

L'ONDE ÉLECTRIQUE

29^e ANNÉE N° 268

JUILLET 1949

PRIX : 160 FRANCS

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



LIRE DANS CE NUMERO

Problèmes posés par la fabrication
des tubes fonctionnant aux très hautes
fréquences. B. AUMONT

Méthodes modernes d'essais permettant de
mettre en évidence les caractéristiques et
limitations des tubes électroniques en
V.H.F. et U.H.F. R. REMILION

Le « Loran ». M. PORTIER

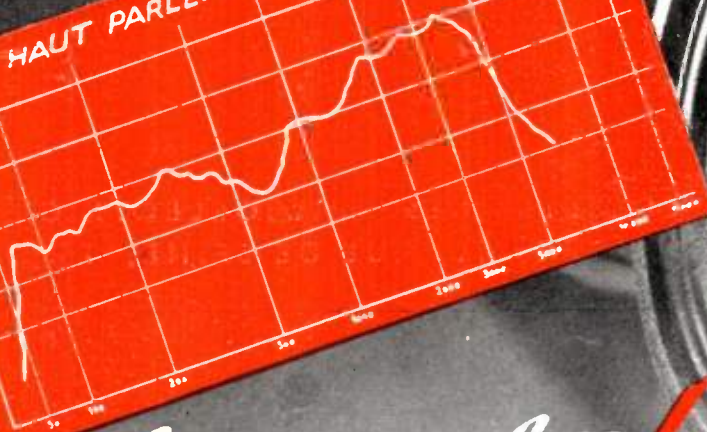
Au XVIII^e Salon International de
l'Aviation. M. ADAM

IF UNABLE
PLEASE RE

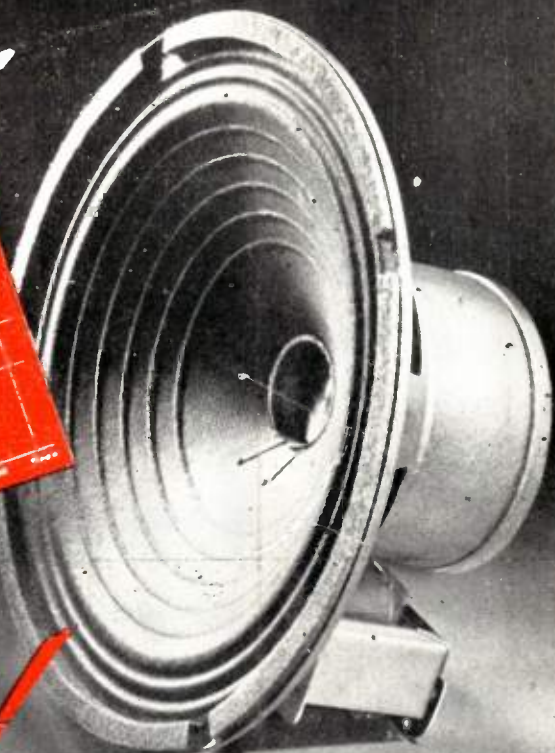
Satisfaire...

HAUT PARLEUR S.E.M. 24 cm B48

Decibels 1 div = 5 Decibels



les plus difficiles



MINIATURES-INTERPHONES-PORTATIFS



NOS 12 cm

CINQ LAMPES DE CLASSE COURANTE



NOS 17 cm

CINQ LAMPES MODÈLE CLASSIQUE



NOS 19 cm

DANS CHAQUE CAS

La Régularité de notre fabrication donne aux constructeurs l'assurance d'une Production de **Qualité**, d'un **Rendement rigoureusement constant** et d'une

Sécurité absolue dans la série.

Tous est mis en œuvre pour obtenir une **sélection rigoureuse** de nos matières premières, un **Contrôle à tous les stades** de notre fabrication, et une amélioration suivie de nos modèles par des recherches constantes...

LA FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS CONFIRME NOTRE QUALITÉ

UTILISEZ DES
HAUT PARLEURS ET MICROPHONES

SEM

SIX LAMPES type STANDARD



NOS 21 cm

SIX ET SEPT LAMPES LUXE



NOS 24 cm

AMPLIS CINÉMA • PUBLIC-ADDRESS



NOS 28 cm

26, RUE DE LAGNY - PARIS-20' - TÉLÉPHONE : DORIAN 43-81

AG PUBLÉDITEC DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

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

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

Prix du Numéro :
160 francs

Vol. XXIX

JUILLET 1949

Numéro 268

SOMMAIRE

		Pages
Problèmes posés par la fabrication des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences	B. AUMONT	271
Méthodes modernes d'essais permettant de mettre en évidence les caractéristiques et limitations des tubes électroniques en V.H.F. et U.H.F.	R. REMILLON	273
Le « Loran »	M. PORTIER	286
Au XVIII ^e Salon International de l'Aviation	M. ADAM	305
Sur la couverture :		
Triode 3 kw. à structure coaxiale pour ondes très courtes réalisée par la Sté Française Radioélectrique.		

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

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

2° 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° Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique*;
- 2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;
- 3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;
- 4° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

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

2° Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études 500 fr.

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

3° Membres à vie :

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

4° Membres donateurs :

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

5° Membres bienfaiteurs :

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux n° 697-88

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

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

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922	M. DE 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 en chef de l'Aéronautique.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.
1946	R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947	R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948	Le Prince Louis de BROGLIE.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

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

Vice-Présidents :

 MM. P. ABADIE, Ingénieur en chef au L. N. R.
 G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.
 De MARE, Ingénieur.

Secrétaire général :

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

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

 M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des P. T. T.
 M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.
 J. DOKES, Ingénieur des P. T. T.

SECTIONS D'ÉTUDES

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

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

INFORMATIONS

OFFRES D'EMPLOI

0.44. — USINE construct. matériel. RADIO PROFESSIONNEL, recherche INGENIEURS expérimentés, Diplômés Gdes Ecoles. munis sérieuses réf. industriel. ds spécialit. pour : Service contrôlé et essais Service approvist-(départ. techn). Services études matér. émiss. Ecrire à S. I. F. 168, Boulevard Gabriel Péri, MALAKOFF (Seine).

0.45. — Impte Société demande pour Laboratoire de recherches paris : INGENIEUR diplômé Gdes Ecoles Bonne expérience des TUBES

A VIDE 48 h. avant. soc. nat. française. Ecr. av. curric-vit. très détaillé à N° 62.048 CONTESSE Publicité, 8, square Dordogne, PARIS-17^e q. tr. Ne pas joindre de timbre pr réponse.

0.46. — Impte Société demande pour Laboratoire de recherches PARIS-15^e, INGENIEUR diplômé Gdes Ecoles. Bne expérience de TUBES A VIDE. 48 h. Avantages sociaux. Nationalité française. Ecr. av. Curric. vitae très détaillé à N° 61.278 Contesse Publicité, 8, sq. de la Dordogne, PARIS-17^e q. tr.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

Présentés par MM.

LEFRERE Pierre, élève à la section Radioélectricité de l'Ecole Nle supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique à Toulouse	RIGAL.
LEJEUNE Daniel, élève à la Section Radio de l'E. S. E.	R. RIGAL.
LEMAITRE Jean, ingénieur.	DAUPHIN.
LESAGE Daniel, élève à la section Radio de l'E. S. E.	PORTIER.
LÉVY Philippe, élève à la section Radio de l'E. S. E.	Cossé.
LÉVY Pierre, élève à la section Radio de l'E. S. E.	ROUBINE.
MARRONN Erwin, Ingénieur Radio	FROMY.
PARROT Albert, élève à la section Radioélectricité de l'Ecole Nle Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique à Toulouse	DEJEAN.
PPETENAR J., élève à la section Radioélectricité de l'Ecole Nle Supérieure d'Electrotechnique et d'hydraulique à Toulouse	DAUPHIN.
PRÉVOTEAU Pierre, Ingénieur électricien	DEJEAN.
	DAUPHIN.
	Ets Ed. BELIN.
	FOREY.
	Rigal.
	LIBOIS
	RIGAL. LIBOIS.
	DUPLESSIS
	BOMMIER.

Présentés par MM.

DE REVIERS Guillaume, élève à l'Ecole centrale de T. S. F.	ASCHEN.
	QUINET.
DE SAINT-MELEC Yvon, élève à la section radio de l'E. S. E.	R. RIGAL.
	FROMY.
SAMPAIO Rodrigues, Antonio, élève à la section Radio de l'E. S. E.	DAVID.
	DAUPHIN.
Mlle.	
STIFFEL Annette, Ingénieur radioélectricien E. S. E.	P. KAHN.
	M. PETEL.
MM.	
SUISSE Jacques, élève à la section Radioélectricité de l'Ecole Nle Supérieure d'Electrotechnique et d'hydraulique à Toulouse	RIGAL.
	LIBOIS.
VIENNET Robert, Capitaine d'Artillerie, breveté technique, Ingénieur E. S. E.	BUSQUET.
	HUMBLLOT.
ZELMANOWICZ Marc, Ingénieur à l'école polytechnique de Varsovie.	KIRILOFF.
	TAFFLET.

PROBLÈMES POSÉS PAR LA FABRICATION DES TUBES FONCTIONNANT AUX TRÈS HAUTES FRÉQUENCES

PAR B. AUMONT

Directeur du Département "Lampes" de la S.F.R.

L'évolution relativement récente dans l'emploi des ultra-hautes fréquences n'a été possible, en particulier, que grâce aux perfectionnements technologiques apportés dans la construction des tubes ; ces perfectionnements permettent d'une part de réaliser dans de bonnes conditions la fabrication industrielle de modèles de laboratoire, grâce aux simplifications qu'ils ont pu leur apporter et, d'autre part, d'étudier de nouveaux prototypes dont les caractéristiques sont de plus en plus poussées.

Les progrès dans la conception des tubes pour très hautes fréquences ont été conditionnés par les solutions plus ou moins satisfaisantes apportées aux problèmes suivants :

1° Réduction des dimensions des électrodes et des connexions internes afin de diminuer les capacités et les inductances parasites.

2° Réduction des distances interélectrodes afin de diminuer le temps de transit.

3° Suppression des entretoises isolantes internes qui souvent recouvertes d'un léger film métallique se déposant inévitablement au cours des opérations de pompage, présentent un isolement insuffisant et augmentent les capacités parasites.

4° Adaptation convenable des tubes à des circuits appropriés.

Un problème particulièrement intéressant est posé par la télévision. La définition du standard français conduit à réaliser des tubes qui, à des fréquences de 200 MCS, permettent d'obtenir une large bande passante de l'ordre de 20 MCS et une puissance utile importante.

Ces conditions imposent de diminuer l'impédance du faisceau électronique ; les tubes doivent donc fonctionner avec de basses tensions et des courants élevés, ce qui limite la puissance utile et le rendement ; en fait, les dimensions de ces tubes doivent être réduites afin que leurs capacités ne soient pas prohibitives et ce sont principalement les dissipations permises sur l'anode et surtout sur les grilles qui limitent la puissance des tubes en raison des perturbations dans le fonctionnement provoquées par des dissipations exagérées.

Toutes ces exigences imposées aux tubes pour U. H. F. leur confèrent en particulier deux caractères communs :

1° leur structure est compacte ;

2° leurs dimensions sont faibles.

Or, pour être utilisables pratiquement, il est nécessaire qu'ils puissent délivrer des puissances de plus en plus importantes à mesure que l'emploi des très hautes fréquences se généralise.

Ces conditions contradictoires ont été à l'origine de certains perfectionnements récents, fruits de longues et patientes recherches

Parmi ces perfectionnements, on peut citer :

— l'emploi des cathodes à grand pouvoir émissif ;

— l'emploi de métaux ou alliages réfractaires qui, spécialement traités permettent d'atteindre des températures importantes de grilles, sans perturber le fonctionnement du tube ;

— l'emploi d'anodes à grande dissipation unitaire, obtenue grâce à l'utilisation de matériaux nouveaux et aux perfectionnements apportés à la technique du refroidissement forcé.

Le dessin des tubes doit être particulièrement étudié afin d'utiliser au maximum ces perfectionnements actuels.

Par exemple, il est avantageux, pour réduire la température des grilles d'avoir une « sortie grille » aussi courte et massive que possible, ce qui permet une meilleure évacuation de la chaleur.

Mais les meilleurs dessins ne présenteraient pas d'intérêt si les tubes correspondants n'étaient pas parfaitement étanches et parfaitement constants d'un exemplaire à l'autre.

Les isolants assurant la liaison mécanique entre les divers éléments du tube font partie intégrante de son enceinte et doivent donc être étanches. En outre, ces isolants (verre ou céramique), doivent présenter de très faibles pertes diélectriques ; des verres spéciaux répondant à cette condition sont actuellement couramment utilisés ; dans un avenir très prochain, les céramiques qui font l'objet d'importantes études seront elles aussi largement employées.

Le problème des soudures étanches verre-métal a longtemps passionné les chercheurs ; deux techniques sont actuellement utilisées dans la fabrication des tubes U. H. F.

La première, qui s'inspire d'un procédé utilisé dans la construction des premiers tubes de grande puissance, met en œuvre la soudure du verre sur une lamelle de cuivre amincie en biseau afin de compen-

ser, par sa flexibilité, la différence de dilatation entre le verre et le métal. Mais, d'une part, la nécessité d'utiliser du cuivre d'excellentes qualités mécaniques l'extrémité de l'aminé n'a qu'une épaisseur de l'ordre de quelques centièmes de millimètre) et, d'autre part, l'insécurité d'emploi de ce procédé, en raison des nombreux cas de fêlure qui se produisent soit au cours des diverses opérations de pompage, soit pendant le fonctionnement des tubes, font abandonner peu à peu ce procédé.

Une deuxième technique, qui est d'ailleurs couramment appliquée aux tubes actuels de grande puissance à anode extérieure a pu être adaptée dans de bonnes conditions aux tubes pour très hautes fréquences. Elle consiste à utiliser un alliage dont le coefficient de dilatation dans l'intervalle de températures auxquelles le tube est soumis au cours de sa fabrication est voisin de celui du verre. Les organes de liaison constitués avec cet alliage se soudent parfaitement au verre et, lorsqu'ils constituent des éléments de l'enceinte du tube, ils peuvent être soudés ou brasés de manière étanche à d'autres métaux, en général le cuivre.

Mais ces alliages qui comportent une forte proportion de fer, présentent aux très hautes fréquences, des pertes et des résistances prohibitives qui rendent impossible leur emploi selon la méthode habituelle ; il devient nécessaire de les recouvrir d'un métal très bon conducteur (par exemple le cuivre ou l'argent) et cela d'une manière continue, en particulier à l'endroit même où se fait la soudure du verre sur le métal. Le problème de l'étanchéité de la soudure du verre sur cet alliage recouvert de cuivre est actuellement résolu.

Pour répondre aux demandes des usagers, les tubes doivent en plus d'une excellente étanchéité avoir des caractéristiques particulièrement constantes d'un exemplaire à l'autre, afin d'en assurer l'interchangeabilité. Cette qualité impose une grande précision dans la fabrication de ces tubes.

Par exemple, les tubes à structure cylindrique nécessitent une parfaite concentricité des électrodes en raison d'une part des faibles distances interélectrodes, d'autre part de la constance demandée aux caractéristiques. Ce centrage doit naturellement se conserver au cours des divers stades de fabrication et en particulier au cours du pompage pendant lequel les divers éléments du tube sont portés à des températures élevées supérieures à celles atteintes en cours de fonctionnement.

La suppression des entretoises intérieures impose d'utiliser des pièces détachées très régulières et précises, cette précision étant, en particulier, imposée aux pièces en verre qui, dans les fabrications modernes, sont considérées comme de véritables pièces mécaniques.

Les tubes à structure plane doivent également être montés avec le même souci de précision puisque les distances interélectrodes sont comme pour les tubes à structure cylindrique très réduites et peuvent n'atteindre que quelques dixièmes de millimètre pour des tubes relativement puissants.

La fabrication industrielle de ces tubes doit aboutir à des tubes de qualité constante tant au point de vue performances électriques que durée.

Cette qualité dépend en premier lieu de la qualité des matières premières qui, dans les usines modernes sont contrôlées par des procédés efficaces et industriels.

Elle dépend également de la précision mécanique des éléments du tube et de la constance de leur positionnement, ce qui impose d'utiliser un outillage de précision pour la réalisation des pièces détachées et leur assemblage.

Le souci du meilleur rendement tant en quantité qu'en qualité impose d'ailleurs que la fabrication des tubes soit faite en chaîne, les moyens de montage devant être particulièrement étudiés en vue de leur meilleure efficacité.

En plus de la qualité des matières premières, des pièces détachées et du montage, la constance des divers traitements au cours du pompage et de la formation des lampes sont un facteur important de la qualité finale.

