaux. Ainsi, avons nous été amenés à étudier le filtrage d'ondes H_{11} par des anneaux métalliques circulaires dispo-

sés dans une section droite et centrés sur l'axe du guide : un tel anneau est sans effet sur l'onde E_{01} puisqu'il coupe perpendiculairement toutes les lignes de force électriques de celle-ci.

L'objet de ce travail est donc d'étudier le comportement de ces anneaux dans le champ H_{11} du guide circulaire.

1^{re} PARTIE. — ANNEAU UNIQUE

Un anneau dont la circonférence est bien choisie se comporte comme un court-circuit pour les ondes H_{11} (voir bibliographie [1], [2], [3]).

1-1 THÉORIE DE LA MESURE DU COEFFICIENT DE RÉFLEXION ET DE L'IMPÉDANCE DU FILTRE

L'anneau mince placé dans le guide, (ce dernier est supposé *terminé par son impédance caractéristique*) constitue un obstacle (voir figure 2a) dont le coefficient de réflexion, au droit de l'anneau, est de la forme :

$$R = -\frac{1}{2z + 1} \quad (1 a)$$

$$\text{ou :} \quad R = -\frac{y}{2 + y} \quad (1 b)$$

en appelant $z = \frac{Z}{Z_c}$ l'impédance réduite de l'anneau et $y = \frac{Y}{Y_c}$ son admittance réduite ; Z_c et Y_c

étant l'impédance et l'admittance caractéristiques du guide. (Les formules (1 a) et (1 b) sont déduites de la relation bien connue $R = \frac{z' - 1}{z' + 1}$, z' étant

l'impédance résultant de la mise en parallèle de

l'anneau et de l'impédance caractéristique du guide :

$$\frac{1}{z'} = \frac{1}{z} + 1).$$

1.1.1. Calcul et mesure du coefficient de réflexion et de l'impédance d'un filtre passif [4].

Soit T le coefficient de transmission. Si l'obstacle est passif R et T sont de la forme :

$$R = \cos u e^{j(u+\pi)} \quad (2 a)$$

$$T = j \sin u e^{j(u+\pi)} \quad (2 b)$$

De l'équation (1 a) on tire l'impédance réduite :

$$z = -\frac{1 + R}{2R} = -\frac{T}{2R} = -j \frac{1}{2} \lg u \quad (3)$$

Il suffit donc finalement de connaître u pour pouvoir calculer R , T et z .

On peut pratiquement opérer comme suit :

a) En mesurant directement le module du coefficient de transmission, on aura :

$$|R| = \sqrt{1 - |T|^2} \quad (4)$$

par suite on connaîtra les caractéristiques de l'anneau au signe près.

b) De la même façon on peut connaître ces quan-

tités au signe près en mesurant le taux d'onde stationnaire ρ , qui donne

$$R = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (5)$$

c) On peut obtenir les caractéristiques de l'anneau en valeur algébrique en repérant le minimum de champ électrique, soit à X_{min} cm en avant de l'obstacle ; l'argument de R est alors donné par :

$$\varphi = 4\pi \frac{X_{min}}{\lambda_g} \pm \pi \quad (6)$$

λ_g étant la longueur d'onde dans le guide. Donc :

$$u = 4\pi \frac{X_{min}}{\lambda_g} \quad (7)$$

Remarquons qu'il existe pour l'obstacle passif une relation entre ρ et X_{min} :

$$\frac{\rho - 1}{\rho + 1} = \left| \cos 4\pi \frac{X_{min}}{\lambda_g} \right| \quad (8)$$

et que les vecteurs représentant R doivent se trouver sur le cercle d'admittance 1 sur le diagramme de Smith.

1. 1. 2. Diagramme des vecteurs R et T pour un filtre passif.

Dans le cas d'un obstacle passif des extrémités des vecteurs R et T dans le plan complexe décri-

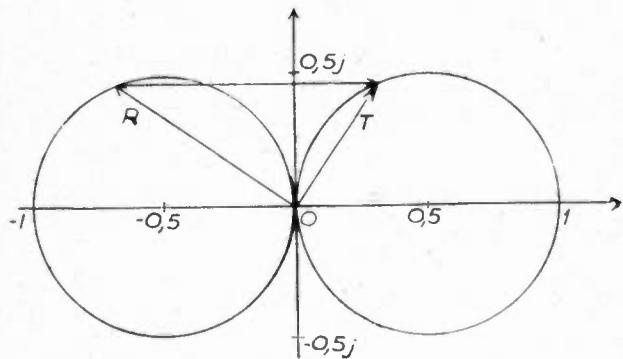


Fig. 1

vent des cercles de rayon $\frac{1}{2}$, dont les centres se trouvent respectivement à $-\frac{1}{2}$ et $+\frac{1}{2}$ sur l'axe réel (fig. 1).

1.2. APPAREILS ET MÉTHODE DE MESURES

Nous avons commencé les mesures avec un guide circulaire de 10 cm de diamètre intérieur. La longueur d'onde étant de 11 cm des ondes d'ordre supérieur pouvaient se propager. Afin de les éliminer, nous avons monté un guide de 8 cm de diamètre, qui a servi pour la majorité des mesures. La longueur d'onde est restée fixée à 11 cm, sauf pour une série

de mesures où elle était variable aux environs de 11 cm ; avec ce guide nous avons seulement le mode fondamental H_{11} .

Les figures 2 a et 2 b représentent le schéma et la photo du montage.

L'oscillateur utilisé (1) est un klystron KR 117 de la C. S. F., qui alimente le guide par une antenne (2). On adapte celle-ci au guide par une ligne coaxia-

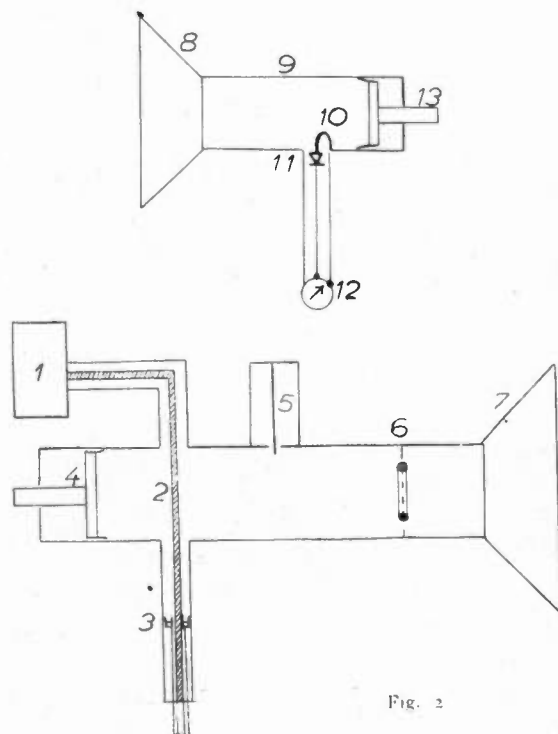


Fig. 2

le (3) de longueur variable et un piston mobile (4) qui ferme la partie arrière du guide. Au dessus du guide se trouve une sonde (5) mobile le long d'une fente de 34 cm ; elle permet de mesurer les intensités relatives du champ électrique dans le guide. Le

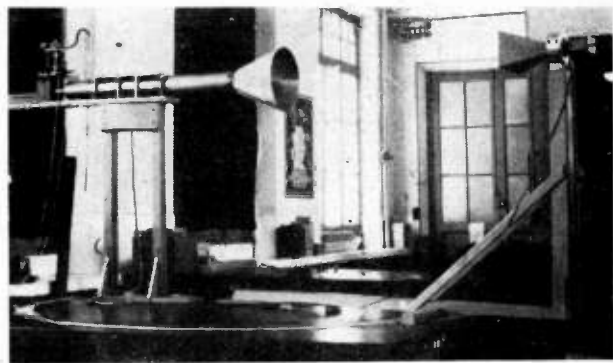


Fig. 3

filtre à étudier (6) devant être suivi par l'impédance caractéristique du guide, nous fixons à l'extrémité du guide un cornet conique (7). L'angle d'ouverture du cornet est de 50° et le diamètre d'ouverture de 37 cm. La longueur du guide muni de son cornet atteint 157 cm.

Dans l'axe du guide, à une distance de 160 cm

du cornet conique, se trouve un cornet rectangulaire (8) d'ouverture $15,5 \times 24$ cm, fonctionnant en récepteur. Le guide rectangulaire (9) qui le suit a pour dimensions $4 \times 6,5$ cm et permet la propagation du mode fondamental H_{10} . Le courant $H. F.$ recueilli par une boucle (10) est redressé par un cristal de silicium (11) et mesuré par un galvanomètre (12). On déplace le piston (13) jusqu'à ce que la boucle se trouve en un maximum de champ magnétique.

Pour diminuer les réflexions parasites des ondes rayonnées par le cornet, l'ensemble des appareils était monté sur un support en bois placé sur une table et les cornets se trouvaient à une distance de deux mètres des murs du laboratoire.

Les mesures que nous avons faites ne nécessitent pas un étalonnage absolu des cristaux et des galvanomètres (sonde et récepteur). Ainsi nous avons fait un étalonnage à 15.000 p. p. s. en supposant que l'étalonnage à 11 cm est le même à une constante près. Cette supposition a été confirmée par le fait qu'un relevé d'ondes stationnaires pures (guide court-circuité par un piston) a donné une répartition sinusoidale.

La mesure directe du module du coefficient de transmission : $|T|$ s'opère de la façon suivante : On mesure en l'absence du filtre le champ électrique du guide : $c E_{y1}$ (c est une constante d'étalonnage) et le champ électrique reçu au récepteur $\bar{c} E_{r1}$. On répète ces mesures avec le filtre dans sa position

(6) (fig. 2 a). Soient $c E_{g2} = \frac{c E_{max} + c E_{min}}{2}$ et $\bar{c} E_{r2}$ les valeurs trouvées ; on a :

$$|T|_{direct} = \frac{E_{g1}}{E_{r1}} \frac{E_{r2}}{E_{g2}} \quad (9)$$

calculable d'après les résultats des mesures.

obtenus en coupant en tranches de hauteur variables des tubes de différentes épaisseurs, anneaux en fil résistant (fer et chromel). Ces anneaux étaient primitivement collés sur une croix de trolitul de section 3×3 mm. Mais, après avoir contrôlé que la barre qui n'est pas perpendiculaire au champ électrique introduit une réactance positive, nous avons fixé l'anneau sur une seule barre perpendiculaire au champ électrique. La position de la barre était repérable.

1. 3. 1. Filtres en fil de cuivre argenté de 1 mm

A titre d'exemple sur le tableau 1, nous trouvons les résultats obtenus avec des anneaux de diamètre (d) variable (circonférence $l = \pi d$), en fil de cuivre argenté de $\varnothing = 1$ mm, diamètre du guide $D = 8$ cm. $\lambda = 11$ cm, $\lambda_g = 18,6$ cm.

Colonnes 1 et 2 : Circonférence et diamètre moyens de l'anneau.

» 3 : $|T|_{dir.}$ calculé à l'aide de la formule (9).

» 4 : $|R|_{dir.}$ calculé à partir de $|T|_{dir.}$ par la formule (4).

» 5 : ρ taux d'ondes stationnaires.

» 6 : $\frac{\Delta X_{min}}{\lambda_g} = \frac{X_{min}}{\lambda_g} - n \frac{1}{2}$.

» 7 : $|R|_1$ calculé par la formule $|R|_1 = \cos 4\pi \frac{\Delta X_{min}}{\lambda_g}$.

» 8 : $|R|_2$ calculé en tenant compte du coefficient de réflexion du cornet terminal d'admittance $1,08 - 0,05 j$ au lieu de 1 (taux d'onde stationnaire 1,1).

TABEAU 1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
l cm	d cm	$ T _{dir}$	$ R _{dir}$	ρ	$\frac{\Delta X_{min}}{\lambda_g}$	$ R _1$	$ R _2$	R	z_1	z_2
8,5	2,70	0,91	0,41	1,97	0,089	0,44	0,36	— 0,18 — 0,36 j	— 1,13 j	— 1,02 j
9,5	3,02	0,81	0,58	2,89	0,075	0,59	0,53	— 0,34 — 0,47 j	— 0,70 j	— 0,68 j
10	3,18	0,76	0,64	3,56	0,068	0,66	0,60	— 0,43 — 0,48 j	— 0,59 j	— 0,57 j
11	3,5	0,54	0,84	8,12	0,043	0,85	0,84	— 0,72 — 0,43 j	— 0,32 j	— 0,30 j
11,5	3,66	0,40	0,92	15,41	0,026	0,94	0,93	— 0,87 — 0,29 j	— 0,22 j	— 0,17 j
12	3,82	0,19	0,98	36,85	0,005	0,99	0,99	— 0,98 — 0,07 j	— 0,10 j	— 0,04 j
12,48	3,97	0,04	1,00	—	0	1,00	1,00	— 1	0	0
13	4,14	0,18	0,98	37,1	— 0,023	0,96	0,96	— 0,94 + 0,28 j	0,10 j	0,14 j
13,5	4,3	0,38	0,93	17,94	— 0,034	0,91	0,91	— 0,84 + 0,38 j	0,20 j	0,23 j
14	4,46	0,51	0,86	9,64	— 0,043	0,86	0,83	— 0,74 + 0,45 j	0,29 j	0,30 j
15	4,77	0,64	0,77	5,18	— 0,057	0,75	0,69	— 0,58 + 0,51 j	0,41 j	0,44 j
16	5,09	0,80	0,60	3,15	— 0,067	0,66	0,54	— 0,40 + 0,45 j	0,67 j	0,56 j

La mesure du taux d'ondes stationnaires et de la position des minima, permet de contrôler la valeur trouvée pour $|T|$ et de calculer les signes des caractéristiques du filtre (voir paragraphe 1. 1. 1.).