On pourrait penser que cette recherche de la qualité conduit obligatoirement à des produits finis de prix de revient élevé. L'expérience montre au contraire, que le prix de revient peut être facilement réduit grâce aux dispositions citées. En effet, l'amélioration de la qualité des éléments a comme conséquence, une augmentation sensible du rendement de fabrication. En outre, l'étude préalable des conditions de travail en vue de la meilleure utilisation du personnel, la constance de ces conditions de travail, la précision des moyens mis en œuvre conduisent également à un accroissement du rendement, donc à une diminution du prix de revient.

Malgré les précautions prises au cours du montage, malgré les contrôles successifs faits à différents stades de fabrication, il peut rester encore quelques imperfections qui doivent être décelées avant livraison à l'usager, d'où la nécessité de contrôler de manière très soignée, la qualité des produits finis par des essais appropriés.

Les essais habituels faits sur les tubes classiques et qui ont pour but d'apprécier essentiellement les qualités du vide, de l'émission, de l'interchangeabilité deviennent insuffisants dans le cas de tubes pour très hautes fréquences.

Pour ces tubes, en effet, on constate que de très faibles différences mécaniques influent considérablement sur leur interchangeabilité : dans certains cas, les conditions d'emploi nécessitent d'appairer les tubes avec une grande précision.

En outre, l'usager a besoin de renseignements très précis sur les tubes qui sont mis à sa disposition afin de pouvoir les utiliser au mieux.

Comme il n'est pas possible de vérifier sur chaque tube qu'il répond à tous les usages auxquels il peut être destiné, la nécessité est apparue d'adapter de nouvelles méthodes d'essais à ces nouvelles fabrications.

Les moyens d'essais mis en œuvre doivent être précis et fidèles : quant aux méthodes utilisées, elles doivent permettre d'obtenir les résultats rapidement afin qu'ils puissent en être tenu compte avec le maximum d'efficacité dans la conduite des chaînes de fabrication.

MÉTHODES MODERNES D'ESSAIS PERMETTANT DE METTRE EN ÉVIDENCE LES CARACTÉRISTIQUES ET LIMITATION DES TUBES ÉLECTRONIQUES EN U.H.F. & V.H.F.

PAR Robert REMILLON

Ingénieur au service Essais Lampes de la Société Française Radioélectrique

Le présent article ne saurait prétendre à épuiser le sujet qui est d'une très grande étendue vu le nombre élevé et toujours croissant des types de tubes nouveaux que les constructeurs sont amenés à réaliser. L'auteur n'a pas suivi le plan de la communication présentée devant la Société des Radioélectriciens, jugeant qu'il serait plus utile de donner d'abord quelques indications sur les résultats des théories récentes sur le fonctionnement des tubes en VHF et UHF, d'indiquer ensuite quels seront les essais correspondants à effectuer par le constructeur pour donner à l'utilisateur les indications lui permettant de prévoir le fonctionnement de tous les tubes—modernes et en particulier les limitations des tubes conventionnels en ondes très courtes.

L'auteur donnera donc dans cet article un résumé des essais à effectuer sur les différents types de tubes modernes tout en réservant à des articles ultérieurs les développements théoriques détaillés, la description des appareillages d'essais et l'indication de résultats relatifs aux types de tubes les plus courants.

Introduction.

Nous ne nous étendrons pas ici sur les problèmes généraux posés par la construction et l'utilisation des tubes nouveaux. Nous rappellerons simplement que les essais des tubes, tels qu'ils étaient effectués il y a encore quelques années et composés principalement de mesures statiques courantes et d'un essai en oscillation à la fréquence supérieure de la gamme d'utilisation du tube, ou même souvent à une fréquence inférieure, ne sont plus suffisants pour donner à l'utilisateur les indications dont il a besoin pour résoudre les problèmes que pose la technique actuelle.

Comme l'a indiqué M. Lehmann au cours d'une réunion récente de la 6^e Section de la Société des Radioélectriciens, il s'agit actuellement pour l'industrie radioélectrique française, qui ne dispose pas des moyens de l'industrie anglo-saxonne, plutôt que de développer un grand nombre de tubes dont les possibilités de vente seraient réduites puisque limitées au marché français, de mettre au point un nombre restreint de tubes judicieusement choisis, de perfectionner ces tubes au maximum et de donner le plus grand nombre possible de renseignements concernant leur fonctionnement dans les différents types d'équipements dans lesquels leur utilisation semble possible. Là réside à notre avis la plus urgente tâche des constructeurs de tubes français, cette tâche étant d'ailleurs essentiellement fonction de la précision avec laquelle les utilisateurs indiqueront aux constructeurs la nature des caractéristiques demandées.

Nous classerons cette étude suivant les types de tubes auxquels s'appliqueront les considérations théoriques ou pratiques développées :

I. — Tubes de réception ou de petits étages d'émission, tubes classiques, tubes miniatures, tubes acorn).

II. — Triodes, tétrodes ou pentodes d'émission V. H. F. utilisées dans des circuits à constantes localisées ou à lignes bifilaires.

III. — Triodes, tétrodes d'émission V. H. F. et U. H. F. utilisées dans des circuits à cavités.

IV. — Klystrons et tubes à ondes progressives.

V. — Magnétrons.

I. — TUBES DE RÉCEPTION (ou de petits étages d'émission)

Cette catégorie comprend tous les tubes de réception conçus pour une utilisation en B. F., H. F. et V. H. F., dans ce dernier cas tout particulièrement les tubes miniatures dont l'utilisation tend à se généraliser dans notre pays.

Essais statiques :

Ces essais comprennent toutes les mesures de caractéristiques statiques qui n'ont pas subi dans leur principe de modification notable par rapport aux méthodes classiques. La fabrication de ce genre de tubes en grande série a par contre rendu nécessaire une rationalisation des moyens d'essais de façon à diminuer le personnel et le temps nécessaire à ces mesures. C'est ainsi qu'on a mis au point des tables d'essais automatiques en bout de chaîne où les différentes mesures se font automatiquement les unes après les autres sans intervention de l'opérateur. Celui-ci n'a qu'à vérifier sur les différents appareils de mesures que les caractéristiques des tubes essayés tombent bien à l'intérieur des fourchettes du cahier des charges. Pour citer un exemple, nous dirons que la durée de tous les essais statiques relatifs aux différents types de tubes miniatures et effectués selon les normes du C. N. F. T. varie entre 1 et 3 minutes.

La Fig. 1 montre la réalisation d'une telle table.

Tracé des réseaux.

Les réseaux sont actuellement tracés automatiquement soit en dynamique classique par application d'une tension sinusoïdale, soit en impulsions par application d'impulsions en forme de demi-sinusoïdes de 20 à 100 μ S. de durée. Notons que cette méthode qui a donné lieu dans le cas des cathodes à oxydes à quelques difficultés dont nous parlerons dans un prochain article, a donné entière satisfac-

tion pour les tubes à tungstène thorié ou à tungstène pur.

La Fig. 2 donne une vue d'une table à impulsions.

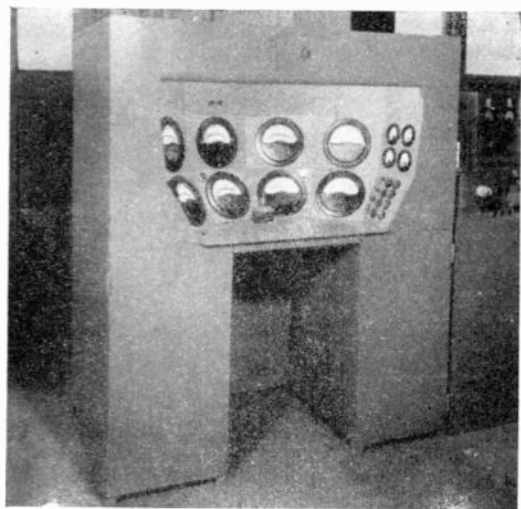


FIG. 1. — Table automatique pour essais statiques de tubes miniature en bout de chaîne.

Essais dynamiques :

Sous la dénomination « Essais dynamiques », nous comprenons les mesures de caractéristiques statiques des tubes effectuées en alternatif, telles que les mesures de capacités interélectrodes à froid, ainsi que les mesures de caractéristiques à chaud fonctions du régime de fonctionnement du tube mesuré.

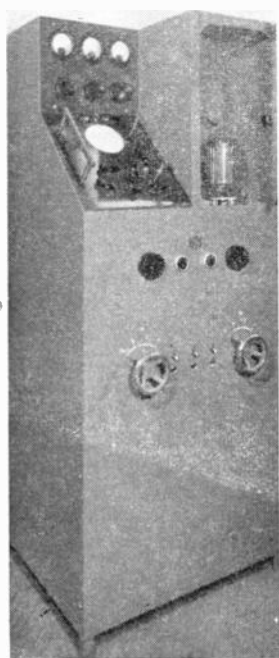


FIG. 2. — Table pour tracé de réseaux de Kellog en impulsions.

Le but principal de ces essais sera de donner à l'utilisateur le plus d'indications possibles sur le fonctionnement dynamique des tubes et sur les

limitations provenant des variations des caractéristiques en fonction de la fréquence. Comme il est impossible d'effectuer toutes les mesures dont l'utilisateur pourrait avoir besoin, leur nombre étant pratiquement illimité, celui-ci devra, en s'aidant de considérations théoriques dont nous ne donnerons ici qu'un aperçu et que nous développerons dans un prochain article, pouvoir extrapoler les résultats donnés par le constructeur.

Pour la plupart des fonctionnements des tubes de réception on peut appliquer la théorie des petits signaux basée sur l'hypothèse de signaux variables d'amplitude petite par rapport aux tensions continues appliquées.

Dans l'étude théorique du fonctionnement d'un tube de type quelconque, on étudie d'abord séparément chacun des espaces situés entre deux électrodes, par exemple dans le cas de la triode, les espaces cathode-grille et grille-plaque.

Pour faire l'étude mathématique exacte il faut faire plusieurs hypothèses :

- 1) une disposition plane et parallèle des électrodes,
- 2) les électrons sont supposés avoir lors de leur entrée dans un espace interélectrodes une vitesse uniforme, nulle dans le cas d'un espace cathode-grille, finie dans le cas d'un espace grille-grille ou grille-plaque.

Les calculs des différentes diodes se feront soit dans le cas de la saturation de température, soit dans le cas de la saturation de charge d'espace, suivant que le point de fonctionnement du tube sera situé sur le flanc *A* ou le flanc *B* de la surface caractéristique de la diode étudiée.

La fig. 3 donne la forme générale de cette surface.

Dans la discussion des caractéristiques d'un tube en fonctionnement, il est commode d'employer les

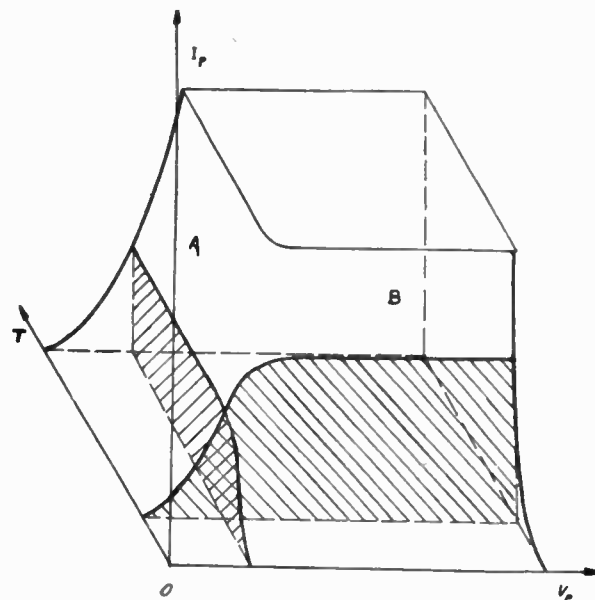


FIG. 3. — Surface caractéristique de la diode.
A. — Région de limitation par charge d'espace.
B. — Région de limitation par température de cathode.

notions d'admittances d'entrée, de sortie et de réaction explicitées sur la figure 4.

En supposant un montage du tube à cathode commune, c'est-à-dire cathode à la masse, on a

entre la grille G sur laquelle on entre et la cathode l'admittance d'entrée y_e , entre la plaque P et la cathode l'admittance y_s de sortie et entre l'entrée et la sortie l'admittance de réaction y_{gp} .

Nous désignerons par des lettres majuscules anglaises les quantités complexes, donc les grandeurs électriques de forme et de phase quelconques, par des lettres majuscules d'imprimerie les quantités réelles, donc les grandeurs électriques continues ou les amplitudes. Lorsque ces grandeurs statiques ou

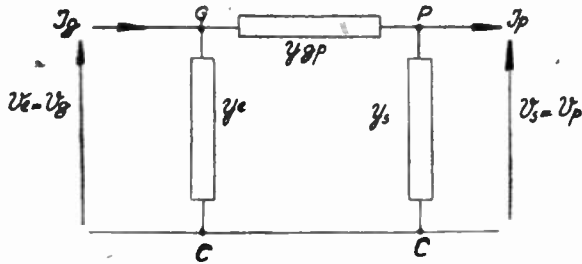


FIG. 4

moyennes seront comparées à des grandeurs variables superposées, nous les désignerons spécialement par des lettres grasses.

Nous aurons ainsi pour :

la pente $\mathcal{P} = p + j p_i$

l'admittance d'entrée $y_e = G_e + j S_e$

l'admittance de sortie $y_s = G_s + j S_s$

l'admittance de réaction $y_r = y_{gp} = G_{gp} + j S_{gp}$

Les équations du courant de grille et de plaque seront alors :

$$I_p = (\mathcal{P} - y_{gp}) \dot{V}_g + (y_s + y_{gp}) \dot{V}_p \quad (1)$$

$$I_g = -(y_e + y_{gp}) \dot{V}_g + y_{gp} \dot{V}_p \quad (2)$$

On pourra dans le cas de la pentode négliger l'admittance de réaction devant les autres admittances et écrire :

$$I_p = \mathcal{P} \dot{V}_g + y_s \dot{V}_p \quad (3)$$

$$I_g = -y_e \dot{V}_g + y_{gp} \dot{V}_p \quad (4)$$

Nous appellerons lors de l'étude d'un espace interr électrodes :

x la distance comptée à partir de l'électrode d'entrée,

d la distance entre l'électrode de sortie et l'électrode d'entrée.

t_x le temps auquel un électron se trouve à la distance x de l'électrode d'entrée, l'origine des temps étant à définir,

$\omega = 2 \pi f$ la pulsation à la fréquence de fonctionnement f ,

$\theta = \omega t$ l'angle correspondant au temps t ,

t_0 sera le temps de départ de l'électron étudié de l'électrode d'entrée. Cette grandeur sera caractéristique de l'électron considéré.

$\tau = t - t_0$ sera le temps de transit de l'électron à partir de l'électrode d'entrée,

$\alpha = \omega (t - t_0)$ sera l'angle de transit de l'électron à partir de l'électrode d'entrée,

$\alpha_d = \omega (t_d - t_0)$ sera dans le cas de la diode, l'angle de transit de l'électron, parti au temps t_0 de la cathode, entre cathode et plaque.

Nous prendrons comme origine des phases la phase de la tension d'excitation, donc de $\dot{V}_g$.

La figure 5 (d'après Wang) permet de comprendre la division des fréquences considérées en trois gammes :

a) Régime quasi-stationnaire : le temps de transit des électrons est négligeable devant la durée de la

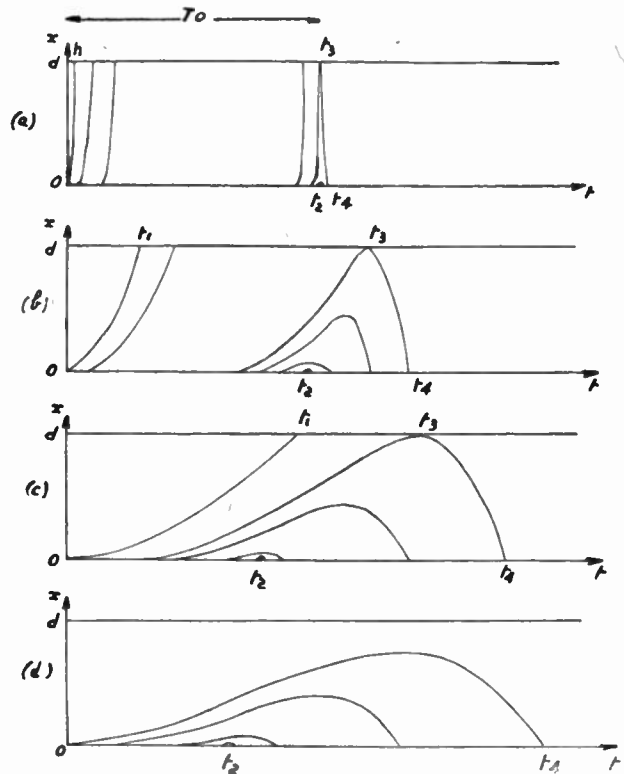


FIG. 5. — Diagrammes de mouvement électronique dans une diode pour différents régimes de fréquence.