1. 3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Nous avons étudié des anneaux en fil de cuivre argenté de différents diamètres, des anneaux plats,

» 9 : $R = |R|_{dir.} e^{j(4\pi \frac{\Delta X_{min}}{\lambda_g} + \pi)}$

» 10 : Impédance réduite du filtre calculé par la formule $z = \frac{|T|_{dir.}}{2 |R|_{dir.}}$, le signe étant défini par le signe de ΔX_{min} .

» 11 : Impédance réduite du filtre calculé par la formule (3).

La comparaison des valeurs différentes obtenues pour $|R|$ (colonnes 4, 7 et 8) fait apparaître, à quelques exceptions près, des différences inférieures à 10 %, qui sont dues à des erreurs de mesure de l'ordre de ± 5 %. En effet si nous admettons une incertitude de 1 % dans la lecture et l'étalonnage des galvanomètres et une instabilité de l'intensité du champ électrique de 1 à 2 % (bien que les ten-

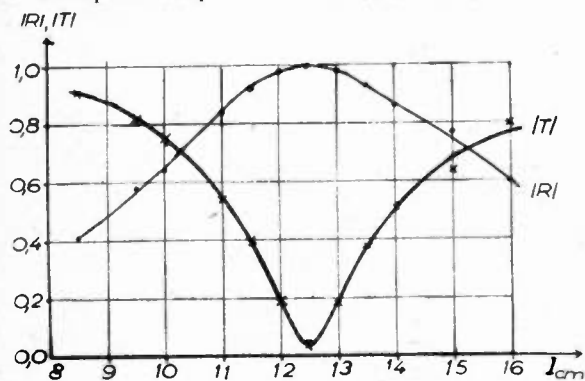


Fig. 3

sions du klystron soient stabilisées) les valeurs de $|T|_{dir.}$ et $|R|_{dir.}$ peuvent être entachées d'une erreur de ± 5 % à 6 %. Les valeurs des autres

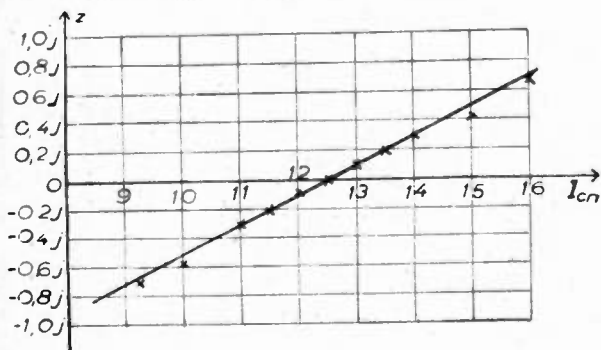


Fig. 4

colonnes peuvent présenter elles aussi en moyenne des erreurs de ± 5 %. L'incertitude est encore plus grande aux environs de la résonance où la mesure de l'intensité du récepteur et celle de φ et $X_{min.}$ est plus imprécise.

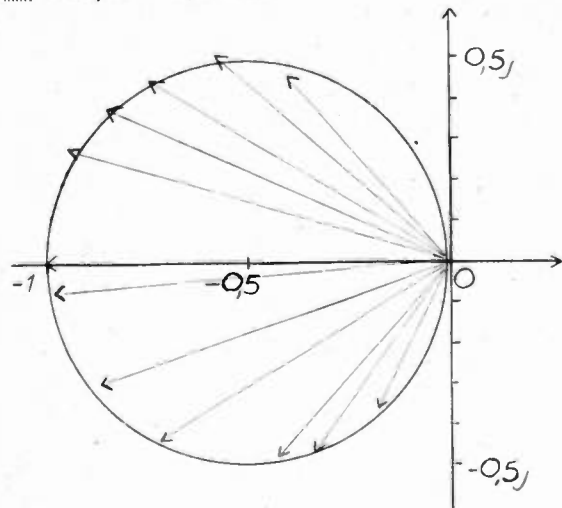


Fig. 5

Sur les figures 3 et 4 sont représentées la variation du module des coefficients de réflexion et de transmission et celle de l'impédance de l'anneau en fonction de la circonférence moyenne l du filtre. On voit que la circonférence à la résonance est un peu plus grande que la longueur d'onde. Si l'on définit un nombre δ à l'aide de l'équation suivante :

$$l = (1 + \delta) \lambda \quad (10)$$

on trouve à la résonance : $\delta_{rés} = 0.13$.

D'après la figure 4, la courbe d'impédance est une droite en fonction de la circonférence.

La figure 5 montre que l'extrémité du vecteur R décrit un cercle de rayon $1/2$ et de centre $(-\frac{1}{2}, 0)$, comme la théorie nous l'a fait prévoir.

1. 3. 2. Influence du support de l'anneau.

A noter que la circonférence de résonance est plus petite, si l'anneau est fixé sur une croix en trolitul, la barre de trolitul dans la direction du champ électrique ajoutant une réactance positive à la réactance de l'anneau comme nous l'avons déjà remarqué. Ainsi, pour un fil de diamètre 1 mm, la circonférence de résonance est $l_{rés} = 12,1$ cm si nous fixons le filtre sur une croix et $l_{rés} = 12,5$ cm en le fixant sur une seule barre perpendiculaire au champ électrique. Donc $\delta_{rés}$ diminue de 0,14 à 0,1.

1. 3. 3. Influence du diamètre du fil sur la longueur de résonance et la largeur de bande.

Nous avons fait les mêmes mesures avec des anneaux en fil de cuivre de diamètre 0,5 et 2 mm. Sur les figures 6 et 7 se trouvent les résultats. On voit encore que la circonférence à la résonance

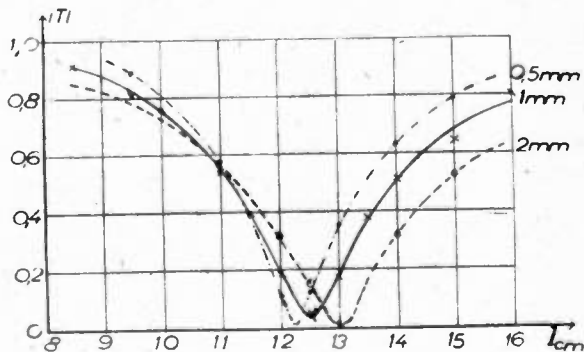


Fig. 6

est supérieure à la longueur d'onde ; en outre elle s'accroît lorsqu'on augmente le diamètre du fil. Le coefficient $\delta_{rés}$ (défini par la formule (10)), dont la valeur se trouve sur le tableau 2, caractérise un fil de diamètre donné.

TABLEAU 2

ϕ_{mm}	$l_{rés}^{cm}$	$\delta_{rés}$	$\Delta l_{\frac{cm}{2}}$	$\Delta l_{1\%}^{cm}$	$\Delta \lambda_{\frac{cm}{2}}$	$\Delta \lambda_{1\%}^{cm}$
0,5	12,25	0,11	4	1,2	3,61	1,08
1	12,48	0,14	5	1,55	4,39	1,36
2	13	0,18	6	1,9	5,08	1,61

Nous voyons encore sur la figure 6 que les courbes de variation de $|T|$ sont plus larges lorsque le diamètre du fil augmente. Si nous caractérisons cette largeur par les deux points où $|T|^2 = |R|^2 = \frac{1}{2}$ nous trouvons les valeurs désignées par $\Delta l_{1/2}$ du tableau 2. Pour l'utilisation pratique des filtres on peut aussi définir une largeur correspondant à une puissance transmise égale à 1 % de la puissance maximum (sans filtre) : cela correspond à $|T| \approx 0,3$ et $|R| \approx 0,95$. Cette largeur est désignée par $\Delta l_{1\%}$ dans le tableau 2.

Si l'on suppose que l'équation (10) reste valable avec la même valeur $\delta_{rés}$ lorsqu'on fait varier la longueur d'onde aux environs de 11 cm, et que la forme de la courbe de variations de $|R|$ et $|T|$ reste la même on peut calculer à partir des valeurs Δl les largeurs de bande $\Delta \lambda$ (tableau 2).

Les mesures faites avec le guide de 10 cm de diamètre et une longueur d'onde de 11 cm donnent les mêmes résultats pour $\delta_{rés}$ que celles faites avec le guide de 8 cm. Cependant les courbes des coefficients étaient un peu moins larges. Le diamètre du fil étant 1 mm, nous avons trouvé $\Delta l_{1/2} = 3$ cm et $\Delta l_{1\%} = 1,1$ cm. Dans le guide de 10 cm, nous avons fait une série de mesures avec un filtre en faisant varier la longueur d'onde. Ces mesures donnent à peu près les mêmes valeurs pour la largeur de bande $\Delta \lambda$, que celles calculées à partir de Δl .

1. 3. 1. Variation de l'impédance en fonction de la circonférence de l'anneau

D'après la figure 7, les courbes d'impédance sont des droites, au moins aux environs de la résonance. On déduit de ces graphiques que l'impédance s'exprime en fonction de la circonférence au moyen d'une expression de la forme :

$$z = K (l - l_{rés}) j \tag{11}$$

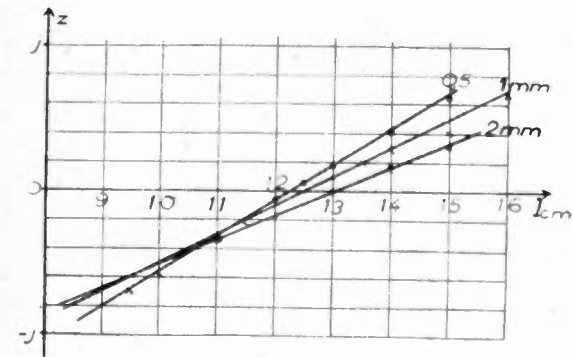


Fig. 7

On trouve empiriquement pour la valeur numérique du facteur K :

$$K = \frac{\pi}{120} \frac{1}{\delta_{rés}}$$

1. 3. 5. Anneaux à section rectangulaire.

Nous avons mesuré des séries de filtres en anneau (voir fig. 8) :

- 1. d'épaisseur $h = 0,5$ mm, et de largeur de paroi $b = 2$ mm.
- 2. d'épaisseur $h = 5$ mm, et de largeur de paroi $b = 2$ mm.

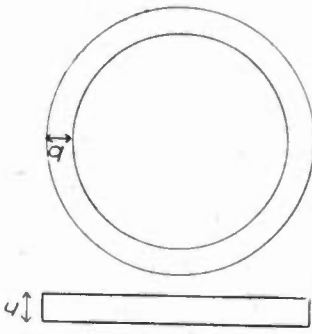


Fig. 8

- 3. d'épaisseur $h = 5$ mm, et de largeur de paroi $b = 0,5$ mm.

Les résultats de ces mesures se trouvent sur le tableau 3 et sur la figure 9.

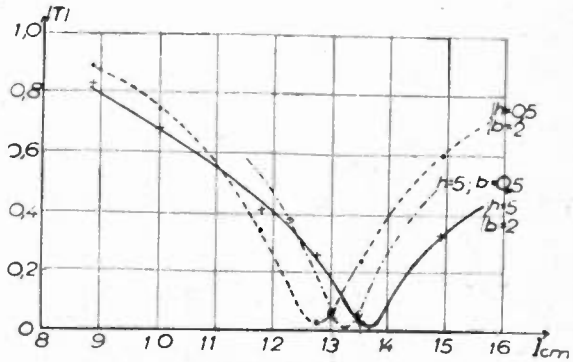


Fig. 9

TABLEAU 3

<i>h</i> mm	<i>b</i> mm	<i>l</i> cm	$ T $	$l_{rés}^{cm}$	$\delta_{rés}$	$\Delta l_{1\%}^{cm}$
0,5	2	8,83	0,89	12,75	0,16	1,75
		10,01	0,75			
		11,78	0,34			
		12,75	0,03			
		13,51	0,24			
		14,92	0,60			
5	2	8,83	0,83	13,65	0,24	2,25
		10,01	0,68			
		11,78	0,41			
		12,75	0,26			
		13,51	0,03			
		14,92	0,33			
5	0,5	12,25	0,38	13,25	0,20	
		13	0,06			
		13,5	0,06			

Comme on le voit la circonférence de résonance et la largeur de bande augmentent avec les dimensions de la section droite des filtres.

(à suivre)

SUR LA CAPACITÉ DE TRANSMISSION MAXIMUM D'UN CANAL EN PRÉSENCE DE BRUIT⁽¹⁾

PAR

Jacques LAPLUME

Ingénieur au Département Radar-Hyperfréquences de la Cie Française Thomson-Houston

Certains procédés de modulation (modulation de fréquence ou par impulsions) offrent la possibilité de réduire la puissance d'émission du signal moyennant un certain élargissement de la bande passante de la chaîne de transmission, tout en conservant le même rapport signal/bruit à la réception, c'est-à-dire en somme d'échanger des kilocycles contre des décibels. Il était donc naturel qu'on se préoccupât de rechercher dans quelles conditions cet échange s'effectue de la façon la plus avantageuse. Les études menées dans ce but, principalement aux U. S. A. (voir Bibliographie 2, 3, 4, 5) ont déjà apporté quelques éclaircissements sur ce difficile problème ; difficile, car sa solution exigeait une subtile analyse de la notion d'information et du rôle joué par le bruit erratique au cours de la transmission d'un message. Les résultats déjà acquis se révèlent assez surprenants au premier abord, en ce sens qu'ils conduisent à réviser certaines opinions généralement admises sur la capacité de transmission d'un canal de fréquences. S'il est possible, en effet, d'échanger des kilocycles contre des décibels, l'opération inverse est également possible en théorie, et rien ne s'oppose en principe à la transmission d'un signal quelconque à travers un canal de bande passante arbitrairement petite, inférieure par conséquent à l'étendue spectrale du signal, et ce, dans un intervalle de temps fixé à l'avance. L'opinion contraire semble basée sur une conception erronée du rôle de la distorsion. Il semble qu'on ne s'était pas rendu compte d'une manière très claire qu'elle n'intervient pas dans la discernabilité des signaux, et par conséquent dans la possibilité de les reconstituer avec fidélité à l'extrémité de la chaîne de transmission.