T. 0. est la durée de l'impulsion de tension appliquée à la diode.

t. 1. est le temps d'arrivée du premier électron émis au temps $t = 0$.

t. 2. est la fin de la période d'émission de la cathode.

t. 3. est le temps d'arrivée du dernier électron sur la plaque.

t. 4. est le temps de retour du dernier électron sur la cathode.

période d'émission H. F. Tous les électrons atteignent l'électrode de sortie (fig. 5 a).

b) Régime des hautes fréquences : le temps de transit des électrons est de l'ordre de la période d'émission H. F., une partie des électrons retombe sur l'électrode d'entrée (fig. 5 b et c).

c) Régime des très hautes fréquences : le temps de transit α_d si on veut parler de transit, est infini, aucun électron n'atteint plus l'électrode de sortie.

Cette division en trois gammes est particulièrement claire lorsqu'on considère les valeurs correspondantes du coefficient

$$\varphi = \frac{f \cdot d}{\sqrt{V}}$$

comme le fait M. Lehmann dans son étude sur les applications de l'analyse dimensionnelle aux tubes d'émission.

Nous allons maintenant donner quelques indications sur l'influence exercée par l'augmentation de la fréquence sur les différentes caractéristiques des tubes.

Influence de la fréquence sur le courant et la pente :

Par définition nous avons, en appelant :

$\mathcal{I}_c$ le courant de convection,

$\mathcal{I}_{el}$ le courant électronique traversant l'espace interélectrode,

$\mathcal{I}_i$ le courant par influence,

$\mathcal{I}_d$ le courant de déplacement,

$\mathcal{I}_{tot}$ le courant total traversant le circuit extérieur :

$$\mathcal{I}_{el} = \mathcal{I}_c + \mathcal{I}_i \quad (6)$$

$$\mathcal{I}_{tot} = \mathcal{I}_d + \mathcal{I}_{el} \quad (7)$$

Toutes ces grandeurs sont des courants variables se superposant à des courants constants I (donc petits par rapport à I).

Lors du calcul du fonctionnement d'une diode on devra calculer ces différents courants, et on se servira de l'expression trouvée pour déterminer les éléments de l'admittance équivalente à la diode que l'on représente en général par une conductance et une capacité en parallèle (fig. 6) :

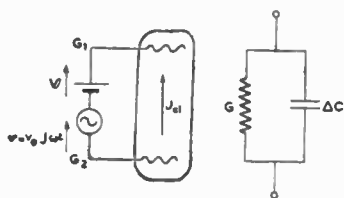


FIG. 6.

G sera la conductance électronique

ΔC la capacité électronique

$$\mathcal{I}_{el} = V \cdot (G + j \omega \Delta C) e^{j \omega t} \quad (8)$$

La figure 7 donne pour une diode à charge d'espace la variation, représentée dans le plan complexe, du courant électronique, du courant total et du courant de déplacement en fonction de l'angle de transit. Nous voyons que lorsque α augmente à partir de 0, le courant total qui d'abord est égal au courant électronique (pour le régime quasi-stationnaire), se rapproche au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence, du courant de déplacement et possède même une composante active négative entre $\alpha = 2\pi$ et $\alpha = 3\pi$. Dans cette zone, suivie d'autres zones du même genre, la conductance G est négative, et la diode oscillera, cédant de la puissance à la source d'excitation. Pour des fréquences très hautes, le courant total est pratiquement égal au courant de déplacement, la diode est équivalente à une capacité.

La figure 8 a donne la variation de G et de ΔC en fonction de α . Nous voyons apparaître clairement la zone bien connue d'oscillation entre $\alpha = 2\pi$ et $\alpha = 3\pi$.

L'expérience permet de mesurer cette zone et

donne des angles limites de 2π et $2,6\pi$, donc en bon accord avec la théorie (fig. 8 b).

Pour étendre ces considérations à la triode, il faut faire des calculs analogues pour l'espace grille-plaque et en déduire l'influence de cet espace sur le fonctionnement du tube (fig. 9).

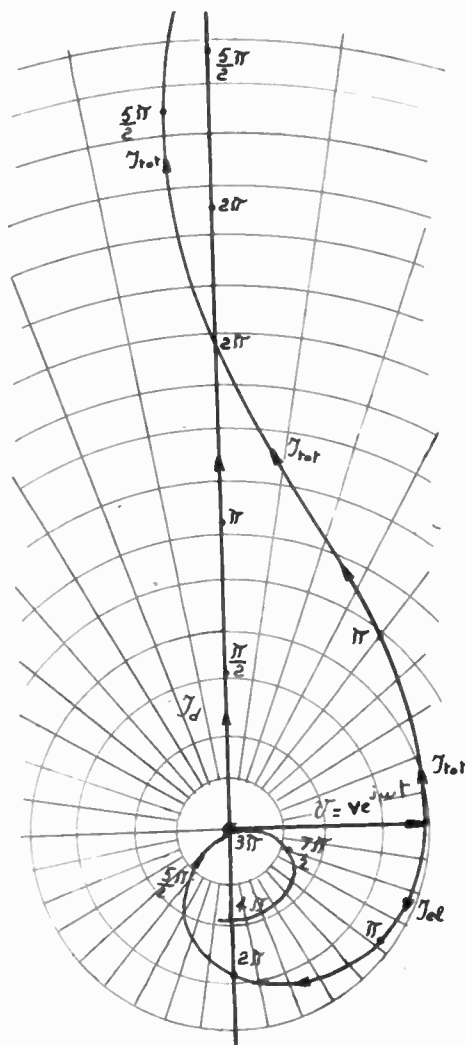


FIG. 7. — Variation du courant électronique, du courant total et du courant de déplacement dans une diode en régime de charge d'espace en fonction de l'angle de transit.

Le calcul montre que l'influence de l'espace grille-plaque est assez néfaste pour la pente. En effet la pente en valeur absolue ne subit en l'absence de cet espace que des variations négligeables en fonction de la fréquence. Par contre elle subit un retard de phase important proportionnel à l'angle de transit α_{cg}

$$\varphi_p \approx -\frac{1}{3} \alpha_{cg} \quad (9)$$

En présence de l'espace grille plaque, la pente ne subit pas de variations importantes en valeur absolue si

$$\frac{\alpha_{gp}}{\alpha_{cg}} \leq 0,5 \quad (10)$$

Il faudra donc soit que la grille soit très proche de la plaque, soit que la tension plaque soit très élevée.

Or on est limité dans les deux cas et on a souvent α_{cg} et α_{gp} du même ordre.

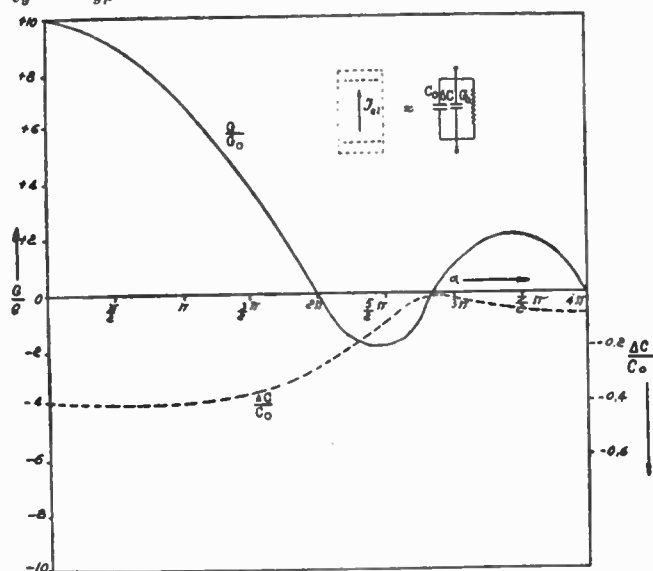


FIG. 8 a. — Conductance et capacité électronique d'une diode en charge d'espace.

G_0 est la conductance en régime statique.
 C_0 est la capacité interélectrodes à froid.

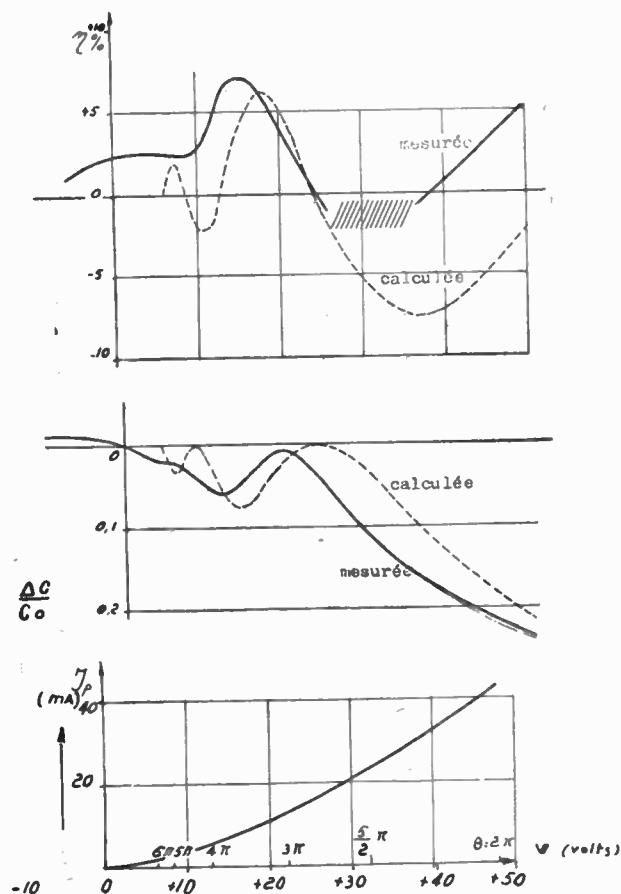


FIG. 8 bis. — Comparaison de courbes expérimentales et théorique pour l'amortissement ($\gamma\%$), la capacité électronique et le courant diode en régime de charge d'espace en fonction de la tension appliquée, donc de l'angle de transit.

La figure 10 montre que dans ce cas la pente subit des variations assez importantes lorsque α augmente. Le retard de phase est dans ce cas

$$\varphi_p \approx - \left(\frac{1}{3} \alpha_{cg} + \frac{2}{3} \alpha_{gp} \right) \quad (11)$$

L'expérience confirme à mieux que 10 % près ces calculs, le retard de phase étant effectivement

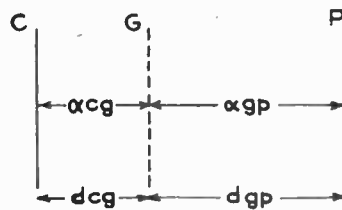


FIG. 9.

beaucoup plus important que la variation faible du module de $\mathcal{P}$. Cette variation de phase est d'ailleurs particulièrement nuisible au fonctionnement en oscillateur où elle modifie le réglage de la réaction.

Aux fréquences très hautes il faut également tenir

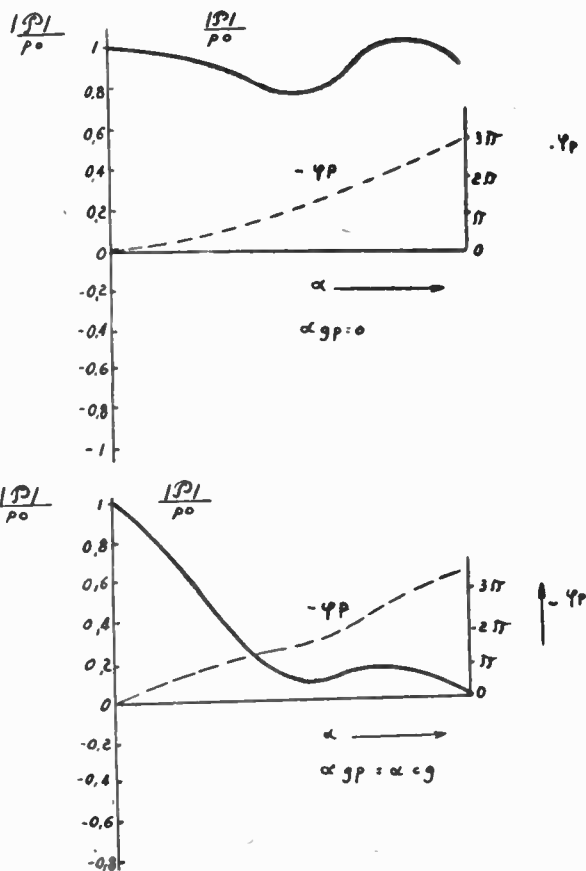


FIG. 10. — Pente d'une triode en régime de charge d'espace.

compte de l'influence des inductances des connexions sur la pente.

Comme pour les temps de transit, l'influence des inductances des connexions et en particulier de l'inductance de la connexion de cathode qui prédomine toujours, est faible et peut se mettre sous la forme

$$\mathcal{P}' = \mathcal{P} (1 - j \omega \mathcal{P} L_c) \quad (12)$$

Il y aura donc de nouveau un déphasage pouvant être très nuisible.

On a ainsi pour le déphasage total de la pente dans

une triode, en prenant les valeurs exactes des coefficients :

$$\varphi_p = -\omega \left(\frac{11}{30} \tau_{cg} + \frac{2}{3} \tau_{gp} + L_c p \right) \quad (13)$$

ou dans le cas d'une pentode :

$$\varphi_p = -\omega \left(\frac{11}{30} \tau_{cg} + \tau_{ge} + \tau_{es} + \frac{2}{3} \tau_{sp} + L_c p \right) \quad (14)$$

Ces formules sont très bien vérifiées par l'expérience comme le montrent les travaux de Strutt et Van der Ziel.

Influence sur l'admittance d'entrée :

L'admittance d'entrée se compose de :

la capacité d'entrée à froid,
la capacité électronique définie plus haut,
la conductance électronique d'entrée.

La capacité d'entrée à froid se mesure entre l'électrode d'entrée et toutes les autres électrodes réunies entre elles et à la masse.

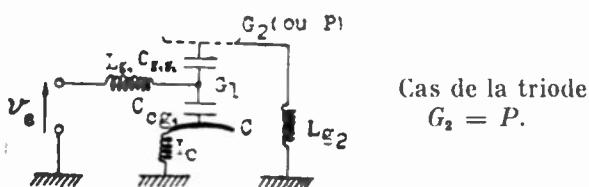


FIG. 11.

En tenant compte des inductances des connexions, on a le montage suivant (fig. 11).

En ondes longues, on mesurerait $C_e = C_{g1g2} + C_{cg1}$

On peut d'ailleurs dire que dans les mesures faites sur les tubes courants où nous employons des fréquences de l'ordre de 500 Kc/s., on mesure effectivement ces capacités.

Si par contre on mesure ces capacités à fréquence élevée ou si le tube fonctionne en V. H. F., la capacité C_e se trouve transformée et devient C'_e .

Kleen a introduit le schéma équivalent suivant (fig. 12) :

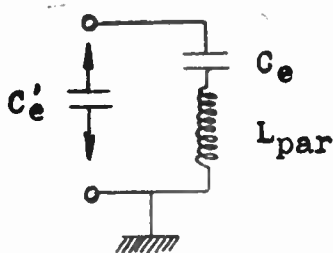


FIG. 12.

L_{par} étant l'inductance équivalente à l'ensemble précédent.

L'expression de C'_e en fonction de C_e et L_{par} est alors :

$$\frac{1}{C'_e} = \frac{1}{C_e} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (15)$$

où λ_0 est la fréquence de résonance série de C_e avec L_{par} .

$$\lambda_0 = 2 \pi c \sqrt{C_e L_{par}} \quad (16)$$

Cette méthode simple ne donne qu'une première approximation du phénomène. L'expérience vérifie assez bien ces résultats, et si l'on porte les valeurs mesurées de $\frac{1}{C'_e}$ en fonction de $\frac{1}{\lambda^2}$, on obtient bien une droite dont l'intersection avec l'axe des or-

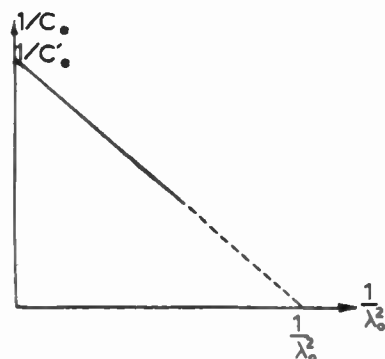


FIG. 13. — Capacité d'entrée vraie en fonction de la longueur d'onde.

données donne $1/C_e$ et l'intersection avec l'axe des abscisses $1/\lambda_0^2$ d'où l'on peut déduire L_{par} (fig. 13).

Une meilleure approximation peut être atteinte en utilisant les équations des lignes, L_{par} étant la self répartie de la ligne équivalente et se calculant avec une bonne approximation à l'aide des formules classiques. Si C_{par} est alors la capacité répartie de cette même ligne, la formule plus exacte serait :

$$\frac{1}{C'_e} = \frac{1}{C_e} \left[1 - \omega^2 L_{par} \left(\frac{C_{par}}{2} + C_e \right) \right] \quad (17)$$

Nous voyons donc que le terme parasite est toujours en ω^2 , et ceci est le renseignement le plus précieux à tirer de ces formules.

Il pourra être intéressant de donner à l'utilisateur quelques valeurs de L_{par} et de λ_0 correspondant à des montages bien déterminés.

La capacité électronique ΔC se branche en parallèle sur la capacité inter-électrode dès que le tube est allumé, donc dès qu'il se trouve devant la cathode un nuage d'électrons. Elle dépend relativement peu de la fréquence.

Nous emploierons ici la tension effective V_{ge} de grille qui est la tension à laquelle serait portée une électrode pleine située à la place de la grille, le fonctionnement de la diode ainsi formée par cette électrode et la cathode étant équivalent au fonctionnement du tube réel. On a :

$$V_{ge} = (V_g + \frac{1}{\mu} V_p) \cdot \delta \quad (18)$$

où :

$$\delta = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4}{3} \frac{d_{gp}}{d_{eg}} \right)} \quad (19)$$

On peut prendre, pour se faire une idée de l'ordre de grandeur, une valeur moyenne de 0,65 pour δ , d'où :

$$V_{ge} = 0,65 \left(V_g + \frac{V_p}{\mu} \right) \quad (20)$$

On peut alors donner pour première approx

mation de ΔC dans le cas d'une triode à caractéristique de charge d'espace :

$$\frac{\Delta C}{C_{gp}} = \frac{1}{3} + \frac{8}{9} \cdot \frac{d_{gp}}{d_{cg}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{V_p}{V_{ge}}}}{\left(1 + \sqrt{\frac{V_p}{V_{ge}}}\right)^2} \quad (21)$$

C_{gp} étant la capacité grille-cathode mesurée à froid.

Dans le cas de tubes à écrans, on remplace V_p par V_{ga} . Cette formule montre l'influence considérable de ΔC , puisque dès l'allumage du tube il s'ajoute à C_{gp} , $\frac{1}{3}$ de sa valeur.

Kettel a donné une formule permettant de calculer avec une très bonne approximation la capacité électronique dans le cas d'un tube à forme de caractéristique quelconque, différente de la charge d'espace :

$$C = 12 d_{cg} \sqrt{p \cdot T} + 22,4 p \cdot \frac{d_{gp}}{\sqrt{V_p}} \text{ (pF)} \quad (22)$$

où : p = pente statique en mA/V .

$$T = \frac{\partial^2 I_p}{\partial V_{g2}^2}$$

V_p = en volts
 d = en cm.

Dans le cas d'un tube à écran, on remplacera d_{gp} par d_{ge} et I_p par V_e .

Cette formule donne dans le cas d'une caractéristique exponentielle de pentode :

$$I_p = I_{p0} \cdot e^{\frac{V_g}{k V_e}} \quad (23)$$

$$\Delta C = \frac{p}{\sqrt{V_e}} \left(12 \frac{d_{cg}}{\sqrt{k}} + 22,4 d_{ge} \right) \text{ (pF)} \quad (24)$$

La figure 14 montre un exemple de courbes de ΔC en fonction de la tension continue de grille pour différentes longueurs d'ondes. On voit que ΔC augmente lorsque le courant augmente, donc lorsque V_g diminue, et reste sensiblement indépendant de la fréquence.

Comment compenser cette variation de capacité ?

1) En couplant faiblement le tube au circuit oscillant d'entrée, on évitera les variations de capacité donc de l'accord de ce circuit.

2) Kleen donne une seconde solution consistant à brancher dans la cathode une résistance pure (non court-circuitée en H. F.) R_c donnée sensiblement par :

$$R_c = \frac{\Delta C}{C_{ge} + \Delta C} \cdot \frac{1}{p} \quad (25)$$

qui sera en pratique égale à quelques centaines d'ohms.

La chute de pente correspondante sera :

$$\frac{p'}{p} = \frac{1}{1 + p \cdot R_c} \quad (26)$$

Les résultats expérimentaux sont excellents, et

on arrive à annuler complètement ΔC en prenant R_c assez grand.

La conductance électronique d'entrée est un facteur très important et généralement connu dans le fonctionnement des tubes en ondes courtes.

En l'absence de courant grille, cette conductance se compose des pertes dans les connexions et les isolants, de la conductance de temps de transit et de la composante due aux inductances des connexions.

Les pertes dans les connexions et les isolants ont une certaine importance en ondes longues dans les anciens tubes à culot, mais sont en général négligeables dans les tubes modernes en ondes courtes.

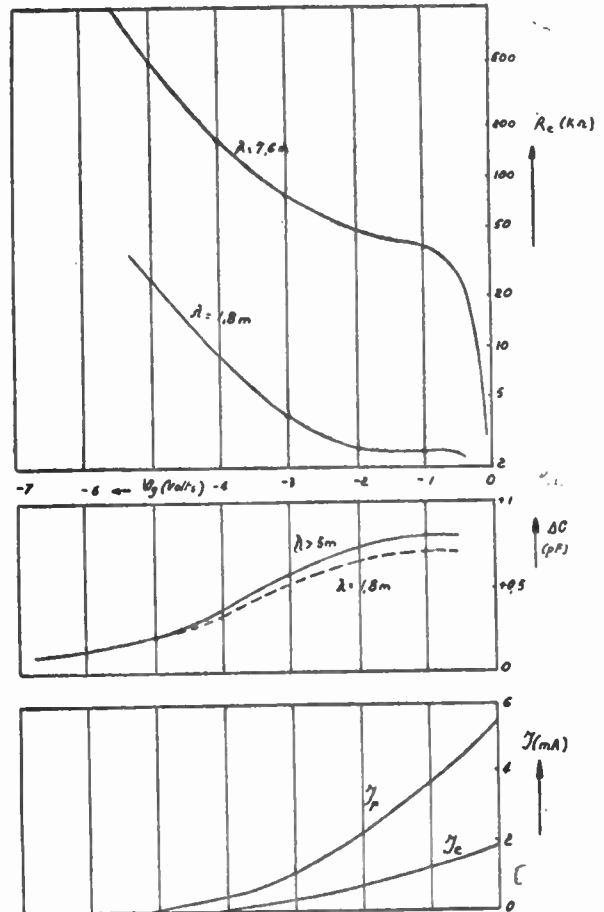


FIG. 14. — Courbes expérimentales relatives à une triode en régime de charge d'espace.

La conductance de temps de transit est de la forme :

$$G = p \frac{\alpha_{cg}^2}{20} \cdot k \quad (27)$$

k étant fonction du rapport $\frac{d_{gp}}{d_{cg}}$ et des tensions $\frac{I_p}{V_g}$ et variant dans la pratique de 1 à 7 d'après Kleen.

Notons ici que, lors du fonctionnement des tubes en saturation de température, on rencontre des valeurs négatives de ΔC et de G_e donnant lieu à des oscillations parasites.

L'influence des inductances des connexions est très difficile à calculer si l'on veut tenir compte de toutes les mutuelles. En première approximation, on peut dire que l'inductance de la connexion de cathode

prédomine et donne lieu à une conductance de la forme.

$$G = \omega^2 \cdot p \cdot L_c \cdot C_{cg} \quad (28)$$

Remarquons que cette admittance s'ajoute à l'admittance électronique et donne donc lieu à une augmentation de celle-ci.

La loi est donc également en ω^2 et en p , et il est pratiquement impossible de séparer les influences des connexions et du temps de transit.

Strutt et Van Der Ziel ont pu cependant faire des mesures dans ce sens et ont constaté que pour des tubes classiques en ondes très courtes (ondes métriques) les connexions pouvaient entrer pour 40 à 50 % dans l'admittance totale. Dans les tubes modernes à pieds plats, par contre, cette influence est habituellement de 10 à 20 % mais peut, dans le cas de tubes à forte pente pour grandes bandes passantes, atteindre 50 %, l'influence des inductances augmentant plus rapidement avec la pente que celle du temps de transit.

La fig. 14 montre la variation de $R_e = \frac{1}{G_e}$ en fonction de V_g , la loi en ω^2 y est sensiblement vérifiée.

Influence sur l'admittance de sortie.

L'admittance de sortie se compose de la capacité de sortie en parallèle avec la conductance de sortie.

La capacité de sortie est sensiblement indépendante de la fréquence et pourra être mesurée à froid. Il y aura, par contre, comme à l'entrée, transformation de cette capacité grâce aux inductances des connexions, particulièrement les inductances de plaque et de suppressor. On peut appliquer la même méthode qu'à l'entrée ; nous rappellerons seulement la formule donnant la transformation de C_s dans le schéma équivalent de C_s en série avec une in-

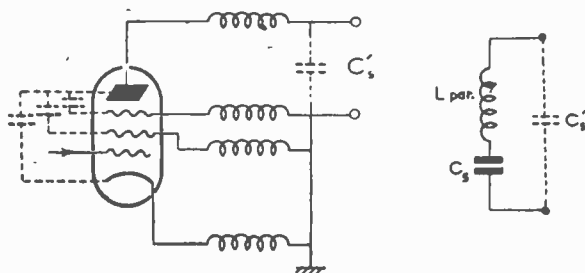


FIG. 15.

ductance L_{par} représentant toutes les inductances parasites (fig. 15) :

$$\frac{1}{C'_s} = \frac{1}{C_s} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (29)$$

où λ_0 est la longueur d'onde de résonance série de C_s avec L_{par} .

La conductance de sortie, inverse de la résistance interne du tube, est en général négligeable en régime quasi-stationnaire mais augmente considérablement avec la fréquence.

Cette conductance se compose :

de la conductance électronique,

des pertes dans les électrodes, les connexions et les isolants,

de la composante due aux inductances des connexions.

La conductance électronique pourra être supposée constante, la fréquence n'influe pratiquement pas sur elle.

Les pertes donnent lieu, en ondes métriques, à une augmentation importante de la conductance de sortie.

Les inductances prédominent aux ondes très courtes mais leur influence commence à être visible aux ondes décamétriques.

On peut dire qu'en ondes moyennes et longues, la conductance de sortie est sensiblement égale à la conductance électronique, donc :

$$G_s = \frac{1}{R_t}$$

Cette conductance électronique augmente vers les ondes courtes par suite de l'effet des inductances mais est très vite dépassée par les effets des pertes que l'on peut mesurer à froid. En ondes métriques (1 à 5 m), la conductance est sensiblement égale à sa valeur à froid.

Strutt et Van Der Ziel donnent, pour situer l'influence des connexions, la formule approchée suivante pour la conductance électronique :

$$G_{sel} = \frac{1}{R_t} + \omega^2 \cdot p \cdot (C_{cp} L_c + \Sigma)$$

où Σ est une somme de produits de capacités et de mutuelles entre les différentes électrodes.

La figure 15 bis donne une idée de la forme que peuvent prendre les courbes de conductance de sortie :

Influence sur l'admittance de réaction :

On a le schéma équivalent suivant pour une pentode (fig. 16).

En ondes longues l'admittance de réaction est fournie par la capacité grille plaque seule :

$$y_r = j S_r = j \omega C_{gp} \quad (31)$$

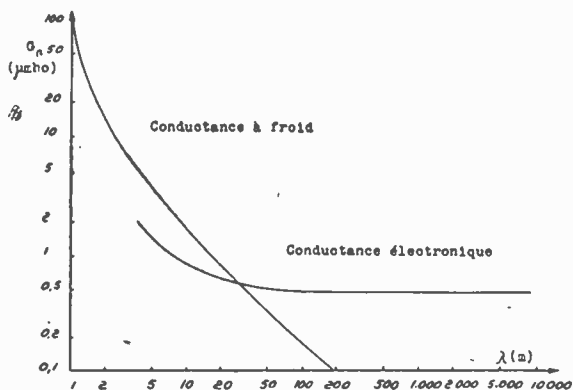


FIG. 15 bis. — Conductance de sortie d'une pentode U. H. F. en fonction de la longueur d'onde.

En ondes courtes et très courtes il vient s'ajouter l'influence des inductances des connexions, de l'écran dans la tétrode, de l'écran et de la suppressor dans la pentode. L'influence du temps de transit est négligeable.

L'influence des inductances étant purement réac

tive, l'admittance totale reste imaginaire et peut s'écrire sous la forme :

$$C'_{gp} = C_{gp} - \omega^2 L_e C_{ge} C_{ep} \text{ pour la tétrode (32)}$$

$$C'_{gp} = C_{gp} - \omega^2 (C_{ep} C_{ge} L_e + C_{ps} C_{gs} L_s) \text{ pour la pentode (33)}$$

Nous voyons qu'il y aura une fréquence pour laquelle la capacité de sortie sera nulle ; nous ap-

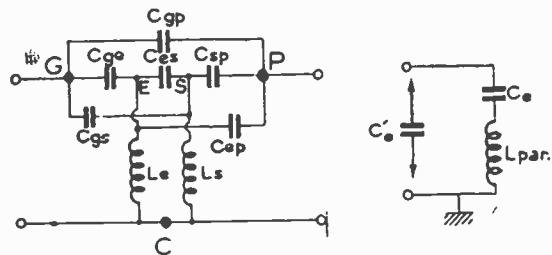


FIG. 16.

pellons cette fréquence, d'après Kleen, fréquence de neutralisation propre.

Cette expression n'est qu'approchée, et l'expression vraie a été trouvée être de la forme

$$C'_{gp} = C_{gp} - A \omega^2 + B \omega^4 \quad (34)$$

ce qui donne une courbe de la forme représentée fig. 17.

On aura intérêt à se placer aux environs de ω_{n1} , ω_{n2} n'a pas encore trouvé d'utilisation rationnelle.

Il sera nécessaire pour le constructeur de donner pour les différents tubes pour O. T. C. la fréquence ω_{n1} de neutralisation propre. Elle constitue un renseignement très précieux.

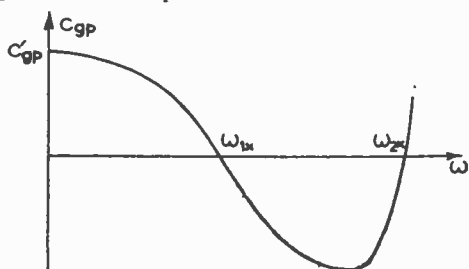


FIG. 17.

Signalons encore que la capacité C'_{gp} se trouve nouveau transformée par suite des inductances de sortie, nous ne referons pas ici les calculs identiques à ceux de l'entrée.

En pratique on a intérêt à aplanir le plus possible la courbe fig. 12, en particulier dans sa partie descendante. Pour cela il faut diminuer le coefficient A de ω^2 dans l'équation de C'_{gp} . Dans le cas de la tétrode, on ne peut agir beaucoup, par contre dans le cas de la pentode il est possible de diminuer les capacités C_{ep} et C_{gs} en écranant intérieurement (constructeur) et extérieurement (utilisateur) l'écran et la suppresseuse, ce qui diminue en quelque sorte la « transparence » de ces électrodes.

Le bruit dans les tubes :

Cette question est d'une importance telle que nous ne pourrions en présenter ici qu'une ébauche qui ne ferait qu'exposer des notions générales déjà connues.

Nous traiterons donc ce problème dans tous ses détails au cours d'une étude ultérieure.

II. — TRIODES, TÉTRODES ET PENTODES

D'ÉMISSIONS V. H. F.

UTILISÉES DANS DES CIRCUITS A CONSTANTES LOCALISÉES OU A LIGNES BIFILAIRES

Nous avons séparé cette catégorie de tubes des tubes semblables utilisés parfois aux mêmes fréquences, en général à des fréquences supérieures, mais dans des circuits à cavités. Une première raison est la différence de construction entre ces tubes : les premiers en effet présentent en général une forme classique, bien que possédant tous les perfectionnement pour ondes courtes, par exemple la P2-12 ou la P2-40, tandis que les seconds ont subi dans leur conception fondamentale des modifications importantes donnant lieu par exemple à des sorties annulaires des différentes électrodes et à des structures se rapprochant beaucoup plus que les tubes classiques des conditions théoriques, par exemple la structure plane des tubes genre 5648 ou la structure cylindrique des tubes genre CX.105 ou EG. 120 (fig. 18).