Les études publiées sur ce sujet sont d'un niveau mathématique assez élevé. Certaines démonstrations, par ailleurs très élégantes, font appel à des représentations géométriques dans un espace à grand nombre de dimensions. Je me suis proposé d'établir la formule donnant la capacité de transmission d'un canal en présence de bruit en restant dans l'espace à deux dimensions, plus familier à la grande majorité des techniciens, et en ne faisant appel qu'à quelques notions élémentaires d'analyse combinatoire.

Cette communication ne fait que reprendre, en la développant, une étude dont j'ai exposé les grandes lignes aux Comptes-rendus à l'Académie des Sciences, il y aura bientôt deux ans.

La bande passante du canal utilisé pour la transmission est obligatoirement limitée pour des raisons techniques ou économiques. La capacité de transmission d'un canal peut être définie par le nombre de signaux qu'il est possible de discerner sans ambiguïté à l'extrémité du canal dans un temps déterminé. Contrairement à une opinion généralement admise jusqu'à ces dernières années, la capacité d'un canal de bande limitée serait infinie en l'absence de bruit erratique, si grande que soit la distorsion subie par le signal en cours de transmission. Sauf dans le cas où elle a pour effet de rendre identiques à la réception deux signaux initialement différents, la distorsion n'affecte en rien la discernabilité. En effet, la connaissance de la structure de la chaîne de transmission permet de reconstituer le signal émis à partir du signal reçu. L'opération peut être difficile à réaliser, et même pratiquement impossible, mais la limitation n'est pas d'ordre théorique. Supposons, pour nous limiter au cas de la distorsion linéaire, que nous ne disposions que d'une ligne téléphonique de bande limitée à 15 Kc pour transmettre une image de télévision exigeant normalement une bande de 4 Mc. Les fréquences élevées du spectre subiront un affaiblissement considérable, ce qui se traduira par un manque complet de définition de l'image si l'oscilloscope est connecté directement à l'extrémité de la ligne. Toutefois, l'image peut être reconstituée avec sa finesse originale si nous intercalons un amplificateur correcteur dont la courbe de gain soit inverse de la courbe d'affaiblissement de la ligne. Cela n'est plus toujours possible s'il existe dans la chaîne, et ce sera toujours le cas, une source de bruit erratique. En effet, les composantes très affaiblies du spectre risqueront d'être noyées dans le bruit que l'amplificateur de correction amplifiera au même titre que le signal utile. La présence du bruit erratique, c'est-à-dire d'un élément non susceptible de prévision, apparaît ainsi comme la seule cause de perte irréversible d'une partie de l'information contenue dans le signal originel, et par conséquent de la limitation

⁽¹⁾ Communication présentée au Congrès d'Electronique et de Radio-électricité le 16 janvier 1950.

de la capacité de transmission du canal. C'est ce que nous allons établir maintenant de manière plus quantitative.

Examinons tout d'abord ce qui se passe lorsque seule est limitée l'étendue spectrale du signal reçu.

Le signal reçu est entièrement défini par son spectre de Fourier $S(f)$ qui, par hypothèse, est condensé à l'intérieur de la bande de fréquences $0, B$. Un signal déterminé aura un spectre représenté par une courbe telle que 1 (fig. 1). En général, chaque composante spectrale est mesurée par un nombre complexe : nous avons admis en traçant la fig. 1

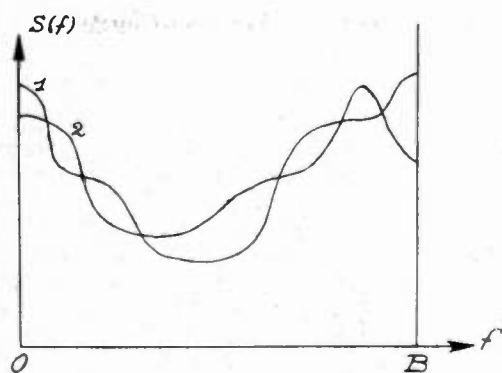


Fig. 1

que le spectre était réel, ce qui ne change rien au raisonnement, et nous permettra de rester dans l'espace à deux dimensions. Pour qu'un signal 2 puisse être discerné du signal 1, il faut et il suffit que son spectre diffère si peu que ce soit de celui du signal 1, fût-ce pour une seule valeur de la fréquence. Il est clair qu'on peut construire une infinité (et même une infinité non dénombrable) de courbes telles que 1, qui ne soient pas confondues en tous les points, et qui correspondront chacune à un signal discernable.

Voyons maintenant comment se présentent les choses lorsqu'on limite la durée et la puissance du signal, et qu'on tient compte de l'existence du bruit.

L'hypothèse suivant laquelle le signal a une durée bien déterminée T , introduit une première limitation quant à la précision d'évaluation de chaque composante du spectre. Cette précision Δf est de l'ordre de grandeur de $1/T$. Si, par exemple, on effectue l'analyse du spectre au moyen d'une série de résonneurs accordés sur les différentes régions du spectre et de largeur de bande Δf , on peut constater que la réponse du résonneur ne dépend plus que de l'intensité des composantes situées dans sa bande seulement lorsque le régime transitoire s'est pratiquement éteint, ce qui demande un temps de l'ordre de $1/\Delta f$. Il faut que la durée du signal soit au moins égale à ce temps pour que l'analyse soit possible.

Le bruit erratique introduit une nouvelle et essentielle limitation. Pour nous en rendre compte, nous allons raisonner non sur le spectre $S(f)$, mais

sur la densité spectrale d'énergie $|S(f)|^2$. Nous supposons, pour simplifier, que la répartition spectrale du bruit est uniforme (bruit « blanc ») et caractérisée par une densité spectrale d'énergie, constante β . Le cas du bruit non uniforme se traiterait d'une manière analogue en décomposant le spectre en tranches à l'intérieur desquelles le bruit puisse être considéré comme uniformément réparti.

En raison du caractère aléatoire du bruit, il s'introduit une incertitude $|\Delta S|^2 = \beta$ sur la mesure de chaque composante spectrale. On est ainsi amené à la conception d'une « cellule d'incertitude », de forme rectangulaire, de base Δf et de hauteur β , telle que deux points situés à l'intérieur d'une même cellule sont indiscernables. Les spectres se bâtissent en empilant un certain nombre de rectangles d'incertitude dans chacune des colonnes Δf , et deux spectres sont discernables s'ils diffèrent par le nombre des cellules dans l'une au moins des colonnes (fig. 2).

Supposons maintenant qu'on se fixe la puissance moyenne P du signal. Son énergie est :

$$(1) \quad P T = \int_0^B |S|^2 df.$$

Désignons par b la puissance de bruit dans la bande :

$$(2) \quad b T = \int_0^B \beta df = \beta B.$$

L'énergie du signal est représentée par l'aire A limitée par la courbe spectrale et la droite d'ordonnée β . L'aire d'une cellule d'incertitude est $\beta \Delta f$. Le nombre de cellules contenues dans A est :

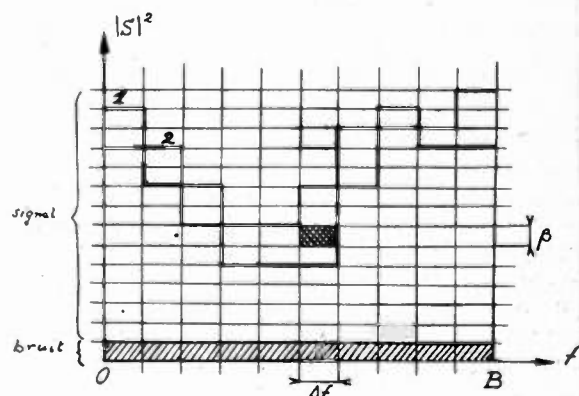


Fig. 2

$$(3) \quad N = \frac{PT}{\beta \Delta f}.$$

Le nombre de colonnes est :

$$(4) \quad n = \frac{B}{\Delta f} = BT.$$

Compte tenu de (2), (3) et (4) :

$$(5) \quad N/n = P/b.$$

Combien de spectres discernables M pouvons-nous construire en répartissant les N cellules entre

les n colonnes ? La réponse est donnée par le calcul effectué en appendice :

$$(6) \quad M' = \frac{(N + n - 1)!}{N! (n - 1)!}.$$

Si, au lieu de considérer tous les signaux de puissance P , nous envisageons tous les signaux de puissance inférieure ou égale à P , nous obtenons (voir appendice) :

$$(7) \quad M' = \frac{(N + n)!}{N! n!}.$$

Si N et n sont grands, nous pouvons remplacer les factorielles par la formule de Stirling ⁽²⁾, limitée aux termes prépondérants, et nous obtenons ainsi :

$$(8) \quad \log M \# \log M' \# N \log \frac{N+n}{N} + n \log \frac{N+n}{n}.$$

Si, de plus, le rapport signal/bruit est élevé ($N \gg n$), le premier terme est négligeable devant le second :

$$(9) \quad \log M' \# n \log \frac{N+n}{n} = BT \log (1 + P/b).$$

Cette formule nous conduit à définir la capacité de transmission du canal par l'expression :

$$(10) \quad C = \frac{\log M'}{T} = B \log (1 + P/b),$$

indépendante de la durée du signal. On peut encore écrire :

$$(11) \quad M' = e^{CT} = (1 + P/b)^{BT}.$$

La formule (11) montre que le nombre de messages différents susceptibles d'être transmis dans un intervalle de temps déterminé est une fonction exponentielle de la largeur de bande. En doublant la bande, on élève au carré le nombre des signaux discernables. Avec les procédés ordinaires de modulation (modulation d'amplitude ou de fréquence), ce nombre est simplement doublé. D'où provient l'inefficacité relative de ces procédés ?

Les formules (6) et (7) montrent que M' croît très rapidement avec n , c'est-à-dire avec la durée du signal. Si nous décomposons le signal de durée T en une succession de signaux indépendants de durée aussi courte que le permet la bande passante du canal, soit $\tau = 1/B$, alors, pour chacun de ces signaux, le diagramme de la fig. 2 ne comprend plus qu'une seule colonne. Pour le signal global formé par la succession des $T/\tau = BT$ signaux élémentaires indépendants, nous obtenons un nombre simplement BT fois plus grand de spectres discernables. Le nombre de ces spectres est donc *proportionnel* à la bande passante.

Les procédés ordinaires de modulation visent à faire correspondre *instantanément* à chaque valeur de la fonction message une valeur déterminée de la fonction signal (amplitude ou fréquence de l'onde

porteuse). En raison de la bande passante limitée du canal, l'instantanéité rigoureuse n'est pas obtenue, mais le retard à la transmission est égal à sa valeur minimum, de l'ordre de $1/B$. La valeur du signal est déterminée par la valeur actuelle (à une incertitude temporelle $1/B$ près) du message : de sorte que tout se passe comme si le signal était découpé en tranches indépendantes de durée $1/B$ suivant le schéma décrit plus haut.

Les procédés de transmission qui permettent d'atteindre la capacité limite (10) introduisent obligatoirement un retard supérieur à l'inverse de la bande, et le signal est déterminé, non par la valeur instantanée de la fonction message, mais par les valeurs successives prises par cette fonction pendant la durée du retard, suivant un code approprié.

Si la durée du retard est suffisamment brève, on peut, sans distorsion exagérée, remplacer les valeurs successives de la fonction par une valeur moyenne constante. C'est ce que réalise l'opération de quantification du message dans le procédé de transmission par impulsions codées (PCM), qui permet d'atteindre la capacité limite théorique. La quantification d'un message continu n'est évidemment possible que si la largeur de bande du canal est supérieure à la valeur qui serait nécessaire pour une transmission en modulation d'amplitude à bande unique, et si, par conséquent on élargit la bande au bénéfice d'une réduction de la puissance émise.

APPENDICE

Démonstration des formules (6) et (7).

Considérons d'abord le cas où la puissance du signal, et par conséquent le nombre N , sont déterminés.