Les considérations générales développées ici sont également valables pour les tubes de la 3^e catégorie, mais devront être complétées pour ces tubes par des considérations particulières relatives aux circuits d'adaptation à cavités.

En ce qui concerne l'étude théorique du fonctionnement de ces tubes, en particulier dans les zones de temps de transit, c'est-à-dire à leur limite supérieure de fréquence, il est beaucoup plus difficile de donner des lois de première approximation que ne permettait de le faire la théorie des signaux faibles dans le cas des tubes de réception.

Plusieurs théories du fonctionnement à grands signaux ont toutefois été exposées ces dernières

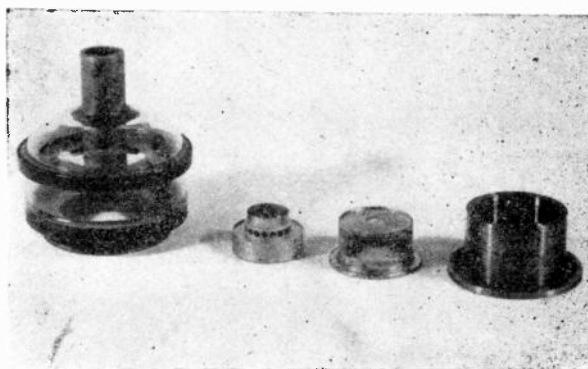


FIG. 18. — Tube triode CX.105 à structure cylindrique et sorties sur disques (gamme décimétrique).

années, en particulier par Wang en 1941, par Brillouin en 1944 et par Gundlach en 1948.

L'étude de Wang est limitée au cas où tous les électrons émis lors d'un cycle H. F. ont quitté l'espace interélectrode avant le début du cycle suivant. On pourra donc appliquer ses calculs en régime quasi-stationnaire à la classe B et à fortiori à la classe C et à des classes C de plus en plus poussées au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence.

Sans entrer dans le détail de cette étude, rappelons seulement que l'auteur donne sous forme

d'équations intégrales ou encore de systèmes d'équations intégrales non linéaires les expressions de la charge et du courant électroniques induits dans les différentes zones de fréquences définies par les quatre diagrammes de la figure 5. Ces ensembles d'équations ne sont solubles que par des méthodes d'approximations successives et nécessitent des calculs longs et laborieux avant de pouvoir être appliqués à un cas pratique.

L'auteur donne comme exemple les développements en série de la charge capacitive et de la charge électronique pour les deux cas d'une tension appliquée parabolique (cas de la classe C poussée) et d'une tension sinusoïdale (classe B). Ces séries montrent que pour des formes d'impulsions et une distance interélectrode données le résultat dépend d'un paramètre C dont l'expression est de la forme

$$C = k \frac{I^2 d^2}{V} \quad (35)$$

donc : $C = k \varphi^2 \quad (36)$

φ étant le paramètre utilisé par M. Lehmann dans ses études du fonctionnement des tubes à grands signaux par l'analyse dimensionnelle.

Wang nous donne comme application de sa théorie les courbes du courant induit et du courant de conduction sur la plaque d'une diode plane en fonction du temps, l'unité de temps étant la durée de l'impulsion parabolique de tension. La paramètre employé est C .

Les figures 19 et 19 bis donnent un aperçu de quelques unes de ces courbes. $C = \infty$ correspond à un régime en ondes longues, $C = 50, 7,5$ et 3 correspondent au régime (b) de la fig. (5), $C = 1$ au régime (c) et $C = 0,6$ au régime (d). Ces deux figures montrent bien l'influence du temps de transit, en particulier les courbes de courant de conduction sur la plaque qui nous montrent le retard croissant du courant plaque par rapport à la tension, et la durée toujours plus faible de circulation du courant jusqu'à ce que pour $C = 0,6$ aucun électron n'atteigne plus la zone proche de la plaque.

Pour se faire une idée de l'influence de l'amplitude des signaux sur le fonctionnement en temps de transit il était intéressant de faire une étude en fonction du rapport de l'amplitude alternative à la valeur continue à laquelle se superpose cette amplitude, de façon à passer progressivement de la théorie des petits signaux au cas des tubes de puissance.

Un tel essai a été entrepris tout dernièrement par Gundlach qui au lieu de partir d'une forme de tension appliquée donnée, étudie le fonctionnement de la diode en charge d'espace en partant d'un courant sinusoïdal donné, ce qui simplifie considérablement les calculs et ne constitue pas, dans le domaine des temps de transit, une approximation plus mauvaise que l'hypothèse d'une tension sinusoïdale.

La théorie de Gundlach n'est rigoureusement

exacte que dans les cas où la vitesse est une fonction univoque dans l'espace interélectrode, ce qui constitue une limitation importante que nous ne discuterons pas ici.

Gundlach part d'un courant de la forme :

$$i_{tot} = I + I \sin \omega t \quad (37)$$

$$= I (k + \sin \omega t) \quad (38)$$

$k = \frac{I}{I}$ caractérise l'amplitude du signal alternatif par rapport au signal continu.

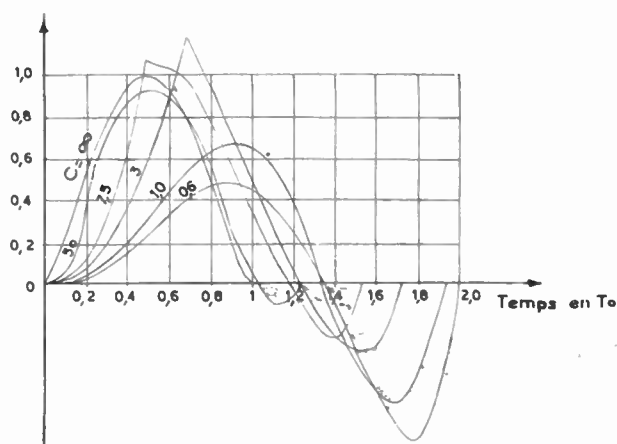


FIG. 19 a. — Courbes du courant induit dans une diode à charge d'espace en fonction du temps pour différents régimes de fréquence.

$k = \infty$ correspondra donc au cas des petits signaux.

$k = 0$ correspondra au cas d'un signal purement alternatif, donc au cas de la classe B.

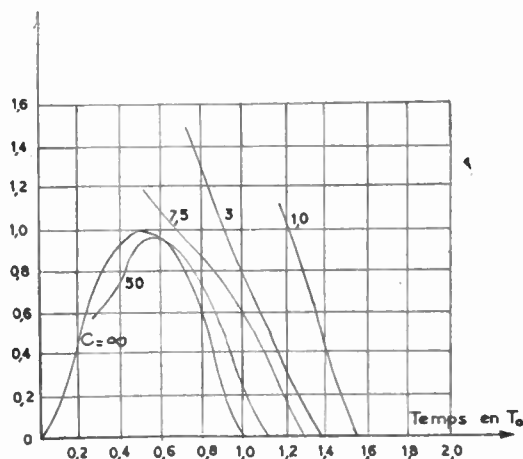


FIG. 19 b. — Courbes du courant de conduction dans une diode à charge d'espace en fonction du temps pour différents régimes de fréquence.

T_0 est la durée de l'impulsion de tension appliquée.

$C = \infty$ correspond au régime quasi-stationnaire.

α sera comme plus haut l'angle de transit.

$\alpha\alpha$ sera le temps de transit de la cathode à la

plaque en supposant appliquée seulement la composante continue du courant.

Sans entrer dans les détails, nous donnerons seulement trois ensembles de courbes donnant respectivement :

Figure 20 : Les courbes de $\frac{y_{el}}{I}$, composante fon-

damentale du courant électronique par rapport à l'amplitude alternative du courant appliqué dans le plan complexe pour $k = \infty$, $k = 0,5$ et $k = 0,1$ et pour des α_d allant de 0 à 12, c'est-à-dire 4π .

Nous voyons sur cette première figure que le retard de phase du courant électronique augmente avec l'angle de transit, cependant que son amplitude diminue progressivement. Ces résultats sont bien en accord avec ce que nous donne la théorie des petits signaux.

Pour un même angle de transit, mais pour des k de plus en plus petits, nous voyons que le courant

Figure 21 : Les courbes de $\frac{\varphi}{V_c}$ composante fonda-

mentale de la tension par rapport à l'amplitude de la tension alternative aux bornes de la capacité équivalente à la diode

$$V_c = \frac{I}{C\omega} \quad (39)$$

Nous savons que la tension aux bornes de la diode tend vers cette valeur lorsque le temps de transit augmente, c'est bien ce que montrent les courbes de la figure puisque toutes asymptotiques au point $-j$.

Notons que ces courbes sont également des lieux de l'impédance dynamique de la diode puisque

$$\frac{\varphi}{V_c} = Z \cdot C\omega \quad (40)$$

Les courbes mettent en évidence les zones d'im-

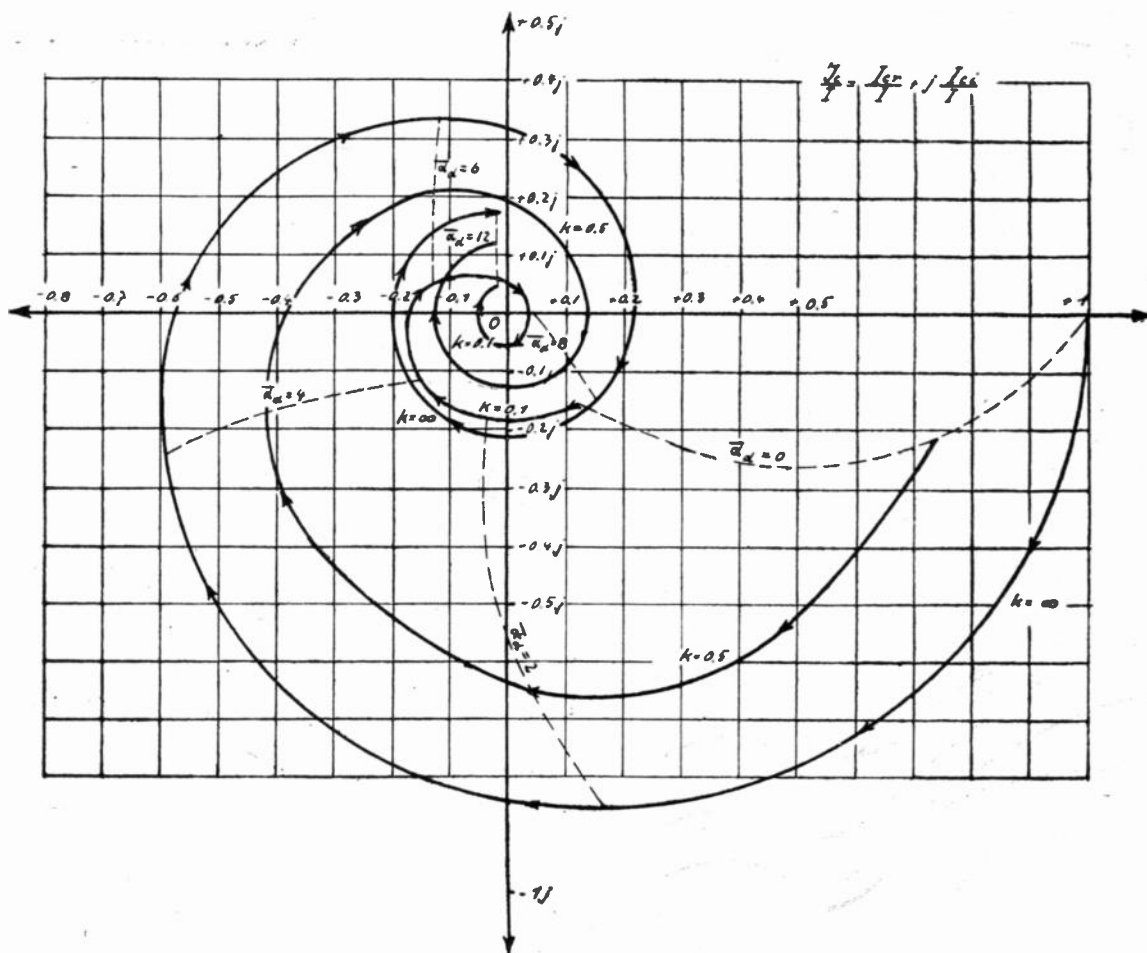


FIG. 20. — Courbes de la composante fondamentale du courant électronique d'une diode en charge d'espace pour différentes amplitudes du courant alternatif appliqué.

K donne le rapport de la composante continue du courant total à l'amplitude alternative de ce courant.

augmente son retard et diminue notablement son amplitude, l'augmentation de l'amplitude des signaux agit donc très défavorablement.

impédance négative entre $\alpha_d = 2\pi$ et 3π pour $k = \infty$ ce qui correspond bien aux résultats de la théorie, des petits signaux.

Il est intéressant de constater que la diminution de k , donc l'augmentation du signal alternatif provoque une augmentation du retard de phase, un déplacement de la zone d'oscillation vers les α plus élevés et même disparition de cette zone d'oscillation pour k inférieur à 0,2, ce qui constitue un renseignement fort intéressant. On remarque enfin que les courbes se rapprochent d'autant plus ra-

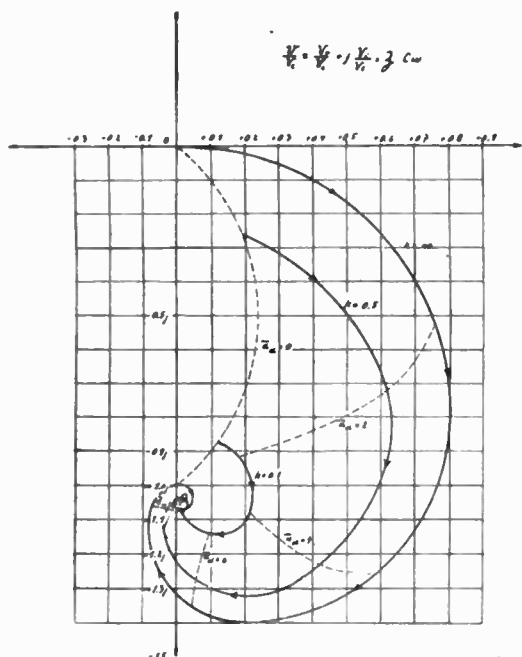


FIG. 21. — Courbes de la composante fondamentale de la tension aux bornes de la diode dans les mêmes conditions que la figure 20.

pidement du point — j que les signaux sont plus importants.

Figures 22 a et 22 b : Ces dernières figures donnent les variations du module de la pente :

$$P = \frac{V_{el}}{S} \quad (41)$$

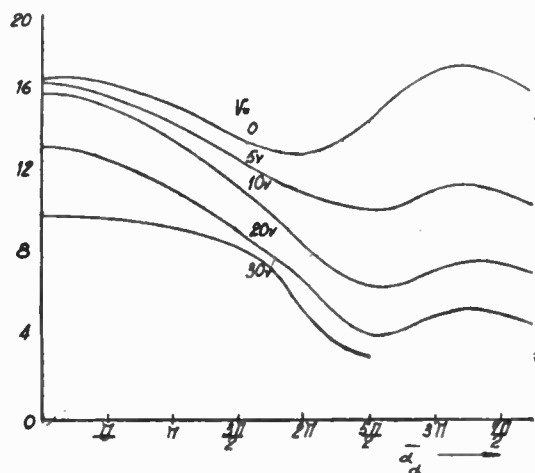


FIG. 22. — Variation de la pente d'un espace cathode-grille en fonction de l'angle de transit pour différentes amplitudes du signal alternatif.

pour un espace grille cathode de pente statique 16 mA/V ainsi que les variations de la conductance électronique en fonction de l'angle de transit pour

différentes valeurs de l'amplitude alternative, la tension continue étant de 18 Volts. Ces courbes vérifient bien pour $V_g = 0$ la théorie des petits signaux, la pente varie peu en fonction de la fréquence et la conductance d'entrée prend des valeurs négatives pour α_d entre 2π et 3π . Lorsque le signal V_g augmente, nous voyons que la pente diminue notablement avec la fréquence cependant que l'admittance d'entrée diminue en module mais ne prend plus de valeurs négatives au-dessus de $V_g = 20$ Volts, donc de l'ordre de la tension continue.

Ces diverses théories, bien que ne résolvant pas le problème posé, permettent néanmoins de se faire une idée des variations auxquelles seront soumises les caractéristiques des tubes de puissance en ondes très courtes.

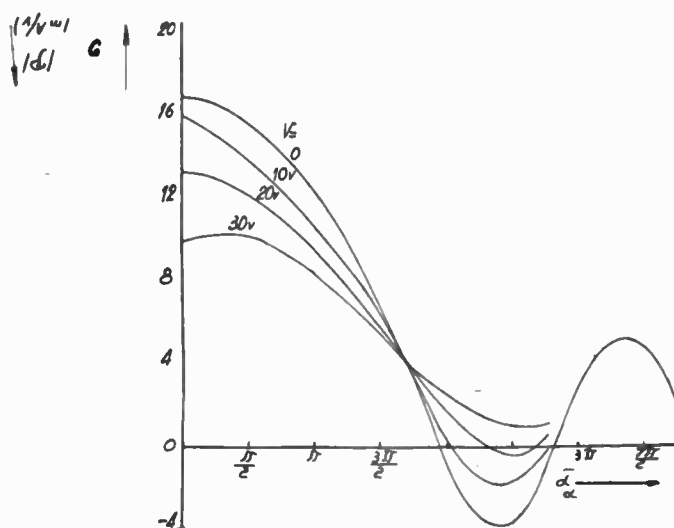


FIG. 22 b. — Variation de la conductance électronique du même espace en fonction de l'angle de transit pour différentes amplitudes du signal alternatif. Ces courbes sont tracées dans l'hypothèse d'un régime de charge d'espace.

Dans la pratique les problèmes posés aujourd'hui sont de deux types :

Un premier problème est posé par la télévision qui a besoin de tubes de quelques kilowatts permettant de passer à 200 Mc/s une bande de fréquence de 20 Mc/s.

Un second groupe de problèmes est posé par toutes les autres applications de tubes conventionnels en V. H. F et en U. H. F. aussi bien en régime permanent qu'en régime d'impulsions, dont les caractéristiques recherchées sont plus faciles à atteindre que dans le problème précédent.

Comme l'indique M. Lehmann dans son étude, les limitations des tubes sont différentes suivant que la fréquence est inférieure ou supérieure à 500 ou 600 Mc/s. Pour des fréquences inférieures, les performances destubés seront limitées par la dissipation maximum des électrodes, autant des grilles que de la plaque. Pour des fréquences supérieures, les tubes fonctionneront en général à l'émission cathodique maximum.

Dans le cas du nouveau standard de la télévision, la largeur de bande de 20 Mc/s conduit grossièrement à un coefficient de surtension de 10, le tube devra donc fonctionner à basse impédance, tension faible et courant élevé.

La largeur de bande fixera une limite supérieure du produit $R_p C_s$, donc de la capacité de sortie du tube à la fréquence de 200 Mc/s.

Le problème principal résidera donc dans la construction d'un tube de grande puissance à courant élevé, donc capable d'une dissipation importante tout en gardant des distances et des capacités interélectrodes faibles.

Pour des fréquences plus élevées, nous savons que le coefficient de surtension qui dans le régime quasi stationnaire augmente linéairement avec φ , augmente plus rapidement, d'où une difficulté nouvelle dans la construction des circuits d'adaptation. Si en effet Q est la surtension en charge du circuit de sortie du tube, Q_v la surtension à vide du circuit sur lequel est adapté le tube, ρ_{el} le rendement électronique du tube, on a pour le rendement de l'ensemble

$$\rho = \frac{\rho_{el}}{1 + \frac{Q}{Q_v}} \approx \rho_{el} \left(1 - \frac{Q}{Q_v}\right) \quad (42)$$

Si donc on travaille à φ élevé, Q sera élevé et

il faudra un Q_v très élevé pour ne pas diminuer exagérément le rendement. Or ceci est très difficile à atteindre même avec des circuits à cavités, donc à fortiori avec des circuits classiques ou à lignes bifilaires.

En pratique il sera donc intéressant de donner pour de tels tubes la courbe de la puissance utile en fonction de la fréquence en indiquant de plus la fréquence pour laquelle la puissance tombe à une valeur égale à 70 % ou 50 % de sa valeur normale.

Comme il est plus facile en général de mesurer la baisse de rendement en zone de temps de transit en oscillateur qu'en amplificateur, il sera parfois nécessaire pour se faire une idée approximative de la baisse de rendement d'un tube en amplificateur, de déduire cette baisse de la baisse correspondante en oscillateur, que l'on aura mesurée. Or il se trouve que la baisse de rendement en oscillateur est plus rapide qu'en amplificateur et que le rapport de ces deux rendements est en première approximation

$$\frac{\eta_o}{\eta_a} = \cos \frac{3}{2} \alpha \quad (43)$$

α étant l'angle de transit cathode-grille.

(à suivre)

LE LORAN ⁽¹⁾

PAR

M. l'Ingénieur en Chef PORTIER

Chef de la section particulière « Travaux Publics » du C. N. E. T.

- I. — Principe Général et Historique sommaire.
- II. — Principe de réalisation.
- III. — Erreurs.
- IV. — Fonctionnement des appareils.
- V. — Résultats et conclusion.

I. — HISTORIQUE SOMMAIRE ET PRINCIPE GÉNÉRAL

Le terme Loran est une abréviation des mots « Long Range Navigation ». Il désigne un dispositif de navigation radioélectrique qui utilise des mesures radioélectriques de distances.

Ces mesures sont en réalité des mesures de temps de propagation ; mais, comme chacun sait, la vitesse des ondes radioélectriques est sensiblement constante, et le chemin parcouru est égal au produit VT de la vitesse par le temps mis à le parcourir (fig. 1).

On fait émettre sur la même fréquence par 2 stations terrestres, une station maîtresse A_1 et une station asservie B_1 , 2 impulsions simultanées. Le

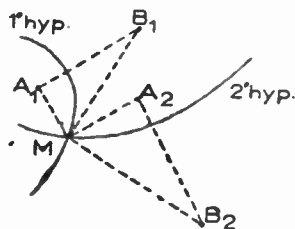


Fig. 1

temps mis par ces impulsions pour parvenir en un point M est proportionnel aux distances A_1M et B_1M . L'intervalle de temps $(t - t')$ qui sépare la réception en un point de ces 2 impulsions, mesure donc la différence des distances entre le point d'observation et les 2 émetteurs.

$$MA_1 - MB_1 = V(t - t')$$

On sait que le lieu géométrique des points dont la différence des distances à 2 points fixes a une valeur déterminée est une hyperbole définie ayant les

2 points fixes pour foyer. Le point d'observation M peut donc être localisé sur cette hyperbole.

Si l'on recommence l'opération avec 2 autres stations A_2, B_2 terrestres, on détermine une 2^e hyperbole, (A_1 et A_2 peuvent d'ailleurs être confondus). Le point d'observation M est donc à l'intersection de ces deux hyperboles.

Le Loran permet ainsi, soit de naviguer suivant une hyperbole en maintenant constante une valeur mesurée, soit de faire le point à l'aide de 2 mesures successives.

Depuis longtemps les chercheurs étudiaient la possibilité de mesurer des distances au moyen de mesures de temps de propagation. Divers brevets ont été pris. Parmi eux, nous citerons un brevet pris par M. de France, directeur général de la « Radio-Industrie », en 1939, sur le balisage d'un axe par l'émission de deux impulsions simultanées. Le procédé adopté était très proche de celui qui est utilisé dans le Loran.

Le Loran proprement dit fut proposé en octobre 1940 par Loomis, pour guider les convois dans les traversées de l'Atlantique.

Après un essai favorable, une division Loran fut créée en mars 1941 au « Massachusetts Institut of Technology ».

A ce moment, parvinrent d'Angleterre des renseignements au sujet des études faites sur un système analogue, le « Gee ». Il avait été prouvé qu'on pouvait mesurer des microsecondes ($1/1.000.000$ de seconde) sur un appareil mobile.

Les essais furent poursuivis avec ardeur et, en juin 1942, deux émetteurs de 100 Kw étaient prêts.

Dès octobre 1942, 45 appareils de bord pour navires étaient terminés, et en 1944, un récepteur pratique de bord pour avion était réalisé.

La portée du Loran était toutefois assez faible, puisqu'on n'utilisait que l'onde de sol. On essaya ensuite d'accroître la portée en utilisant des ondes réfléchies dans la haute atmosphère, et en écartant les stations qui furent alors synchronisées par l'intermédiaire de l'onde d'espace. C'est le S S Loran étudié par Pierce (abréviation de Skywave Synchronisation). Les essais eurent lieu en 1943, mais il fallut étudier longuement la position des couches réfléchissantes.

Enfin, des essais furent faits sur des fréquences beaucoup plus basses, avec le Loran à ondes longues

(1) La plupart des figures de cet article proviennent de l'ouvrage du Massachusetts Institut of Technology. — Radio Laboratory Series.

qui donne une portée plus grande avec une précision moindre. (Laboratoire Watson). Ce dernier fut expérimenté au Canada en janvier 46.

Le Loran fut utilisé dans les opérations en octobre 44, après entraînement du personnel et réalisation de cartes spéciales, pour lesquelles ont été créés des procédés de tirage rapide à l'Office d'Hydrographie de la Marine des U. S. A.

En août 45, 63 millions de miles carrés sont couverts la nuit, c'est-à-dire 32 % de la surface du globe, chaque station couvrant 300.000 miles carrés le jour et 1 million la nuit. 75.000 récepteurs ont été construits, 2.250.000 cartes tirées.

La situation du Loran dans le monde en mai 47 est indiquée dans le rapport de l'Imman (1) dont voici un extrait :

« Actuellement (mai 47), le système Loran tel qu'il existe dans le monde assure la couverture d'un grand nombre de principales routes commerciales de la marine et de l'Aviation. La figure 2 montre les zones de couverture actuellement assurées. Sur les 37 stations émettrices de Loran actuellement en service, 13 sont situées dans la région de l'Atlantique et 24 dans la région du Pacifique. Leur fonctionnement est assuré suivant un plan de coopération internationale, le Canada, le Royaume-Uni, le

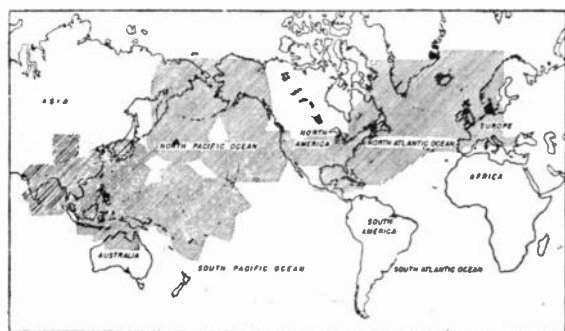


Fig. 2

Danemark, l'Islande et les Etats-Unis assurent en commun l'entretien des stations. Les stations Loran sont établies par groupes de trois, c'est-à-dire une double station maîtresse, et deux stations asservies. Il est à noter que ce système est bien adapté pour assurer une couverture continue sur de vastes étendues, avec un nombre relativement restreint de stations : par exemple, les 13 stations de l'Atlantique donnent des lignes de position sur une région s'étendant du Nord de la Mer des Antilles aux Iles Britanniques, soit une ligne aérienne formant un circuit de quelques 4.800 milles marin avec des zones de relèvement repérées sur presque toute la longueur de la route à la fois de jour et de nuit. En fait, les navigateurs disent que, sur toute la route, on peut obtenir une bonne couverture pour l'onde de sol (aussi bien de jour que de nuit) ⁿ.

II. — PRINCIPE DE RÉALISATION

Il existe donc 3 sortes de Loran :

1^o Loran standard fonctionnant sur des fréquences de l'ordre de 1.800 Kc/s :

2^o Loran SS dont les émetteurs, fonctionnant sur les mêmes fréquences, sont synchronisés par onde indirecte ;

3^o Loran à ondes longues pour lequel des fréquences ont été réservées à la Conférence d'Atlantic City entre 100 et 180 K/c puis entre 90 et 110 Kc/s.

Les deux premiers sont identiques à quelques détails près et ne diffèrent que par leur mode d'utilisation. Le dernier présente plusieurs particularités intéressantes.

I. — Loran standard.

Les stations émettrices sont placées à une distance comprise entre 200 et 1.000 km l'une de l'autre. Elles émettent des impulsions d'une durée de 50 μ s avec une puissance de crête de 75 à 150 Kw et une fréquence de répétition (récurrence en Anglais) de 25 ou de 33 par seconde environ.

La durée de 50 μ s a été fixée en tenant compte de la largeur de bande HF à ne pas dépasser, tout en gardant le maximum de précision au dispositif (1).

La fréquence de répétition est donnée par le tableau suivant :

Désignation	Fréquence en cycles par seconde	Durée de l'intervalle de de répétition L en μ s
L ₀	25	40 000
L ₁	25,0627	39 900
L ₂	25,1254	39 800
L ₃	25,1881	39 700
L ₄	25,2500	39 600
L ₅	25,3127	39 500
L ₆	25,3754	39 400
L ₇	25,4381	39 300
H ₀	33,3333	30 000
H ₁	33,3960	29 900
H ₂	33,4587	29 800
H ₃	33,5214	29 700
H ₄	33,5833	29 600
H ₅	33,6460	29 500
H ₆	34,0000	29 400
H ₇	34,1111	29 300

Ces différentes fréquences de répétition permettent, avec les différentes fréquences HF utilisées, qui sont :

Désignation	Fréquence HF
4	1750 Kc/s
2	1850
3	1900
1	1950

(1) Extrait du Document 58 de l'Imman, Conférence Internationale des Aides Radioélectriques à la Navigation Maritime New-York City 1947.

(1) On sait que la bande couverte par une impulsion en Mc/s est l'inverse du temps de formation en microsecondes.

d'avoir 42 paires de stations en service dans la même région, sans brouillage gênant.

(L'indication 2 H_1 signifie par exemple que la paire de stations émet sur 1850 Kc/s une fréquence de répétition de 33,3960 par seconde).

Nous avons supposé, dans la première partie, que les émissions de la station maîtresse et de la station asservie étaient simultanées. En fait, ceci n'est pas exact, et nous allons en voir la raison.

Supposons, en effet, une station émettrice maîtresse A, et une station émettrice asservie B. (fig. 3). Les ondes mettent, pour aller de A à M, un temps

égal à $\frac{AM}{V}$ en désignant par V la vitesse de la lumière.

De même, pour aller de B en M, elles mettent un temps égal à $\frac{BM}{V}$.

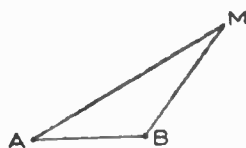


Fig. 3

Si les 2 émissions étaient simultanées, l'intervalle de temps t écoulé entre l'arrivée des impulsions venant de A et l'arrivée des impulsions venant de B mesuré par le navigateur M serait égal à $\left[\frac{AM}{V} - \frac{BM}{V} \right]$ ou à $\left[\frac{BM}{V} - \frac{AM}{V} \right]$ suivant que AM serait plus grand ou plus petit que BM.

Mais il ne serait pas possible à celui-ci de savoir s'il a reçu en premier lieu l'impulsion venant de A ou l'impulsion venant de B. Il est facile d'éviter cette ambiguïté. Il suffit de faire mettre l'impulsion de B un certain temps R après celle de A.

R est appelé le « retard absolu ».

L'intervalle de temps qui sépare l'arrivée des deux impulsions est alors :

$$t = \left| R + \frac{BM}{V} - \frac{AM}{V} \right|$$

Si $R \geq \frac{AB}{V}$, $R + \frac{BM}{V}$ sera toujours plus grand que $\frac{AM}{V}$ et l'impulsion provenant de A sera toujours reçue avant celle qui provient de B (AM est toujours $\leq AB + BM$).

En réalité, on prend R beaucoup plus grand que $\frac{AB}{V}$; on prend $R = \left(\frac{AB}{V} + \frac{L}{2} + D \right)$, L étant l'intervalle de répétition et D une valeur arbitraire appelée retard de codage. Il y a alors au moins $\frac{L}{2}$ d'intervalle entre les arrivées des 2 impulsions. On peut faire varier D pour rendre le Loran inemployable par un ennemi; D est en général de l'ordre de 1.000 à 2.000 μs .

On verra sur la fig. 3 bis la succession dans le temps des phénomènes aux 2 émetteurs et au récepteur (1).

Pour maintenir à la valeur prévue l'intervalle entre les impulsions de la station maîtresse et de la station asservie, on maintient avec une grande précision les vitesses de répétition de la première (à $\frac{1}{300.000.000}$ près, c'est-à-dire 1 μs par 5 minutes ou une seconde en 10 ans d'erreur maxima dans l'horloge de déclenchement).