Nous obtenons une répartition possible des N cellules c entre les n colonnes $C_1, C_2, \dots, C_n$, en disposant sur une même ligne horizontale les N cellules et les $n-1$ premières colonnes en convenant que chaque colonne reçoit toutes les cellules situées à sa gauche, les cellules restantes étant affectées à la n^{e} colonne. Par exemple, une suite telle que :

$$(1) \quad cc C_1 c c c c C_3 c C_4 C_2 c c$$

fournira la répartition :

$$\begin{array}{ll} C_1 & 2 \text{ cellules} \\ C_2 & 0 \quad \text{»} \\ C_3 & 4 \quad \text{»} \\ C_4 & 1 \quad \text{»} \\ C_5 & 2 \quad \text{»} \end{array}$$

Si nous effectuons ensuite les $(N + n - 1)!$ permutations entre les N cellules et les $n - 1$ colonnes, nous épuisons toutes les répartitions possibles, mais avec un certain nombre de répétitions. D'une part, toute permutation qui se réduit à une permutation entre elles des N cellules c conduit à une répartition

⁽²⁾ Rappelons que si x est suffisamment grand, on a sensiblement $\log x! \# x \log x - x$

équivalente. D'autre part, une permutation quelconque entre les $n - 1$ colonnes conduit à une répartition différente, mais qui figure cependant parmi celles qui ont été déjà dénombrées. C'est le cas, par exemple, des distributions :

$$(1) \quad c c C_1 c c c c C_3 c C_4 C_2 c c$$

et

$$(2) \quad c c c c C_3 c c C_1 c C_4 C_2 c c.$$

Le nombre des répartitions distinctes s'obtient donc en divisant le nombre des permutations de $N + n - 1$ objets par le nombre des permutations de N objets et par le nombre des permutations de $n - 1$ objets. D'où la formule :

$$(6) \quad M = \frac{(N + n - 1)!}{N! (n - 1)!}.$$

La formule (7) pourrait s'obtenir en sommant sur N le second membre de (6) pour toutes les valeurs entières de O à N . On peut obtenir directement le résultat en ajoutant par la pensée une colonne supplémentaire qui ne sera pas intégrée au spectre, mais dont on tiendra compte dans le dénombrement

des répartitions possibles. Cette colonne recevra successivement un nombre de cellules égal à tous les entiers compris entre O et N , et laissera par conséquent aux autres un nombre de cellules compris entre N et O . La formule (7) se déduit donc simplement de la formule (6) en remplaçant n par $n + 1$.

BIBLIOGRAPHIE

1. — J. LAPLUME. — Sur le nombre de signaux discernables en présence de bruit erratique dans un système de transmission à bande passante limitée *C. R. Ac. Sci.*, t. 226, p. 1348-1349, 26 avril 1948.
2. — C. E. SHANNON. — A mathematical Theory of Communication. — *B. S. T. J.*, vol. XXVII, n° 3, p. 379-423, Juillet 1948 et n° 4, p. 621-656, oct. 1948.
3. — C. E. SHANNON. — Communication in the Presence of Noise. — *P. I. R. E.*, vol. 37, n° 1, p. 10-21, Janv. 1949.
4. — W. G. TULLER. — Theoretical Limitations on the Rate of Information Transmission. — *P. I. R. E.*, vol. 37, n° 5, p. 468-478, mai 1949.
5. — Pierre AIGRAIN. — Théorie des Communications. — *Annales des Télécommunications*, t. 4, n° 12, décembre 1949.

“TÉTRODE A CRISTAL”

EMPLOI COMME CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCES

PAR

Rowland W. Haegeler,

Sylvania Electric Products Inc.

Introduction

Les cristaux ont été employés depuis de nombreuses années comme démodulateurs et convertisseurs de fréquences. Plus récente est la triode amplificatrice nommée « transistor » et formée de deux très fines électrodes très rapprochées et d'un cristal de germanium. Ce montage peut être aussi utilisé comme convertisseur et donne, dans ce cas, un gain à la conversion analogue à celui d'une triode ordi-

tage à des fréquences d'entrée beaucoup plus hautes que celles amplifiées par la triode à cristal (transistor).

Montage :

La figure 1 représente le montage d'une « tétrode à cristal » utilisable comme convertisseur. Ce montage est particulièrement apte à une étude expérimentale parce que les électrodes et le cristal peuvent être remplacés facilement. Un montage plus simple serait sans doute nécessaire pour la production en série. Les trois électrodes forment un triangle équilatéral ayant sensiblement 5/100 de mm d'arête. Jusqu'ici les cristaux employés pour les différentes tétrodes montées dans nos laboratoires étaient du type généralement utilisé dans les diodes 1N34. La préparation de ces cristaux est la même que celle des cristaux employés dans les « triodes à cristal ».

Résultats :

Les signaux d'entrée sont transmis aux électrodes émettrices 1 et 2 comme indiqué sur la figure 2. Généralement, l'électrode qui est connectée à l'oscillateur local n'a pas besoin d'être polarisée parce que, en ajustant la tension de l'oscillateur local à un

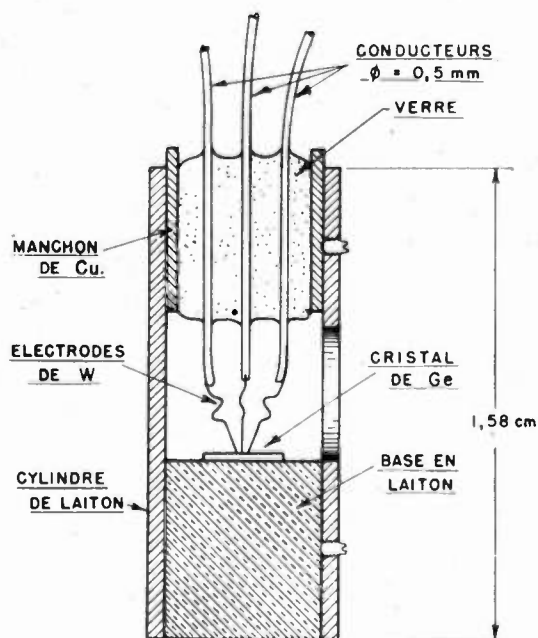


FIG. 1. — Montage d'une tétrode à cristal. (Type expérimental).

naire. Une tétrode composée de trois fines électrodes et d'un cristal offre comme convertisseur certains avantages sur le cristal monté en diode ou en triode. L'emploi d'une telle tétrode naturellement ne se limite pas à la conversion de fréquences mais dans cet article l'auteur s'en tiendra exclusivement à cet usage. Les principaux avantages de la « tétrode à cristal » comme convertisseur sont : un bon gain à la conversion accompagné d'une haute transconductance de conversion, peu d'interaction entre les circuits d'entrée et la possibilité d'utiliser le mon-

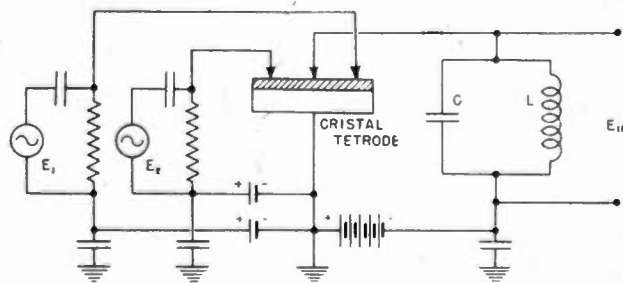


FIG. 2. — Circuit type pour la tétrode à cristal montée en convertisseur.

certain niveau, on peut obtenir la tension grille automatiquement. Un circuit résonant ajusté à la fréquence moyenne des fréquences d'entrée ou à la fréquence différence des fréquences d'entrée sert de charge dans le circuit de réception. Généralement

on mesure l'efficacité d'un mélangeur par la transconductance de conversion définie comme :

$$g_c = \frac{\partial i_c}{\partial e_{sig}} \quad (1)$$

i_c est la valeur instantanée de la composante du courant de fréquence « moyenne des fréquences d'entrée » dans le circuit de réception et e_{sig} est la valeur instantanée de la tension du signal qui dirige l'émetteur. On suppose que la tension de l'oscillateur local est ajustée de façon à donner à i_c une valeur favorable dans des conditions d'opération déterminées.

Il est possible de mesurer g_c à l'aide de simples mesures de potentiels quand l'impédance du circuit de réception pour la composante de fréquence moyenne du courant est connue. En effet,

$$g_c = \frac{E_o}{Z_L} \times \frac{1}{E_{sig}} \quad (2)$$

E_o est la valeur efficace de la composante de fréquence moyenne de la tension mesurée à travers la charge.

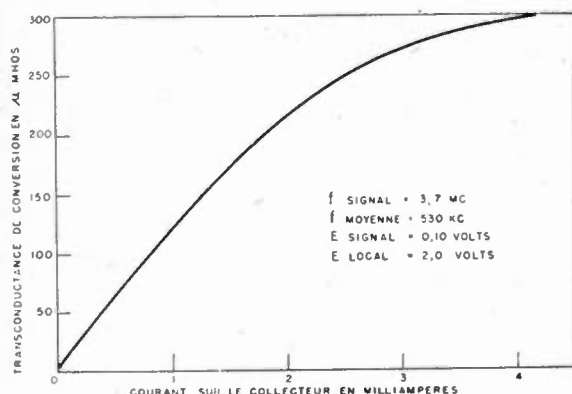


FIG. 3. — Variations de la transconductance de conversion en fonction du courant sur le collecteur pour une tétrode à cristal employée comme convertisseur.

E_{sig} est la valeur efficace de la tension du radio signal appliquée à l'émetteur et Z_L est donnée par la formule bien connue : $Z_L = Q\omega L$. Le Q de cette dernière formule est le Q du circuit oscillant, la résistance de l'électrode réceptrice étant comprise.

Dans les convertisseurs ordinaires (tubes à vide) les g_c possibles sont sensiblement comprises entre 200 et 600 μmhos . Par exemple, la pentode de type 6SA7 que nous comparerons aux convertisseurs à cristal a une g_c de 425 μmhos pour une tension plaque de 100 volts et un courant total de 12,3 ma.

Des valeurs types d'opération pour un convertisseur à cristal dans le circuit ci-dessus sont sur l'électrode réceptrice une tension de 30 volts et un courant de 2 ma, pour une g_c de 300 μmhos . Pour le même courant des g_c jusqu'à 1.100 μmhos ont été observées.

La courbe de la figure 3 montre comment la g_c d'un convertisseur à cristal varie avec le courant récepteur. Il faut donc remarquer que pour des tensions et des courants très au-dessous de ceux de-

mandés par les convertisseurs ordinaires, les convertisseurs à cristal gardent une transconductance de conversion très comparable à celles de ces mêmes convertisseurs ordinaires.

Le degré d'isolation que l'on peut obtenir entre les deux circuits émetteurs est une importante propriété des tétrodes à cristaux. La figure 4 montre qu'une

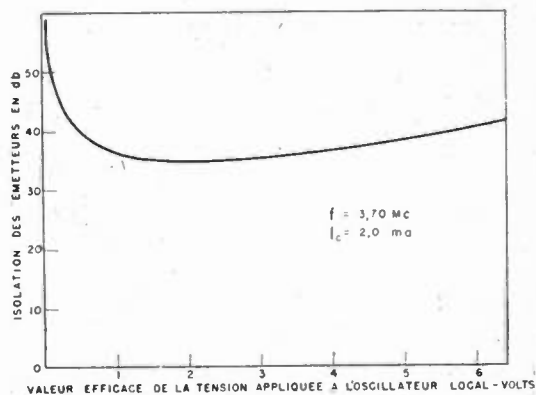


FIG. 4. — Isolation en décibels entre les émetteurs quand une tension H.F. est appliquée à l'un des émetteurs et que le signal transmis est enregistré dans le circuit de l'autre émetteur.

excellente isolation est possible, si bien que chaque signal de chaque émetteur n'a pas tendance à être transmis en grande proportion à l'autre émetteur et la fréquence hétérodyne n'apparaît en grande mesure dans aucun des circuits émetteurs. Un autre moyen de montrer qu'il y a une excellente isolation entre les deux circuits émetteurs est de tracer la courbe statique de transconductance d'interaction (figure 5) qui montre combien le courant d'un des émetteurs dépend de la tension appliquée à l'autre. Un point typique d'opération indiqué sur la courbe donne une transconductance d'interaction de 570 μmhos . Si l'on compare cette transconductance à

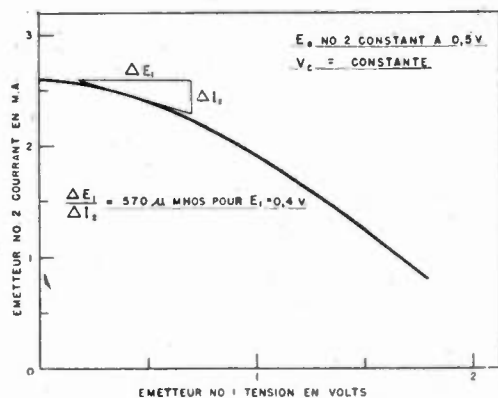


FIG. 5. — Transconductance d'interaction montrant l'isolation statique entre les émetteurs d'une tétrode à cristal employée comme convertisseur.

l'habituelle conductance d'entrée de chacun des émetteurs qui est de l'ordre de $10^4 \mu\text{mhos}$, il est évident que l'interaction entre les signaux restera petite.

Un autre point important est l'intervalle de fréquences dans lequel une « tétrode à cristal » peut être utilisée comme convertisseur. L'emploi de la triode

à cristal comme amplificateur est généralement limité à des fréquences plus basses que 5 Mc/s, à cause des pertes dues au temps de transit. Il en est de même pour une tétrode quand chaque circuit amplificateur est formé d'un émetteur et du collecteur. Mais, si la fréquence intermédiaire employée dans le convertisseur reste dans les limites d'emploi du montage comme amplificateur, les deux fréquences d'entrée peuvent être prises très loin de la limite de 5 Mc/s sans pour cela changer l'efficacité de conversion. Quand les tétrodes à cristal ont été utilisées à une fréquence moyenne de 500 Kc/s, pour des signaux d'entrée à plus de 100 Mc/s, la transconductance à la conversion s'est trouvée actuellement plus haute

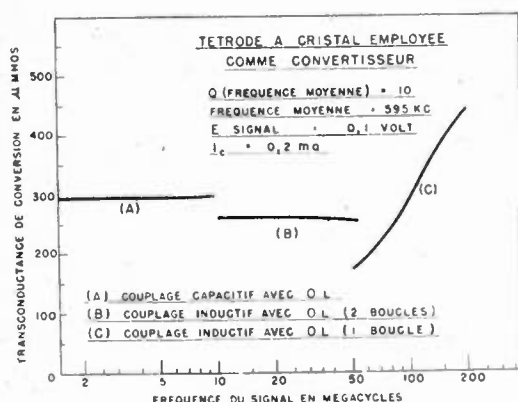


FIG. 6. — Variations de la transconductance de conversion en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour une tétrode expérimentale employée comme convertisseur.

que pour des signaux à plus basses fréquences. Par exemple, un convertisseur type dont la fréquence moyenne était de 600 Kc/s a donné un rapport de conversion de 2,5 (rapport de tensions) avec une transconductance de conversion de 630 μmhos pour un signal à 150 Mc/s. La figure 6 montre d'une façon plus complète la caractéristique en fréquence d'une tétrode à cristal employée comme convertisseur. Cette courbe ne donne point les limites d'opération des convertisseurs à cristal, puisque, de plus hautes ou de plus petites g_c peuvent être obtenues à n'importe quelle fréquence en changeant simplement le degré de couplage de l'oscillateur local.