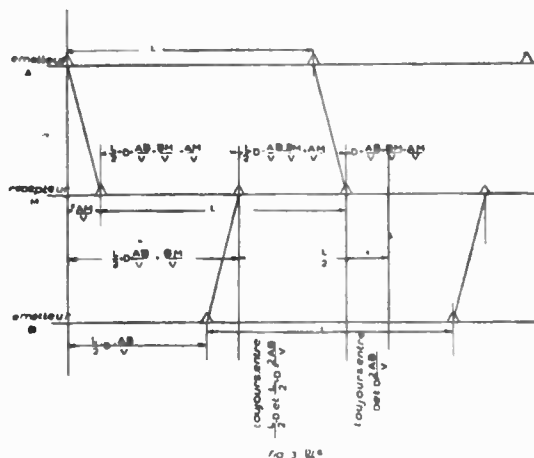


Fig. 3 bis

A la station asservie, un dispositif récepteur bloqué pendant l'émission marque sur un oscilloscope l'instant de réception de l'impulsion émanant de la station maîtresse. Sur le même oscilloscope, se marque également l'instant d'émission de l'impulsion asservie. L'intervalle de temps qui les sépare doit être :

$$R - \frac{AB}{V} = \frac{L}{2} + D$$

L'opérateur de la station asservie maintient cet intervalle constant.

On peut aussi utiliser un appareil synchroniseur automatique qui maintient l'intervalle à 1 ou 2 μs près quand il n'y a pas trop de bruit parasite.

Pour plus de sécurité, une surveillance est également assurée à la station maîtresse par un opérateur ou un appareil automatique.

Lorsque l'intervalle entre les impulsions des stations maîtresse et asservie n'est pas correct, on fait scintiller en positions l'une des deux émissions pour prévenir les navigateurs. Ceux-ci doivent alors s'abstenir de faire des mesures jusqu'à ce que la situation soit redevenue normale.

L'ensemble des circuits qui règlent les intervalles de temps (intervalle de répétition et retard de la station asservie par rapport à la station maîtresse) et qu'on peut appeler « les bases de temps » reposent sur le fonctionnement d'un quartz oscillant sur 50 ou 100 Kc/s, dont la fréquence est plusieurs

(1) On voit que si au récepteur la trace oscilloscopique est divisée en 2 parties égales, correspondant chacune à L/2, lorsque deux impulsions seront sur la même 1/2 trace, celle de la station asservie sera à gauche de celle de la station maîtresse.

fois démultipliée, jusqu'à fournir les fréquences désirées.

Une assez grande complication résulte de la nécessité d'avoir diverses fréquences de répétition utilisables comme nous avons vu ci-dessus. Il faut pouvoir raccourcir suivant les cas l'intervalle de répétition L , tout d'abord de 40.000 à 30.000 et, d'autre part, le réduire de 100, 200, 300... jusqu'à 700 μ s. La réduction de 40.000 à 30.000 s'effectue simplement en remplaçant par 3 le rapport 4 d'un des démultiplieurs ; le raccourcissement de 100 à 700 μ s s'obtient en introduisant dans certains des démultiplieurs de fréquence un dispositif correcteur qui, de temps en temps, (2 fois par intervalle de répétition) change provisoirement le facteur de démultiplication.

Les intervalles réglables sont donnés par des multivibrateurs à une seule position d'équilibre sta-

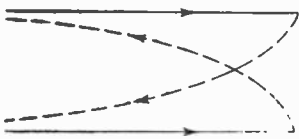


Fig. 4

ble, dont la durée de retour à leur position stable, après la mise en position instable, dépend de la constante de temps réglable d'un circuit.

A l'autre extrémité, le navigateur dispose d'un récepteur Loran qui lui permet de mesurer le temps écoulé entre l'arrivée des impulsions venant de la station maîtresse et de la station asservie.

Cette mesure se fait sur un oscilloscope cathodique dont la fréquence de balayage est rendue égale à la fréquence de répétition des stations émettrices sur lesquelles on veut effectuer la mesure (fig. 4).

Le balayage comprend deux parties rectilignes superposées et deux retours rapides, pendant lesquels le spot est effacé. La durée du retour est d'environ 70 μ s et chacune des parties rectilignes correspond à une durée de balayage de $\frac{L}{2} - 70 \mu$ s.

Les impulsions reçues provoquent des déplacements verticaux du spot sur l'écran. Toutes les

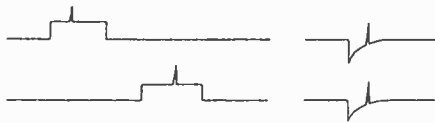


Fig. 5

impulsions émises, sur la fréquence HF sur laquelle est accordé le récepteur, provoquent cette déviation, mais les traces correspondantes se déplacent si elles n'ont pas la fréquence de répétition réglée sur le récepteur. Par contre, celles des deux stations sur lesquelles on veut effectuer la mesure restent fixes.

La mesure se fait en deux temps, pour augmenter à la fois la précision et la facilité de mesure.

A cet effet, on peut faire dévier verticalement le spot d'une petite quantité par des signaux produits

localement qu'on appelle des signaux marqueurs, d'une durée d'environ 150 μ s. L'instant auquel se produisent ces signaux marqueurs dans l'intervalle de répétition est réglable, et on s'arrange pour que les impulsions reçues des stations émettrices arrivent

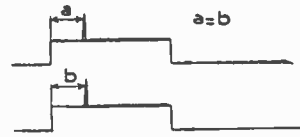


Fig. 6

pendant les signaux marqueurs (fig. 5). On voit alors sur l'oscilloscope se superposer les crans des marqueurs et les pointes des impulsions reçues.

On va même plus loin et on règle avec précision la position des marqueurs pour que les deux impulsions occupent la même position relative sur leurs marqueurs respectifs (fig. 6).

Il ne reste plus alors qu'à mesurer l'intervalle de temps qui sépare les marqueurs. On a gagné à cette opération en précision car, par des dispositifs appropriés, on peut faire $a = b$ avec une très grande précision et on a gagné en commodité, car la mesure

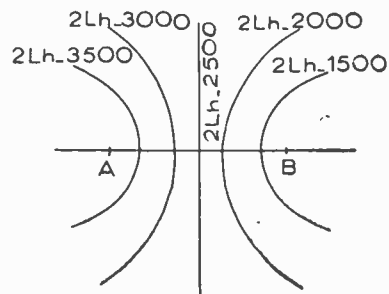


Fig. 6 bis

de l'intervalle de temps entre les marqueurs est une opération entièrement locale ne dépendant plus des signaux reçus de l'extérieur.

Les bases de temps nécessaires dans le récepteur sont analogues à celles des émetteurs. Elles permettent de faire apparaître sur l'écran des graduations qui, en définitive, servent comme le feraient les intervalles d'1 mm gravés sur une règle graduée, à lire l'intervalle de temps séparant les marqueurs, c'est-à-dire les deux impulsions reçues des stations maîtresse et asservie.

Une fois cet intervalle mesuré, il suffit d'effectuer le report sur la carte pour avoir une ligne hyperbolique sur laquelle doit se trouver le point d'observation (fig. 6 bis). Chaque hyperbole d'une famille correspond à deux stations émettrices déterminées, porte une indication de la forme $2LA - 4.500$. Le chiffre 2 indique la fréquence HF, soit 1850 Kc/s, le groupe LA indique la fréquence de répétition, soit 25, 2.500, le nombre 4.500 indique la différence de temps en microsecondes correspondant à l'hyperbole envisagée (y compris le retard absolu R).

En réalité, les lignes ne sont pas exactement des hyperboles, car il faut tenir compte de la rotondité de la terre. Ce sont les intersections d'un hyperboloïde de révolution avec l'ellipsoïde aplati que constitue

la terre ; ce sont donc des courbes du 4^e degré ; mais à distance assez faible, les hyperboles planes donnent une approximation suffisante.

II. — Loran SS.

Le désir d'étendre le rayon d'action du Loran a conduit à essayer d'utiliser entre les émetteurs et le navigateur les ondes indirectes, réfléchies dans la haute atmosphère. Nous verrons plus loin qu'on peut y arriver en faisant quelques corrections (fig. 7).

On a essayé également d'utiliser les ondes indirectes entre la station émettrice maîtresse et la station émettrice asservie, pour assurer la constance de l'intervalle séparant les impulsions de ces 2 stations. C'est le Loran SS.

En effet, l'onde directe, au voisinage de 2.000 Kc/s, s'affaiblit de 10 db par 160 Km au dessus de la mer. Il en résulte que le niveau du signal reçu atteint la limite de perception des récepteurs ($2\mu V$ par mètre) à la distance de 1.200 km. Il n'est donc pas possible d'écarter les 2 stations émettrices de plus de

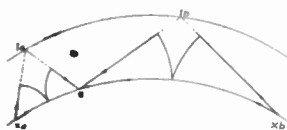


Fig. 7

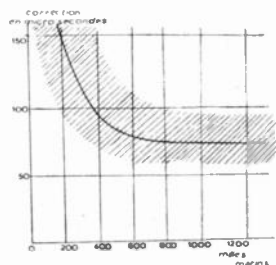


Fig. 8

1.200 km lorsqu'on utilise l'onde directe pour assurer la synchronisation. Au-dessus de la terre, la distance maxima est encore moindre.

L'utilisation, dans ce but, des ondes indirectes permet d'étendre cette distance jusqu'à 2.500 km, avec les ondes réfléchies par la couche réfléchissante *E* qui est très stable et dont la hauteur est voisine de 100 km. On pourrait même utiliser des ondes réfléchies par des couches plus élevées, mais la stabilité de ces couches n'est pas suffisante et il a été décidé de s'en tenir à la couche *E* et à une seule réflexion sur cette couche.

Les fréquences du Loran ont été choisies pour que les ondes soient toujours réfléchies par la couche *E*, à toutes les distances non desservies par l'onde directe. Naturellement, il faut tenir compte du temps de propagation accru correspondant au trajet réel des ondes et à une vitesse plus faible pendant la réfraction.

On effectue une correction au temps de propagation, suivant la courbe de la fig. 8 déterminée expérimentalement.

La stabilité de réflexion est meilleure pour de grandes distances, parce qu'une réflexion effleurant la couche est meilleure qu'une réflexion presque normale, et surtout parce qu'un changement dans la hauteur de réflexion ne change plus autant la distance parcourue. A la distance de 1.853 km, la longueur du parcours de l'onde d'espace augmente seulement de 3,25 Km pour un changement de

hauteur de réflexion de 9,2 Km. De telles variations sont rares, mais arrivent quelquefois. Pour réduire leur importance, on prend de grandes distances entre les stations émettrices (2.400 km dans les stations européennes qui ont servi au bombardement de l'Allemagne).

Dans le Loran SS, les ondes voyageant loin de la surface terrestre, ne sont pas sensiblement affectées par celle-ci.

Par contre, les différentes réflexions sur les couches de la haute atmosphère produisent des signaux compliqués qui apparaissent sur l'oscilloscope. Chaque impulsion reçue peut être une reproduction complète de l'impulsion émise, mais plusieurs d'entre elles peuvent aussi se combiner pour donner une forme très complexe. Ceci se produit surtout à courte distance (au-dessous de 200 km) et l'on voit parfois 10 à 12 impulsions contiguës. A mesure que la distance augmente, elles se fondent en une seule parfois de forme très compliquée. L'expérience a montré que c'est le bord avant de l'impulsion qui est le plus important et qu'il fallait se méfier des impulsions fendues.

Des cartes spéciales ont été réalisées pour le Loran SS, qui tiennent compte des délais réels moyens de transmission des ondes indirectes, aussi bien pour la synchronisation que pour la mesure.

Dans le voisinage d'un des émetteurs, il vaut mieux utiliser l'onde directe ; aussi, dans un rayon de 500 km autour de chaque station émettrice, les cartes Loran SS portent une autre famille de courbes tracées en supposant la réception directe de la station voisine et la réception indirecte de l'autre.

Les appareils utilisés dans le Loran SS sont les mêmes que dans le Loran Standard.

III. — Loran à ondes longues.

L'augmentation de portée obtenue avec le Loran SS comporte une diminution de la précision, due aux variations de la vitesse de propagation et du trajet suivi par les ondes. On a essayé, dans le Loran à

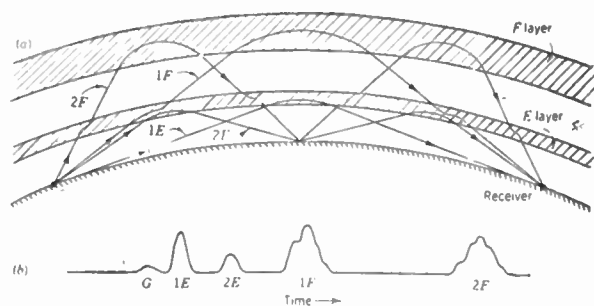


Fig. 9

ondes longues, d'utiliser des ondes directes s'affaiblissant moins vite. La fréquence choisie de 180 Kc/s a permis d'obtenir des portées de 2.500 km le jour et la nuit.

Les difficultés d'identification du signal disparaissent, car ces ondes ne pénètrent pas au-delà de la couche *E*, et, par conséquent, on ne voit sur l'écran, en dehors de l'impulsion transmise par onde directe, que parfois une impulsion légèrement re-

tardée due à la réflexion sur la couche *E* et qui, en raison de l'allongement du signal de 50 à 300 μ s, ne fait en définitive qu'allonger encore ce signal.

Il faut en effet augmenter jusqu'à 300 μ s la durée de l'impulsion pour avoir un nombre suffisant d'alternances et ne pas couvrir une gamme de fréquences trop étendue. La bande couverte en Mc par une impulsion est égale à l'inverse du temps de formation de cette impulsion exprimé en μ s. Il faut donc admettre un temps de formation de 50 μ s si l'on ne veut pas couvrir plus de 20 Kc/s, ce qui exige une durée d'impulsion de l'ordre de 300 μ s et rester au-dessous des 56 μ s de retard minimum des ondes réfléchies par la couche *E*. Les vitesses et intervalles de répétition sont les mêmes que dans le Loran Standard.

Les stations maîtresse et asservies sont situées à des distances pouvant aller à 2.000 ou 2.500 km. Contrairement à ce qui est fait dans le Loran Standard, à chaque station maîtresse correspondent 2 stations asservies fonctionnant avec la même fréquence HF et le même intervalle de répétition.

La station maîtresse émet à une cadence double voisine de 50 ou de 66. Les impulsions paires déclenchent une impulsion de la 1^{re} station asservie ; les impulsions impaires déclenchent une impulsion de la 2^e station asservie. Ceci nécessite un dispositif permettant de distinguer les impulsions paires et impaires de la station maîtresse. Une impulsion sur 6 est retardée dans le temps ; on voit donc les impulsions impaires se doubler, l'impulsion décalée étant moins lumineuse que ses voisines (fig. 10).

Le Loran à ondes longues possède une particularité tout à fait nouvelle, c'est la comparaison des phases HF des impulsions. On peut en effet faire



Fig. 10

apparaître sur l'écran du récepteur de mesure ou du récepteur de synchronisation la HF elle-même, au lieu de son enveloppe et on peut établir une relation de phase constante entre le début du signal et la première alternance HF. Ceci permet de comparer réellement les phases HF des impulsions, ce qui donne une précision bien meilleure que la comparaison des débuts d'impulsion, surtout en ondes longues, car, comme nous l'avons vu ci-dessus, le temps d'établissement de l'impulsion est de 50 μ s environ, tandis qu'une alternance HF dure 6 μ s.

Pour établir une relation de phase entre le début du signal émis et la HF, on effectue de légers décalages dans le temps du début de l'impulsion par rapport aux oscillations HF de l'impulsion. Pour cela, on fait passer cette impulsion dans un circuit retardateur réglable de 0 à 20 μ s.

Le contrôle de la phase des stations asservies est effectué à la station maîtresse par 2 synchroniseurs.

Le récepteur du Loran à ondes longues peut être un récepteur de Loran Standard, accompagné d'un générateur fonctionnant sur 1770 Kc/s qui, avec la

fréquence incidente de 180 Kc/s, produit la fréquence 1950 Kc/s.

Si l'on veut utiliser la comparaison des phases HF, on se sert d'un récepteur spécial, qui permet de faire apparaître la HF sur l'oscilloscope. Ce récepteur, qui a une MF de 50 Kc/s, utilise une fréquence hétérodyne de 130 Kc/s provenant du 50

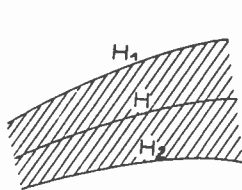


Fig. 11

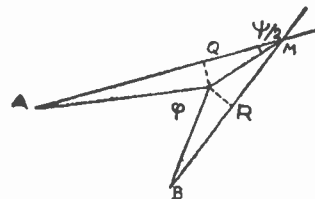


Fig. 12

Kc/s du quartz des bases de temps et, par conséquent très stable.

III. — ERREURS

Les mesures Loran sont, comme toutes les mesures, susceptibles d'être entachées d'erreurs. Nous allons essayer d'évaluer l'importance de celles-ci (fig. 11).