Il est généralement reconnu que le bruit de fond

des triodes à cristal est plus élevé que celui des triodes à vide, et il paraît nécessaire de considérer le bruit dans les propriétés des tétrodes à cristal employées comme convertisseurs. En attendant de complets résultats sur ce sujet les tests faits jusqu'ici indiquent que le bruit dans le circuit de réception n'est certainement pas plus élevé que pour les triodes à cristal. Par exemple, le signal et le bruit à la réception étaient pour quelques montages sensiblement égaux quand le signal d'entrée était réduit à 2 microvolts.

L'on doit indiquer que la triode à cristal donne aussi de bons résultats comme convertisseur. Des g_c jusqu'à 900 μmhos ont été observées avec la triode comme convertisseur. Cependant, à cause du manque complet d'isolation entre le circuit signal et celui de l'oscillateur local et à cause de la difficulté d'adapter pour deux signaux la même basse impédance, la tétrode à cristal offre des avantages considérables sur la triode en tant que convertisseur de fréquences.

Conclusion :

Il n'est pas possible d'analyser complètement la valeur d'un montage aussi nouveau que la tétrode à cristal dans un si court article. Des détails aussi importants que l'analyse d'un circuit équivalent, qu'une étude plus approfondie de sa réponse en fréquence et qu'une mesure réelle du bruit seront nécessaires avant qu'il soit possible de se faire une opinion définitive sur son utilité. Cependant que ce montage obtienne des transconductances à la conversion égales à celles des convertisseurs ordinaires mais demande beaucoup moins d'énergie, qu'il soit de très petit volume, et qu'il puisse opérer avec des signaux d'entrée jusqu'à 200 Mc/s du moins, doit rendre son étude approfondie de très grand intérêt. L'excellente isolation entre les circuits émetteurs est d'un grand avantage sur les diodes et triodes employées comme convertisseurs. La fréquence intermédiaire maximum à laquelle ce montage peut être employé paraît être sensiblement égale à la fréquence maximum des triodes à cristal amplificatrices, et naturellement les fréquences des signaux d'entrée peuvent être beaucoup plus élevées.

L'auteur désire remercier pour leur aide dans l'étude expérimentale de ce montage E. W. Burke et Frieda A. Stahl et Philippe A. Clavier pour la traduction de l'anglais en français.

RÉUNION DU GROUPE DU SUD-EST DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Le groupe du Sud-Est de la Société des Radioélectriciens, qui constitue le premier organisme régional de notre Association, et dont le règlement a été publié dans l'Onde Electrique, a été définitivement constitué au début du mois de mars 1950, et son Comité local est ainsi formé :

Président : M. Benoit, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Vice-Président : M. Dejardin, Professeur à la Faculté des Sciences de Lyon.

Secrétaire Général : Moussiegt, Docteur ès-sciences ;

Secrétaire-Adjoint : M. Grandsard, Ingénieur I.E.G. et I.R.G. ;

Trésorier : M. Munier, Ingénieur I.E.G. et I.R.G. ;

Membres : M. Celard, Industriel à Grenoble ;
M. Fortrat, Professeur à la Faculté de Grenoble ;
M. Laronde, Chef de la Division de l'Electricité de France à Grenoble ;

M. Odin, Ingénieur à la Société C.R.C., à St-Etienne.

M. Wadin, Directeur Régional de la Radiodiffusion Française, à Lyon.

Le groupe a tenu sa première réunion le 11 mars 1950, dans le Grand Amphithéâtre de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electro-Technique et d'Hydraulique de Grenoble, que son Directeur, M. Esclangon, avait bien voulu mettre à sa disposition.

Après avoir ouvert la séance, M. Benoit, Président, a rappelé brièvement l'organisation du Groupe, et a indiqué ce que serait son activité future. Il a remercié M. Besson, Président de la Société des Radioélectriciens, qui avait bien voulu venir à Grenoble pour présenter la première Conférence.

M. Besson a pris ensuite la parole pour rappeler les origines de la Société des Radioélectriciens, son développement et ses buts. Il a enfin développé sa communication technique, qui a été suivie d'un exposé et d'une présentation d'appareil, par M. Grandsard, Ingénieur au Laboratoire de Haute Fréquence de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique de Grenoble.

Les résumés de ces communications sont donnés ci-dessous.

« QUELQUES CONSIDÉRATIONS SUR L'UTILISATION DES RADIOALIGNEMENTS POUR LA NAVIGATION MARITIME ».

PAR

M. P. Besson,

Président de la Société des Radioélectriciens.

Le Conférencier expose tout d'abord le but des radioalignements, et les divers systèmes possibles, que l'on peut classer en deux catégories : les systèmes à balancement, et les systèmes à enchevêtrement. Il passe en revue les qualités particulières nécessaires pour les radioalignements destinés à la navigation maritime, qualités qui sont différentes de celles que doivent posséder les radioalignements de la navigation aérienne. Pour la navigation maritime, la portée peut être plus réduite, mais la précision, et surtout la stabilité des axes balisés, doivent être beaucoup plus grandes.

L'auteur rappelle ensuite le principe des radioalignements dits « à association cadre-antenne », qu'il a proposés en 1929, et qui ont fait l'objet d'un exposé dans l'Onde Electrique, à l'époque.

Il résume les recherches poursuivies dans ce domaine depuis 1932, recherches qui ont abouti à la réalisation du radioalignement de La Palmyre, sur

une onde voisine de 1.000 m, qui a fonctionné pendant plusieurs années, jusqu'au jour où il a été détruit par les Allemands, en 1940.

M. Besson décrit ce radioalignement, dont l'axe balisait la passe d'entrée de la Gironde. Le cadre émetteur, supporté par un pylône en bois de 35 m de hauteur, avait une surface d'environ 1.000 m². La puissance dans le cadre était de l'ordre du Kw, et le courant de 8 ampères. L'antenne verticale avait une vingtaine de mètres de hauteur, et était parcourue par un courant relativement faible, de l'ordre de 70 milliampères.

La précision obtenue à une dizaine de km était quelques mètres, mais une certaine instabilité se manifestait, due vraisemblablement aux variations des caractéristiques du sol au voisinage du poste émetteur, suivant les circonstances météorologiques. Les déplacements, au cours d'une année, pouvaient atteindre une cinquantaine de mètres, mais ils restaient, bien entendu, à l'intérieur de la passe,

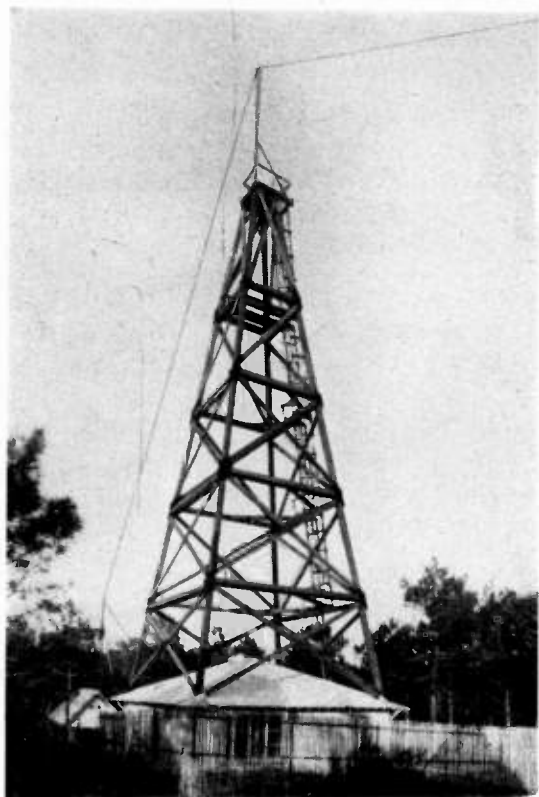


Fig. 1

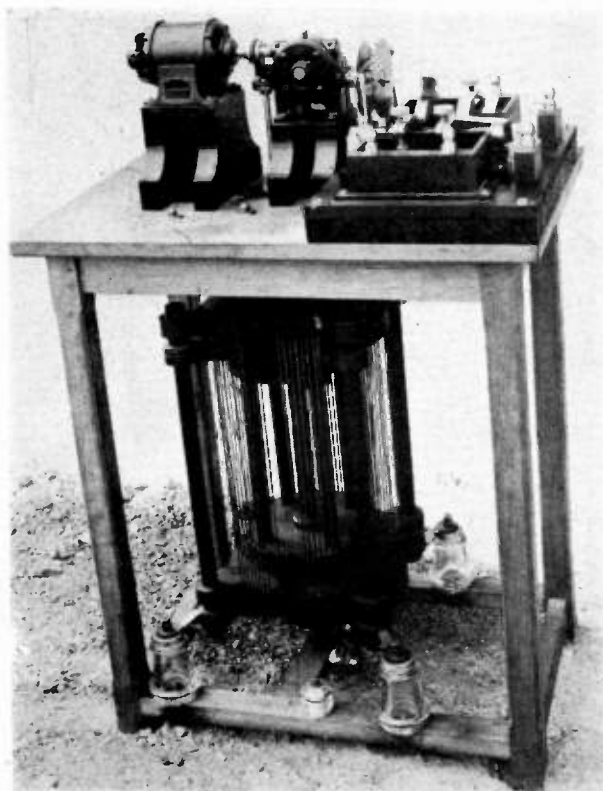


Fig. 2

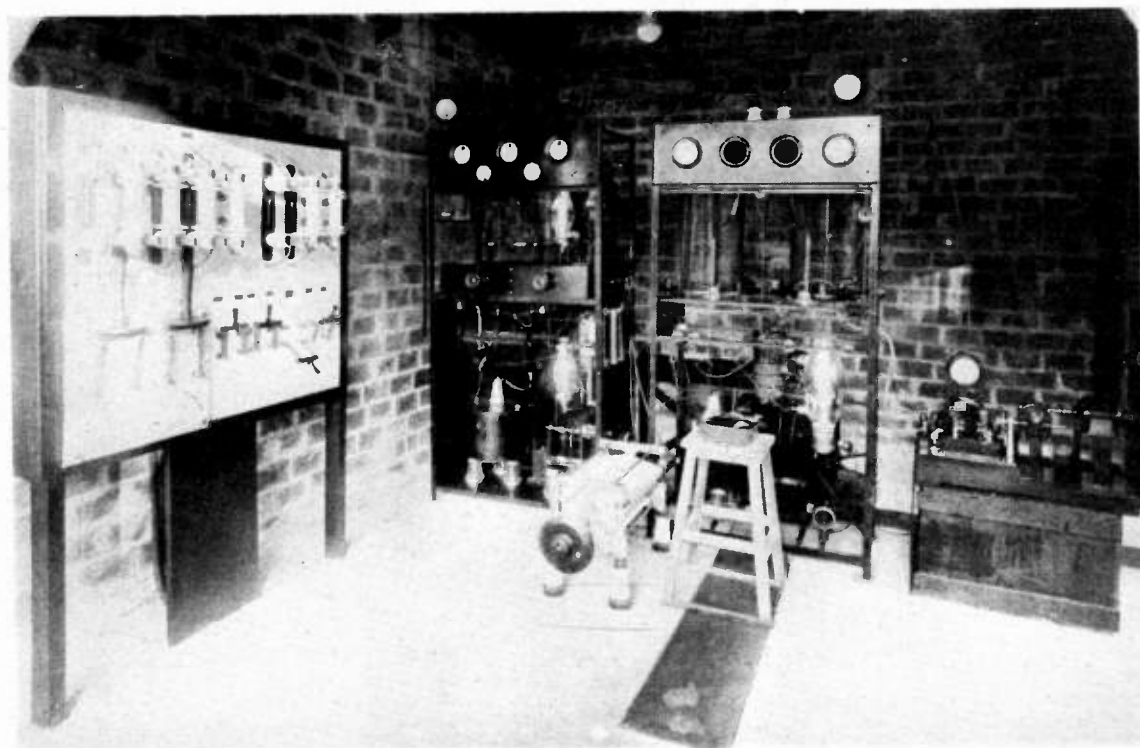


Fig. 3

dont la largeur est de 600 mètres environ. Les constatations faites au cours des 7 années d'expérimentation ont montré une légère incurvation de l'axe vers le sud.

Les émissions se faisaient alternativement, suivant les jours, en ondes pures ou en ondes modulées. Les divers navires, tant de la marine militaire que de la marine marchande qui ont utilisé le radioalignement ont été unanimes à préférer les ondes modulées.

La figure 1 représente le pylône supportant le système rayonnant, et la figure 3 le poste émetteur en cours de réglage.

Concurremment à cette installation, un radiophare tournant expérimental, dans lequel la rotation de



Fig. 4

l'axe obtenu par le groupement cadre-antenne était réalisée électriquement par le système classique de deux cadres perpendiculaires entre eux, était essayé à La Pallice. Les lettres enchevêtrées étaient produites par un manipulateur représenté sur la figure 2. L'axe tournait d'un degré par lettre manipulée, un top spécial indiquant son passage par le nord géographique. Le comptage du nombre des lettres pouvait être facilité par un changement automatique de la note de modulation toutes les 10 lettres.

Après la Libération, les recherches ont été reprises au Verdon, pour déterminer les conditions de fonctionnement des radioalignements à association cadre-antenne sur les ondes de 80 à 150 mètres de longueur, voisines de celles utilisées par les bateaux

de pêche, pour leurs liaisons radiotéléphoniques. On pourrait ainsi multiplier ces postes sans encombrer la gamme d'ondes voisine de 1.000 m., dans laquelle fonctionnent les radiophares à rayonnement circulaires, déjà très nombreux en France.

La figure 1 représente le radioalignement expérimental du Verdon, qui utilise une fréquence d'environ 3 Mc/s, avec une puissance de l'ordre de 200 W.

Les essais ont été poursuivis avec le concours de la Section des Travaux Publics du C.N.E.T., dirigée par M. Portier, et avec l'aide du Service des Phares et Balises et du Port Autonome de Bordeaux.

Un certain nombre de perfectionnements ont été tout d'abord apportés à l'installation primitive :

a) C'est ainsi qu'un système particulier de transformateur à haute fréquence à tore a permis de lier la phase du courant dans l'antenne directement à la phase du courant dans le cadre.

b) Un dispositif électronique de manipulation a remplacé le manipulateur mécanique initial.

c) Le C.N.E.T. a pu mettre au point un système de mesure du déphasage entre le courant antenne et le courant cadre, fournissant une précision de l'ordre du degré, et capable même d'actionner un relai avertisseur en cas de dérèglement.

Les essais ont fait apparaître un phénomène curieux de triplement de l'axe dans une région déterminée. Une explication vraisemblable de ce phénomène a été donnée par M. Portier, et a fait l'objet d'une communication au récent Congrès d'Electronique et de Radioélectricité. M. Portier a montré tout d'abord que la présence d'un obstacle formant réflecteur rendait sinueuse la ligne balisée. Or, de tels obstacles existent assez fréquemment au voisinage des côtes, pour les ondes en question, et ils peuvent être constitués par un pylône métallique, une tour de phare, un hauban, etc... dont la longueur est voisine du quart de la longueur d'onde. M. Portier a ensuite montré que, dans le cas de deux réflecteurs, l'un éloigné et l'autre voisin de l'antenne réceptrice, un effet se produisait donnant l'impression de l'existence de 3 axes parallèles, situés à environ une demi-longueur d'onde les uns des autres. Ceci peut se produire lorsque qu'un réflecteur existe sur la côte, et que, d'autre part, l'antenne du navire est à quelques mètres d'un mât métallique ou d'un hauban.

Des essais doivent être effectués au Verdon dans le courant de l'année pour essayer de vérifier expérimentalement cette théorie. Le phénomène constaté conduira vraisemblablement à revenir, pour les nouveaux radioalignements à installer, à des ondes plus longues, situées dans la gamme des radiophares, ou bien, également, à des ondes beaucoup plus courtes, de l'ordre du mètre.

* * *

Un intéressant échange de vues a suivi cet exposé, au cours duquel ont été soulignées la précision avec laquelle le cadre émetteur devait être orienté, la stabilité mécanique qu'il devait posséder et les circonstances météorologiques susceptibles de déplacer quelque peu les axes balisés.

« UNE CAVITÉ RÉSONNANTE POUR L'ÉTUDE DES DIÉLECTRIQUES »
à 21 000 MHz.

PAR

M. P. GRANDSARD

Ingénieur I.E.G. et I.R.G., Licencié-ès-Sciences.

*Laboratoire de Haute Fréquence de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique
et d'Hydraulique de Grenoble.*

L'appareil, représenté sur la figure 1, est destiné à l'étude des diélectriques à faibles pertes aux fréquences voisines de 21.000 MHz. C'est une cavité cylindrique, fermée à sa partie inférieure par un piston du type sans contact, sur lequel on place un échantillon du corps à étudier, sous forme d'un petit dis-

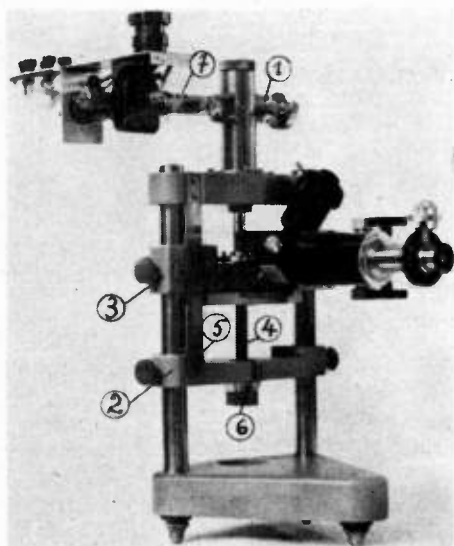


Fig. 1

que. Sa présence modifie la longueur à la résonance et la surtension de la cavité. De ces variations on peut déduire les constantes électriques et, éventuellement, magnétiques, du matériau.

Le courant détecté est produit par un cristal adapté placé dans un guide rectangulaire (1) couplé à la cavité par un petit trou ; ce courant est envoyé à un galvanomètre. Les mesures de longueur sont plus

délicates car la longueur des courbes de résonance est très faible, de l'ordre de quelques microns en l'absence d'échantillon. Le piston inférieur peut-être déplacé par rapport à la bride (2) (elle-même mobile pour le démontage) de deux façons différentes. On peut modifier la position du chariot (3) au moyen de la vis (4) en se repérant sur une règle (5) et un tambour gradués (6). On peut aussi déplacer le pied du piston par rapport à (3) à l'aide d'un plateau mobile entraînant une vis de précision. On réalise ainsi une avance très progressive qui est mesurée par un microscope lié à la pièce (3).

Le klystron émetteur débouche dans un guide rectangulaire (7) qui porte les dispositifs usuels d'atténuation et d'adaptation d'impédance. Le couplage à la cavité se fait par un petit trou. L'appareil a été calculé pour utiliser l'onde H^{01} . Les ondes dont la fréquence de coupure est plus faible sont éliminées par une pyramide en fils résistants adaptée au bouchon supérieur. Ce dispositif amortit également l'onde H^{31} , contrairement à ce qu'indique Bleacey, mais seulement si on lui donne une certaine orientation par rapport au trou de couplage. Le rapport des courants détectés pour une résonance H^{31} et pour une résonance H^{01} qui était dans les premiers essais de 6 à 7 est tombé à 0,1 simplement en rectifiant cette orientation.

Cet appareil, où l'on a recherché la simplicité et la précision de l'usinage mécanique, s'intègre dans le programme de constructions du Laboratoire, programme destiné à permettre l'étude des diélectriques dans la bande de 100 à 21 000 MHz.

BIBLIOGRAPHIE

- J. LAMB, *Journal of the I.E.E.* 1946. 93, Part III A.P. 1447.
B. BLEANEY, J.H.N. LOUBSER et R.P. PENROSE, *Proceedings of the Physical Society.* 1947 - LIX - p. 185.

SALON INTERNATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Tubes électroniques, Accessoires, Appareils de mesures radioélectriques

Organisé traditionnellement par le Syndicat National des Industries Radioélectriques, la Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, appareils et transformateurs de mesures et industries connexes et le Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs électriques fixes, ce Salon s'est tenu du 3 au 7 février 1950 au Parc des Expositions et y a remporté un vif succès. Deux cent soixante-dix stands ont été visités par plus de 50.000 personnes. L'intérêt de cette exposition résidait essentiellement dans la qualité du matériel exposé. Pour la première fois la conception des pièces paraissait réellement mécanique et leur exécution industrielle. La fabrication répond, d'autre part, aux règles de qualité et de sécurité. Pour le matériel récepteur de radiodiffusion, ce sont les règles d'établissement publiées par l'Union Technique de l'Electricité. Pour le matériel professionnel, les spécifications du Comité de Coordination des Télécommunications de l'Union Française. Le résultat de cet effort est d'ailleurs net. Le niveau de qualité internationale atteint par la production française de la pièce détachée lui vaut, depuis deux ans, d'être exportatrice.

Nous ne pouvons, dans le cadre de ce compte-rendu, examiner en détail toutes les productions. Force nous est de nous limiter aux plus nouvelles et aux plus caractéristiques dans les diverses catégories.

Appareils de mesure.

Bien que nous ne puissions donner l'analyse des appareils à courant continu, nous devons signaler la présentation d'un bloc d'équipage magnétoélectrique blindé. Certains contrôleurs à encastrer sont tropicalisés et montés en enveloppe scellée. Les appareils radioélectriques proprement dits sont moins nombreux, ce qui peut être expliqué par le fait que les matériels professionnels ont été présentés à l'Exposition de Radioélectricité et d'Electronique tenue en janvier.

Un contrôleur électronique, qui peut fonctionner comme ampèremètre, voltmètre et ohmmètre en courant continu ou alternatif, opère par détection diode jusqu'à 100 MHz, avec incorporation d'une tension d'étalonnage par lampe à néon. Une cellule au sélénium et un montage à contre-réaction assurent la protection contre les surcharges. L'ohmmètre est lu en lecture directe jusqu'à 100.000 ohms. On remarque également des voltmètres électroniques à basse fréquence donnant 10 mV de 20 Hz à 1 MHz ; des voltmètres à haute fréquence avec atténuateur capacitif donnant la déviation maximum pour 1 mV de 1 k Hz à 30 MHz. Un mégohmmètre mesure de

0,1 à $10^6 M\Omega$. La constante de temps des relais est mesurée avec une précision meilleure que 10 pour 100 entre 0,5 ms et 10 s.

D'une manière générale, la construction s'oriente vers des appareils pratiques et maniables, destinés à l'atelier de montage ou à celui du radiodépanneur. Parmi les générateurs, on remarque quelques productions nouvelles : générateur à basse fréquence avec résistance et capacité pour la gamme de 20 Hz à 20 kHz, à grande stabilité et tension réglable de 15 V à 10 μ V, pour un taux de distorsion ramené à 0,5 pour 100 ; générateur de fréquence étalon à quartz pour l'alignement des récepteurs à bandes étalées jusqu'à 46 mHz avec précision meilleure que 15 k Hz, compensateur à cristal et oscillateur réglable ; générateur de signal étalon de 32 kHz à 32 MHz avec tension de sortie étalonnée par couple thermoélectrique, avec modulation anodique sans variation de fréquence ; générateur à haute fréquence portatif pour gamme de 100 k Hz à 25 MHz, avec taux de modulation de 30 pour 100 et suppression du glissement de fréquence par étage séparateur ; générateurs à ondes ultra-courtes de 5 à 410 MHz et 300 à 1.000 MHz ; générateur à haute fréquence à points fixes et tension de sortie constante de 1 V.

Parmi les ponts de mesure, on peut signaler des appareils à gammes étalées avec recouvrement et indicateur cathodique offrant une précision moyenne de 1 pour 100 ; des ponts de Schering à cellule pour les mesures sur les condensateurs au papier.

Les mesures de tension de l'oscillatrice, du régulateur automatique de sensibilité, les mesures du gain par atténuateur avec sortie sur indicateur cathodique, charge à haute ou basse impédance ou oscillographe sont faites au traceur à sonde avec détection diode jusqu'à 100 MHz.

Une pile thermoélectrique détecte le rayonnement infrarouge. Des thermistors sont appliqués aux mesures physiques et physiologiques. Des spectrophotomètres et spectrographes de masse sont utilisés industriellement.

Pour les mesures sur les tubes électroniques, on remarque un distorsiomètre à quatre gammes de 30 à 7.500 Hz et un wattmètre de sortie de 5 mW à 5 W. Des lampemètres de service pour la vérification de l'émission électronique de la cathode, les essais de continuité, de court-circuits, d'isolement, d'indicateurs visuels et de vérification acoustique. Pour l'atelier, un lampemètre portatif à deux sensibilités pesant 7,5 kg et un pentemètre pour mesure directe de la pente dynamique ou statique, la vérification des tensions, du débit, du vide.

Pour les fréquences acoustiques, un phasemètre-

fréquence-mètre de précision permet le contrôle des amplificateurs BF, haut-parleur, transformateurs et bobinages pour tensions de 70 mV à 30 V et fréquences de 20 Hz à 20.000 Hz. La précision est meilleure que 0,5 pour 100 pour la fréquence et que 30' pour l'angle de phase.

Pour l'étude complète des bobinages, un surtension-mètre sans thermocouple donne une précision meilleure que ± 3 pour 100, mesurant la capacité propre, l'inductance, la résistance, l'affaiblissement de la fréquence image. Notons encore des ponts pour la mesure rapide des impédances, avec 6 gammes de résistances et de capacités et un pont universel fonctionnant à volonté en pont de Wheatstone, Wien Sauty, Maxwell, Nernst ou Han.

Dans le domaine des oscillographes, on trouve des appareils portatifs et légers, un écran à cinq traces, un oscillographe ultra-rapide, un appareil d'enregistrement. Bientôt verra le jour un oscillographe à deux traces à grande luminosité et tube à post-accélération pour bande 2,5 MHz et gain de 2.000. Puis un oscillographe avec tube à post-accélération de 25.000 V, avec balayage déclenché unique ou répété de 0,3 μ s à 30 ms et marqueur de temps à 0,1 μ s pour régime transitoire isolé. Ces appareils sont complétés par un amplificateur à 7 étages dont 3 symétriques, une bande passante de 20 MHz et un gain de 4.000 ; un volubateur de 5 à 250 MHz avec profondeur de modulation de ± 12 MHz et marqueur de temps à quartz.

Pour les mesures magnétiques, le perméamètre de contrôle donne rapidement les valeurs de perméabilité effective des noyaux magnétiques jusqu'à 100.000 avec champs de 2 à 100 millioersteds. Pour les mesures industrielles, on trouve des détecteurs de pression et de vibration, des appareils de mesure des déformations à l'aide de jauges résistantes, un comparateur magnétique à oscillographe pour le tri des barres d'acier.

Antennes.

Les types nouveaux se rapportent à la télévision. On fait usage généralement du dipôle vertical orientable avec réflecteur demi-onde à une distance d'un quart d'onde. Il est rare qu'on utilise le directeur. Un mât télescopique en duralumin d'une hauteur de 2,80 m qu'on peut hisser jusqu'à 12 m convient aux cars de téléreportage. On rencontre depuis peu des antennes intérieures en V à deux brins de 50 cm de longueur. Pour l'extérieur, l'antenne en trombone (dipôle replié) présente des qualités. Sur les balcons, on monte le trombone, le doublet simple ou le doublet réduit avec transformateur.

Les câbles de descente ne sont pas encore normalisés. Certains câbles coaxiaux donnent satisfaction, mais on leur reproche, en général, leur prix trop élevé. On utilise le câble plein de 75 ohms, le bifilaire sans blindage, le coaxial à section étoilée, le coaxial au polythène de 140 ohms et le ruban méplat au polythène de 300 ohms.

Cadres.

L'élévation du niveau des parasites artificiels a donné un regain de faveur au cadre, monospire ou

multispire, monté séparément ou incorporé. Un dispositif à deux enroulements croisés est bobiné sur un tambour mesurant 16 cm de diamètre et 25 cm de hauteur. La commande unique est assurée parfois au moyen d'un condensateur variable à 3 cases. Le dispositif comprend en général non seulement le cadre et le condensateur, mais un transformateur et une lampe de couplage.

Bobinages.

Les blocs de bobinages se présentent avec ou sans réjecteur, avec ou sans étage d'amplification HF. Les bobines sont munies, à l'intérieur du mandrin, de noyaux en vis magnétiques à frein. Un carter assure parfois la protection. Les blocs classiques tendent vers la miniaturisation. Certains encombrements sont réduits à 53 mm $\times$ 39 mm $\times$ 22 mm. On remarque l'adjonction d'une bande étalée de 47 à 51 m. Certains blocs à 1 gammes présentent deux gammes d'ondes courtes. Les bandes étalées multiples apparaissent sur les blocs à 5 gammes. Un bloc à 10 gammes dont 6 étalées permet un alignement rigoureux pour tous les points de la gamme. Les blocs coloniaux offrent plusieurs gammes d'ondes courtes et sont tropicalisés. Certains sont disposés dans des tubes de verre hermétiquement fermés. Un bloc spécial pour cadre antiparasite à spire unique améliore la présélection et la sensibilité. On voit revenir les blocs à clavier avec commutateur à 12 touches. Un bloc miniature préréglé est étalonné à 0,2 pour 100 près.

Les transformateurs à fréquence intermédiaire à pots fermés réalisent, sans réaction entre étages, une forte amplification. Le gain peut atteindre 40 à 85 db. Dans certains modèles, toutes les pièces métalliques sont supprimées, à l'exception du blindage. L'emploi de pièces moulées assure la rigidité et la constance du couplage. On remarque encore des transformateurs miniatures tropicalisés, des types à sélectivité variable avec poulie à vis et frein de stabilité ; des modèles à fort blindage et d'autres, entièrement sertis, à fixation rapide sans vis ni écrou. Les noyaux en ferrites (ferrox cube) font leur apparition.

Commutateurs et relais.

Dans les commutateurs, la tendance au modèle rotatif à galette s'affirme à nouveau, mais en modèles réduits cadmiés de 2 à 12 positions avec angle de rotation de 30°, axe de 6 mm, couple conforme aux spécifications C.C.T.U., résistance de contact inférieure à 7 m Ω . De très petits commutateurs, mesurant 40 mm $\times$ 22 mm convenant à 4 circuits et 3 positions, offrent une capacité entre plots de 1,8 pF et une résistance de 130.000 M Ω . On rencontre également des combineurs à très faibles capacités parasites pouvant assurer jusqu'à 24 contacts indépendants.

De très nombreux modèles de relais de télécommande ont fait leur apparition. Conçus pour le continu ou l'alternatif, ils possèdent des lames en bronze ou glucinium, sont tropicalisés, imprégnés sous vide et protégés contre l'oxydation. Leur puissance de coupure atteint 5 kW. Il est important de souligner

que ces matériels répondent aux spécifications S.T.T.A. et S.R.C.T. Signalons encore des relais galvanométriques sensibles, des relais à impulsions, des relais d'antenne isolés pour 14.000 V. Les équipements de télécommande utilisent en outre des moteurs à impulsions pour continu de 6 à 220 V, donnant 1 tour pour 24 à 60 impulsions dans l'un ou l'autre sens de rotation. Un amplificateur magnétique permet à une pile de 15 mV de commander une puissance de 50 W.

Résistances et potentiomètres.

Les résistances fixes de qualité sont obtenues par dépôt de carbone, précises jusqu'à 0,5 pour 100 et très stables, accusant une variation de 0,3 pour 100 en 10 ans. Leur puissance varie de 1/8 à 2 W avec coefficient de température de $0,3 \times 10^{-3}$ par degré C. Les embouts supportent une traction de 1 kg. Pour les appareils de mesure, on utilise des résistances de haute stabilité (moins de 15×10^{-5} après charge de 2.000 h) avec coefficient de température maximum de 10^{-5} ohm par ohm et par degré C. et tolérances jusqu'à $\pm 0,05$ pour 100. La tropicalisation requiert des résistances bobinées et vitrifiées.

Dans le domaine des potentiomètres, on a cherché à améliorer la piste de graphite préparée à haute température pour réduire les crachements. On remarque des modèles tropicalisés blindés avec presse-étoupe sur l'axe et sorties par perles de verre. Et un potentiomètre pas-à-pas réalisé avec des résistances fixes miniatures reliées à 9 plots.

Condensateurs fixes.

Rien de bien neuf du côté des condensateurs au papier, au mica et électrolytiques. Les condensateurs au papier tropicalisés et étanches peuvent supporter des températures de -70° à $+70^\circ$ C. avec enrobage sous ozokérite et fort isolement. Pour la haute tension, des condensateurs isolés par verre soudé ou dans l'huile jusqu'à 100 kV pour la télévision. Les condensateurs électrolytiques miniatures mesurent 23 mm de diamètre sur 55 mm de hauteur.

Mais, pour les appareils de surdité, on remarque des électrolytiques subminiatures qui donnent 4 μ F sous 12 V et 10 μ F sous 2 V. Leurs dimensions ne dépassent pas 22 mm $\times$ 4,5 mm. Des condensateurs électrolytiques tropicalisés fonctionnent de -10° à $+75^\circ$ C.

Des condensateurs-boutons au mica de 10 mm de diamètre donnent des capacités de 1.000 pF sous 1 kV et sont soudables au châssis. Des modèles « lilliput » fournissent 1.000 pF à $\pm 0,5$ pour 100 près.

Les progrès le plus marqués se manifestent dans le domaine des condensateurs céramiques dont la constante diélectrique peut atteindre 2.000, avec des tolérances serrées (± 2 pour 100), un coefficient de température précis et de faibles pertes diélectriques (10×10^{-4}). Pour l'émission, des modèles en pots et en assiettes permettent le passage de fortes intensités jusqu'à 20 k VAR. Notons encore des condensateurs sous vide en ampoule de 16 kV avec courant de 50 A.

Condensateurs variables et ajustables.

Pour l'accord des cadres antiparasites, on revient au modèle réduit à lames de bakélite. L'étalement de la bande d'ondes courtes sur une fraction du cadran est obtenu par un condensateur à cames permettant l'adjonction d'un condensateur fixe en série. Les condensateurs élastiques présentent des modèles « nains » de 53 mm de côté. L'effet microphonique est évité par l'usage de berceaux élastiques. Une précision absolue de 0,1 pF est présentée par des modèles papillons à cases multiples.

Dans le domaine des ajustables, on distingue un condensateur en tube de céramique siliconée, stator et rotor cylindriques à engagement hélicoïdal, sans jeu et à faible capacité résiduelle, résistant à la vibration, tropicalisé.

Transformateurs.

Les nécessités de la construction font apparaître des modèles nouveaux, cependant que les autotransformateurs, qui répondaient à une économie de guerre, tendent à disparaître. Notons pourtant des autotransformateurs permettant le remplacement, avec avantage, du cordon résistant des récepteurs universels. D'ailleurs le prix d'achat du transformateur est rapidement compensé par l'économie d'énergie. On trouve cependant toute une gamme de transformateurs spéciaux pour base de temps, oscillographes, téléviseurs, modèles tropicalisés, modèles de puissance et transformateurs pour vibreurs.

Alimentation et régulation.

La vogue de poste portatif a remis en honneur la pile, mais il s'agit de nouveaux modèles américains à éléments plats et forte capacité massique. Avec des redresseurs secs à l'oxyde de cuivre ou au sélénium, on constitue des ensembles de 500 éléments développant des tensions jusqu'à 5.000 V et débitant jusqu'à 10 mA pour les téléviseurs. On voit aussi réapparaître des convertisseurs et commutatrices, pour 6,12 et 21 V ainsi qu'un générateur à pédales de 80 W. Enfin, les vibreurs se multiplient et leur qualité s'améliore.

La régulation de tension, outre les survolteurs-dévolteurs à commande manuelle, peut être assurée par régulateurs automatiques compensant à $\pm 1,5$ pour 100 les variations de ± 15 pour 100 de la tension nominale.

Transformateurs électroacoustiques.

Une assez grande variété de conceptions et de formes règne toujours en ce domaine où chaque appareil paraît répondre à un but assez précis entre des limites. Les microphones piézoélectriques sont d'usage courant et leurs modèles multicellulaires sont devenus miniatures (sensibilité 1,5 mV : microbar à 1.000 Hz avec résistance de charge de 5 M Ω). On rencontre, pour les services de police, des microphones-boutons. On connaît le microphone à ruban, le bidirectionnel, le microphone de lèvres, le microphone dynamique qui ont peu évolué. Le microphone de contact, prévu pour l'amplification des sons à percussion, peut être

monté directement aux bornes « pick-up » d'un radiorécepteur.

La presque totalité des haut-parleurs est équipé au moyen d'un aimant permanent au ticonal qui permet la suppression des fuites magnétiques et le renforcement considérable du champ dans l'entrefer. Notons deux modèles avec « aimant annulaire » procurant une induction de 11.000 gauss. Le « moteur inversé » dans la concavité de la membrane économise le volume. Une résonance plus grave est obtenue par la suppression du spider. La raideur est atténuée, même dans les modèles miniatures de 6 cm de diamètre pour très petits appareils. La puissance de ces miniatures atteint 0,5 W avec une réponse convenable de 180 à 12.000 Hz.

Une curiosité est représentée par un haut-parleur à diaphragme formant pavillon exponentiel, donnant à 400 Hz une puissance de 3 W et reculant à 38 Hz la fréquence de résonance, tout en offrant une élongation de 14,5 mm. Notons les spiders arrière en « nyloplast », les membranes tropicalisées, les culasses hémisphériques pour l'utilisation rationnelle des aimants à trempe magnétique. Une tendance se manifeste en faveur des membranes ovales qui donneraient un meilleur étalement du son et faciliteraient la construction des récepteurs. Enfin, certains modèles combinent les avantages de l'aimant permanent avec ceux de l'excitation par bobine, ce qui renforce le champ d'environ 20 pour 100. En même temps, on peut doubler le champ par réduction de l'entrefer. Une imprégnation convenable contre les termites et les moisissures assure en outre la tropicalisation.

La technique des lecteurs de son évolue en fonction de celle du disque. La tendance est au disque en polyvinyle à microsilicon, dont la gravure réduit considérablement le bruit de fond, améliore la qualité de la réponse et augmente sensiblement la durée de l'enregistrement. Les meilleurs enregistrements permettent d'atteindre une largeur de bande de 12.000 à 15.000 Hz. Parmi les lecteurs à haute fidélité, on remarque ceux à variation de réluctance avec palette mobile de 8 mg commandée par un saphir dont la pointe a un rayon de courbure de 0,037 mm, et exerce sur le disque une force de pression de 10 à 30 g. Des lecteurs piézoélectriques à sel de Seignette sont prévus pour le renforcement des graves et des aiguës. Des perfectionnements ont été apportés aux moteurs de tourne-disque, qui sont conçus pour les diverses vitesses normales des disques. Les changeurs de disque peuvent passer automatiquement une dizaine de disques de 25 et 30 cm de diamètre mélangés, avec possibilité d'élimination et de répétition d'un disque donné. Le pleurage et les vibrations sont supprimés dans les nouveaux moteurs asynchrones synchronisés de 0,02 ch pourvus de bagues d'amortissement, de paliers autolubrifiants et de ventilateurs de refroidissement.

En matière d'enregistrement, les réalisations les plus nouvelles concernent le film magnétique, ruban de papier ou de matière plastique dont les vitesses normales de défilement sont celles de 77, 38 et 19 cm : s, selon qu'on désire obtenir une bande passante maximum de 15.000 à 4.000 Hz environ. Le niveau

du bruit de fond est relativement faible : 60 db au-dessous du niveau optimum à 400 Hz.

On remarque l'apparition de disques magnétiques, enregistrés et lus par guidage selon un sillon spiral et assurant, pour les « dictographes » une durée d'audition de 12 minutes à la vitesse de 15 t : mn.

En ce qui concerne la piézoélectricité, on trouve désormais des quartz d'une fréquence propre de l'ordre de 30 MHz, dont l'épaisseur de 81 μ m est obtenue par polissage à la main.

Matières premières.

Insensiblement, la construction radioélectrique renouvelle ses matières premières. La bakélite, autrefois universellement employée, est maintenant prosaïque du matériel professionnel. On utilise de préférence le polytétrafluoréthylène (téflon, fluon) ayant une grande résistance chimique, un facteur de puissance faible (2×10^{-4}) stable jusqu'à 3.000 MHz et supportant une température de 320° C. Le styroflex en feuilles de 0,02 à 0,12 mm d'épaisseur est employé pour l'isolement des câbles et des armatures de certains condensateurs. Les céramiques aux titanates, diélectriques de choix, permettent la réalisation d'excellents condensateurs sous un très faible volume. Les céramiques à haute perméabilité magnétique (ferramiques, ferrites, ferroxcube, $\mu = 3.000$), présentant une résistivité de 100 ohms-cm avec un point de Curie à 116°C sont utilisées pour les noyaux magnétiques à haute fréquence. Les aimants permanents sont réalisés en ticonal orienté sous champ.

Pièces détachées pour téléviseurs.

Cette construction, qui tend à se rationaliser, présente beaucoup de choix. Outre les antennes spéciales que nous avons déjà énumérées, on trouve maintenant chez les fabricants spécialisés les pièces suivantes. Des blocs optiques pour la projection de l'image par réflexion et réfraction (optique Schmidt). Des éléments préfabriqués, généralement présentés en blocs préréglés. Des adaptateurs permettant l'emploi d'un récepteur de radiodiffusion à la réception du programme sonore de la télévision. Des glaces de protection en verre de sécurité pour parer à l'implosion, toujours possible, des tubes cathodiques : des loupes plan-concaves pour améliorer la visibilité des écrans de petits diamètres.

L'élément essentiel est le bloc de déviation et de concentration, réalisé de manière à pouvoir s'adapter à tous les types de tubes cathodiques dont l'écran est compris entre 22 et 36 cm. On trouve également des jeux de bobinages spéciaux, des transformateurs à haute tension noyés dans le polythène, des bobines de charge pour circuits d'image et de ligne, des fiches coaxiales répondant aux spécifications C.C.T.U.

Pour l'alimentation, trois procédés sont employés concurremment. L'alimentation à basse fréquence sur le réseau a réduit son encombrement. L'alimentation à haute fréquence est généralement assurée à partir du retour de lignes, mais peut l'être aussi par le redressement de la tension d'un oscillateur. Pour le redressement, on dispose de blocs de 500

éléments sélénium-fer permettant d'atteindre 5 k V et plus.

Tubes électroniques.

La construction s'est orientée délibérément vers la miniaturisation et quelques nouveaux tubes sont présentés dans le domaine. En général, la série à 8 broches rimlock-médium est réservée au matériel récepteur de radiodiffusion, tandis que les séries miniatures américaines (série à 7 broches, série « noval » à 9 broches) équipent le matériel professionnel. On y trouve les diverses catégories répondant aux besoins classiques : chauffage sous 5,3 V ; 12 V ; 1,4 V et quelques types spéciaux pour les postes de voiture et les téléviseurs.

Parmi les miniatures, signalons la valve mono-plaque, 90 V 9 pour téléviseur et la penthode amplificatrice de puissance 5 P 29. Parmi les « rimlock » une penthode de puissance EL 38 pour base de temps de lignes et les changeuses de fréquences triodes-hexodes ECH 42, UCH 42.

De nouveaux cinéscopes (cathoscopes) présentent des écrans à fond plat jusqu'à 36 cm de diamètre, donnant, toutes choses égales d'ailleurs, une image plus grande.

Les tubes électroniques d'émission se sont enrichis de tubes de petite puissance (20 à 375 W) chauffés sous 6,3 V pour fréquences de 60 à 300 MHz, d'une triode tout métal de 10 kW, de deux triodes de 7 k W à ondes métriques refroidies respectivement par air et par eau.

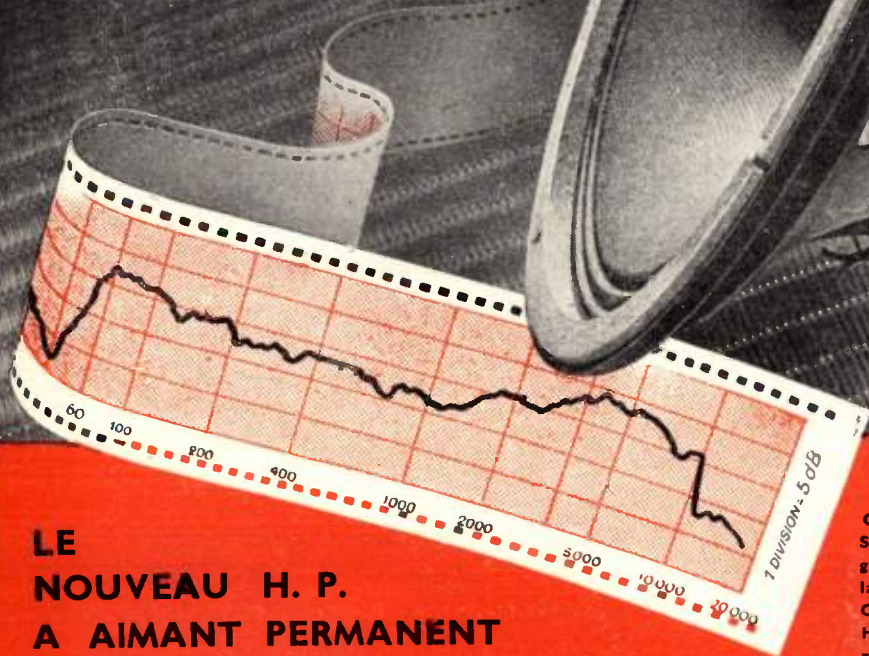
Dans le domaine des ondes métriques, on trouve encore de nouvelles tétrodes de 100 W et 150 MHz et 60 W à 500 MHz, ainsi que des doubles tétrodes. En hyperfréquences, des klystrons réflexes sous 300 à 500 V donnant 200 m W à 3.000 MHz et des magnétons de 5 W pour ondes décimétriques.

Les valves de redressement pour électronique industrielle évoluent de l'atmosphère de vapeur de mercure à celle de xénon, qui donne de meilleurs résultats, n'exigeant pas d'excitation pour fonctionner à basse température. On rencontre des modèles de 0,25 et 1,25 A sous 10.000 V.

Dans un autre ordre d'idées, signalons la présence de cellules au germanium et de « transistors » montés en triode ou tétrode.

En résumé le Salon de la Pièce Détachée, s'il ne révèle pas de nouveautés sensationnelles, nous prouve néanmoins l'importance des progrès réalisés dans la voie de la qualité par une production industrielle respectueuse des spécifications professionnelles.

Enfin!
DE **40**
A
16.000
PÉRIODES...



**LE
NOUVEAU H. P.
A AIMANT PERMANENT**

DE 21 cm. A MEMBRANE DE PROFIL

"EXPONENTIEL"

Reproduit les fréquences de 40 à 16.000 périodes, performance seulement atteinte jusqu'ici par certains appareils américains, mais possédant une double membrane, une pour les basses, l'autre pour les aigües

Sa courbe de réponse est d'une uniformité tout à fait remarquable, puisque l'échelle des ordonnées indique que les variations de la courbe tiennent toutes dans une place de ± 8 db.

Cette très haute fidélité permet des réceptions d'un relief et d'une vérité jamais atteints, à l'heure où nos émetteurs transmettent en direct des concerts dont la modulation dépasse 12.000 cycles secondes

SEM

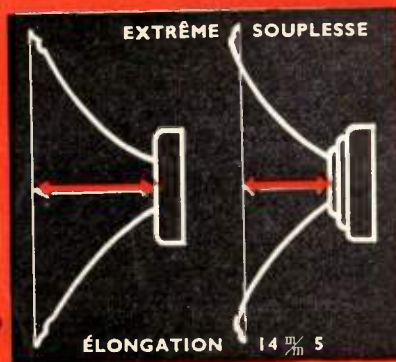
RENSEIGNEZ-VOUS. . .

PENSEZ A NOS MODÈLES

12-17-19-21-24 et 28 cm. dont la qualité rigoureuse est confirmée par la

FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS

Courbe de réponse du H. P. 21 cm SEM « EXPONENTIEL » enregistrée par les Laboratoires de la Radiodiffusion Française, Chambre sourde - Distance micro-H.P... 70 cm. Baffle rectangulaire recouvert de 2 cm. de laine de verre. Ampli d'attaque push-pull triode R. 120



HAUT-PARLEURS ET MICROPHONES - 26 RUE DE LAGNY PARIS XX' - TÉL. DOR. 43-81

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTRAL 97-63



TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes
Préamplis - Mesures - Télécommande



9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8^e

**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. RAPHY

RADIO AIR
FOURNISSEUR DES DÉPARTEMENTS
MINISTÉRIELS



FICHES
BOUTONS
CONDENSATEURS
•
MATÉRIEL
PROFESSIONNEL

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES
S. A. CAPITAL 5.000.000 Frs
2, Avenue de la MARNE-ASNIERES (Seine) Tél: GRÉ. 12-06
Usines à NEUILLY-5/-Seine et BRIONNE (Eure)

CONDENSATEURS H.F.



DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS (16^e)

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



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

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ARTEMENT CABLES ÉLECTRIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS
RUE DE MONCEAU, PARIS-8^e - TÉL. : LABORDE 60-50

Giorgi

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63



LES CABLES DE LYON

MANUFACTURE
DE FILS ET CABLES
ÉLECTRIQUES
DE LA C^{ie} GÉNÉRALE
D'ÉLECTRICITÉ

170 Av. JEAN JAURÈS
LYON

USINES A:
LYON-BEZONS-CALAIS



RADIOFOTOS

FABRICATION
GRAMMONT

TUBES

"MINIATURE"
Type International

LICENCE R.C.A.



SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

STÉ DES LAMPES FOTOS

11, Rue Raspail - MALAKOFF (Seine)
Tél: ALÉ 50-00 • Usines à LYON

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63

MESURES électroniques...



SYNCHROSCOPE

Balayage déclenché. Durée de balayage : 2 5 10 20 50 et 100 micro-secondes. Fréquence de répétition : 30 pps à 30.000 pps. Balayage relaxé 20 pps à 150 Kc s.



MESUREUR de CHAMPS

Gammes de 70 à 200 Mc.s.
Niveau : 5 microvolts à 100.000 microvolts par mètre en lecture directe sur 5 échelles. Calibration intérieure. Identification des stations.



OSCILLATEUR SUR 10 cm. A IMPULSIONS



FICHES COAXIALES POUR TOUS LES CABLES DE 72 OHMS
AUTRES IMPÉDANCES SUR DEMANDE



SOCIÉTÉ FRANÇAISE D'ÉQUIPEMENTS POUR LA NAVIGATION AÉRIENNE

25 à 29, RUE DU PONT - NEUILLY-SUR-SEINE - + MAI. 49-35

AUTRES FABRICATIONS : Alimentation stabilisée — Télémessurés par Radio de 1 à 6 voies — Télécommandes — Téléservismes — V.H.F. de trafic — Récepteur panoramique à 400 Kc s de bande passante — Interrogateur répondeur — Hyperfréquences — Toutes études d'équipement aéronautique en pilotage automatique et en Radio.

AGENCE PUBLIDITEC DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63

SADIR - CARPENTIER

3

présente

POSTES DE BORD

VHF

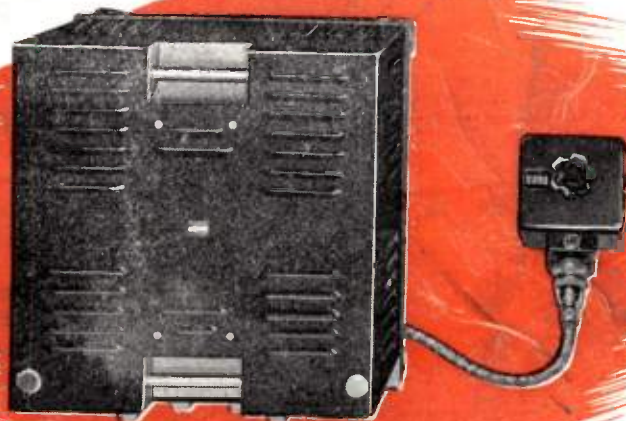


POUR AVIONS MILITAIRES

E.R. 546

POLYCANAUX

Gamme 100 à 156 Mc/s.
Grande facilité d'emploi.



POUR AVIONS COMMERCIAUX

E.R. 420

160 CANAUX

Gamme 116 à 132 Mc/s.
Conforme aux recommandations de l'O.A.C.I.



POUR AVIONS LÉGERS

AIRFONE

4 CANAUX

Gamme 108 à 156 Mc/s.
Poids inférieur à 6 Kgs.
Dimensions réduites.
S'utilise comme un téléphone ordinaire.



SADIR - CARPENTIER

101, BOULEVARD MURAT - PARIS (16)

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH



Société Anonyme
au Capital de
400.000.000 de Frs

AUT. 81 25

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 11, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63