Supposons que, dans la mesure de l'intervalle de temps *t* qui, en *M* sépare l'arrivée des impulsions de la station maîtresse et de la station asservie, et détermine l'hyperbole

$$\frac{AM}{V} - \frac{BM}{V} = t \quad (H)$$

nous commettons une erreur Δt . Cela revient à remplacer l'hyperbole *H* par une hyperbole voisine *H*₁.

$$\frac{AM}{V} - \frac{BM}{V} = t + \Delta t \quad (H_1)$$

Une erreur dans l'autre sens — Δt conduirait à une hyperbole voisine *H*₂ située de l'autre côté de *H*.

$$\frac{AM}{V} - \frac{BM}{V} = t - \Delta t \quad (H_2)$$

Si nous connaissons une valeur limite supérieure de Δt , nous pourrions déterminer les hyperboles *H*₁ et *H*₂ correspondantes et nous serions certains que le point *M* se trouverait entre ces 2 hyperboles.

Il y a donc grand intérêt à déterminer la distance des hyperboles *H*₁ et *H*₂ en fonction de Δt dans la région qui nous intéresse, c'est-à-dire la largeur de la zone d'indétermination pour *M*.

Nous allons établir pour cela que la tangente à une hyperbole en un point est la bissectrice des droites joignant ce point aux foyers.

En effet, soit *P* un point voisin de *M*, situé sur la même hyperbole que *M*, de foyers *A* et *B*. Nous avons, par définition : *AP* — *BP* = *AM* — *BM*, d'où on tire :

$$AM - AP = BM - BP = K$$

Si donc nous traçons les arcs *MQ* et *MR* de centres respectifs *A* et *B*, nous avons *MQ* = *K* et *RM* = *K* (fig. 12). *P* étant infiniment voisin de *M*, nous pouvons confondre les arcs *QP* et *RP* avec leurs tan-

gentes en Q et en R ; nous formons ainsi 2 triangles rectangles égaux PQM et PRM et, par suite, PM est la bissectrice de l'angle $AMB = \psi$. Lorsque P se rapproche de M , MP devient la tangente en M à l'hyperbole. Cette tangente est donc bien la bissectrice de l'angle des deux droites joignant M aux foyers. On voit aussi que :

$$MP = \frac{AM}{\sin \frac{\psi}{2}}$$

Evaluons la distance p qui, au voisinage du point M , sépare l'hyperbole H : $AM - BM = Vt$ de l'hyperbole $AM - BM = V(t + \Delta t)$ (fig. 13).

Soit P un point voisin de M et situé sur la même hyperbole Vt , tel que $BP = BM - V \Delta t$. On a donc :

$$\begin{aligned} AP &= AM - V \Delta t \\ QM &= V \Delta t \end{aligned}$$

d'où

Traçons les arcs PM' et MM' de centres respectifs B et A . Le point M' où ces arcs se rencontrent est sur l'hyperbole H_1 : $Vt + V \Delta t$, car :

$$\begin{aligned} AM' &= AM \text{ et } BM' = BP = BM - V \Delta t \\ AM' - BM' &= AM - BM + V \Delta t = Vt + V \Delta t \end{aligned}$$

La distance $M'T$ de M' à la corde MP , qui deviendra la tangente à l'hyperbole en M , quand P se rapprochera de M peut être évaluée dans les triangles $M'MT$ obtenus en confondant les arcs $M'M$ et $M'P$ avec leurs tangentes. Ces deux triangles sont égaux et $M'T = PT \cotg TM'P = PT \cotg \frac{\psi}{2}$.

Or :

$$PT = \frac{1}{2} PM = \frac{1}{2} \frac{QM}{\sin \frac{\psi}{2}} = \frac{1}{2} \frac{AP - AM}{\sin \frac{\psi}{2}} = \frac{1}{2} \frac{V \Delta t}{\sin \frac{\psi}{2}}$$

$$\text{Il s'ensuit que la distance } M'T = \frac{1}{2} \frac{V \Delta t}{\sin \frac{\psi}{2}}$$

C'est la distance p entre l'hyperbole H lieu de M et l'hyperbole H_1 lieu du point M' .

La largeur de la zone d'indétermination est donc :

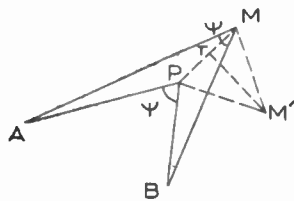


Fig. 13

$$2p = \frac{V \Delta t}{\sin \frac{\psi}{2}}$$

Si l'erreur commise est de $1 \mu s$, la distance p des hyperboles H_1 et H_2 de part et d'autre de H est :

$$p = \frac{300.000 \times \frac{1}{1.000.000}}{2 \sin \frac{\psi}{2}} = \frac{0,150}{\sin \frac{\psi}{2}} \text{ Km}$$

et la largeur de la zone d'indétermination sera :

$$2p = \frac{0,300}{\sin \frac{\psi}{2}} \text{ Km}$$

Il est intéressant, pour avoir une idée de la précision obtenue avec le Loran, d'évaluer les erreurs probables. Rappelons qu'on appelle ainsi une erreur qui est, dans 50 % des cas, plus grande et dans 50 % des cas plus petite que les erreurs réelles.

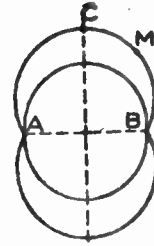


Fig. 14

Il résulte des statistiques américaines que l'erreur probable globale sur t , avec des stations bien réglées, a environ les valeurs suivantes :

Type	Erreur probable A en μs
Loran Standard	1
Loran Standard utilisant les ondes indirectes	5 à 10
Loran SS	8
Loran O. L. sans comparaison de phase	2
Loran O. L. avec comparaison de phase	0,1 (?)

On en conclut que le point réel sera la moitié du temps à une distance de l'hyperbole trouvée inférieure à :

$$\frac{1}{\sin \frac{\psi}{2}} 0,150 \text{ Km avec le Loran standard à ondes directes.}$$

$$\frac{1}{\sin \frac{\psi}{2}} 1,200 \text{ Km avec le Loran SS.}$$

$$\frac{1}{\sin \frac{\psi}{2}} 0,300 \text{ Km avec le Loran O. L. (sans phase)}$$

$$\frac{1}{\sin \frac{\psi}{2}} 0,015 \text{ Km avec le Loran O. L. (à phase).}$$

Cette erreur probable sur la distance de M à l'hyperbole déterminée varie avec la position de M . (fig. 14). Les lieux géométriques des points pour lesquels cette erreur probable est constante sont des circonférences passant par les émetteurs A et B (ψ constant).

Si on appelle C le point où une de ces circonférences rencontre la perpendiculaire au milieu de AB , on a :

$$\frac{AC}{AB} = \frac{1}{2 \sin \frac{\psi}{2}}$$

et il est donc facile, ayant déterminé sur la carte

un point M , de connaître $\frac{1}{\sin \frac{\psi}{2}}$ et, par conséquent

l'erreur probable correspondante en distance de l'hyperbole lieu de M . Plus le cercle est grand plus l'erreur probable est grande.

Nous pouvons maintenant examiner la zone couverte par 2 stations Loran. Cette zone est limitée par la portée autour de chacune des stations émettrices, et la valeur des mesures change quand on franchit une des circonférences d'égale erreur probable. On voit, sur les fig. 15 et 16 en blanc les zones favorables et en noir les zones inutilisables.

Il y a intérêt à augmenter la distance AB , mais on est limité par la portée et l'obtention en tout temps d'une bonne synchronisation.

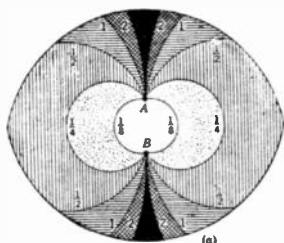


Fig. 15

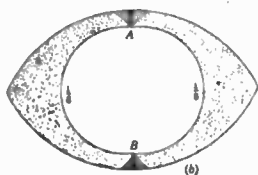


Fig. 16

Si l'on détermine, non seulement une hyperbole lieu de M , mais deux hyperboles par l'écoute de 2 paires de stations, les mêmes considérations permettent de trouver pour M une zone d'indétermi-

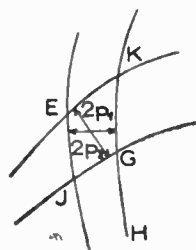


Fig. 17

nation qui affecte l'allure d'un parallélogramme curviligne, compris entre 4 hyperboles, $EKGJ$ de la fig. 17. Nous connaissons ses 2 hauteurs $2p_1$ et $2p_2$ correspondant aux erreurs probables évaluées ci-dessus. Ce sera alors le *parallélogramme de probabilité* $1/4$, puisque pour que M soit à l'intérieur, il faudra à la fois que l'erreur sur les hyperboles H et l'erreur sur les hyperboles F soient inférieures à l'erreur probable.

Pour avoir le *parallélogramme probable*, c'est-à-dire tel que le point M ait une chance sur deux d'être à l'intérieur, il faudrait prendre des hauteurs $2p_1$ et $2p_2$ correspondant non plus à l'erreur probable A pour Δt , mais bien à une erreur B telle que l'erreur réelle soit inférieure à B dans $\frac{1}{\sqrt{2}}$ des cas. La probabi-

lité pour que M soit dans le parallélogramme serait alors $\frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}$

La loi de Gauss permet de calculer :

$$B = A \frac{0,746}{0,477} \text{ c'est-à-dire}$$

$$B = 1,56 \times A$$

et par conséquent, les hauteurs $2p_1$ et $2p_2$ du parallélogramme probable seront :

$$2p_1 = \frac{0,300}{\sin \frac{\psi_1}{2}} \times 1,56 \times A$$

$$2p_2 = \frac{0,300}{\sin \frac{\psi_2}{2}} \times 1,56 \times A$$

A étant l'erreur probable correspondant aux différents types de Loran, et figurant au tableau ci-dessus.

La connaissance de ce parallélogramme probable est très importante pour connaître la valeur d'une mesure de position ; toutefois, les différentes régions de ce parallélogramme n'ont pas une probabilité identique, et il est intéressant de voir comment les probabilités se répartissent autour du point M déterminé.

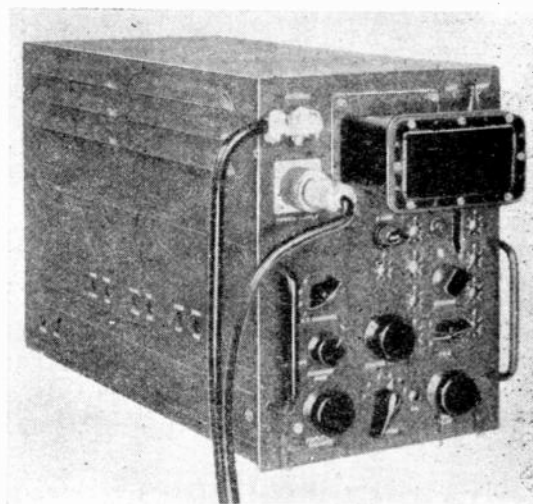


Fig. 18

On démontre que les points d'égale probabilité sont répartis le long d'ellipses ayant comme centre le point de rencontre des 2 hyperboles et comme diamètres conjugués les tangentes à ces hyperboles.

En fait, sur l'Atlantique Nord, l'erreur semble être de l'ordre de 1,2 % de la distance des émetteurs au récepteur.

IV. — FONCTIONNEMENT DES APPAREILS

Nous examinerons en détail un modèle d'émetteur et un modèle de récepteur de Loran standard, sans nous attarder aux modèles plus anciens.

Nous commencerons d'ailleurs par le récepteur qui est plus simple que l'émetteur.

Nous dirons ensuite quelques mots des appareils à ondes longues.

A. — RÉCEPTEUR LORAN STADARD AN-APN 9. (fig. 12)

Ce récepteur a été spécialement étudié pour l'aviation ; il est moins lourd et moins encombrant que les précédents qui ont porté les noms suivants : LRN 1, LRN 1A, DAS, DAS 1, DAS 2, DAS 3, DAS 4, DBE, SCR 722, AN-APN 4.

Il se présente sous forme d'un coffret unique et comprend une alimentation, le récepteur proprement dit, les bases de temps et un oscilloscope.

Les opérations successives que l'on a à exécuter sur le récepteur sont commandées par le bouton « Fonction » qui peut occuper 6 positions :

Fonction 1.

Sur cette position, on règle le récepteur sur la paire de stations émettrices que l'on veut utiliser.

a) Le bouton « RF channel » règle la fréquence HF du récepteur.

b) Le bouton « PRR » règle la vitesse de balayage au voisinage de 25 ou de 33 suivant la fréquence de répétition des émetteurs.

c) Le bouton « Station » règle la fréquence exacte de répétition.

d) Le bouton « drift » permet à l'aide d'un réglage continu le rattrapage des légères différences qui pourraient encore subsister.

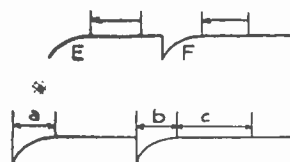


Fig. 19

e) Le bouton « left-right » qui n'a qu'une position stable permet de déplacer les impulsions reçues sur les tracés de l'oscilloscope. Quand on le met sur « left », on voit les impulsions se déplacer vers la gauche, et inversement. On peut, à l'aide de ce bouton, amener en E l'impulsion de la station asservie.

f) Le bouton « coarse delay » (retard grossier) règle la position d'un marqueur mobile F que l'on amène dans la position figurée ci-dessous, en rendant a égal à b, approximativement.

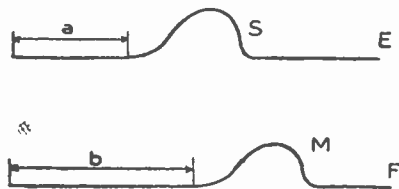


Fig. 20

La station asservie étant, comme nous l'avons vu, toujours à gauche quand les 2 impulsions sont sur la même trace.

Fonction 2.

Dans cette position, on voit sur la trace supérieure l'agrandissement de la région E du marqueur fixe

et sur la trace inférieure l'agrandissement de la région F du marqueur mobile (fig. 20).

Ceci permet de prendre a exactement égal à b, en agissant sur le bouton « fine delay » (retard précis) qui est un vernier de « coarse delay » dont la variation est discontinue.

Fonction 3.

Les 2 traces précédentes sont alors superposées, ce qui permet de mieux apprécier l'égalité de a et de b. (fig. 21). On agit sur le bouton « amplitude balance » pour rendre les amplitudes égales.



Fig. 21



Fig. 22

Fonction 4.

On voit alors apparaître des graduations électroniques de 5.000 et 1.000 μs qui permettent d'évaluer en gros l'intervalle des marqueurs (fig. 22). Les signaux Loran sont supprimés.

Un trait de 5.000 apparaît toujours à l'extrême droite. On compte le nombre de traits de 1.000 compris entre la droite et le marqueur mobile, ce qui donne une mesure approximative de C.

Fonction 5.

Dans cette position, on effectue la mesure précise de l'intervalle C. Les signaux Loran sont supprimés. La trace supérieure est l'image agrandie de la portion du balayage couverte par le marqueur variable, sur laquelle sont superposées des impulsions

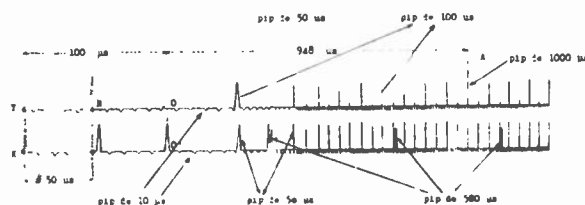


Fig. 23

d'échelle de 1.000, 100, 50 et 10 μs . La trace inférieure est l'image agrandie de la portion du balayage couverte par le marqueur fixe, sur laquelle sont superposées des impulsions d'échelle de 500, 50 et 10 μs . Ces traces sont parcourues à une vitesse plus grande sur la partie gauche que sur la partie droite.

Comme cela a été dit, la mesure à effectuer est celle du temps C qui sépare le bord vertical du marqueur variable et l'extrémité droite de la trace. La mesure grossière a été effectuée sur la position fonction 4, jusqu'à l'impulsion A de 1.000 μs située à droite du marqueur F (Fig. 22). Cette impulsion se retrouve en A (fig. 23). Il reste donc à mesurer le temps qui sépare A du bord vertical du marqueur AY, mais les balayages sont retardés et le début de la trace manque. On fait la mesure sur la partie

AO, et on ajoute $OY = OX = 100 \mu s$. En effet, la trace inférieure représente le marqueur fixe et le début de ce marqueur a lieu au moment d'une impulsion de $50 \mu s$ de l'échelle électronique, quelle que soit la fréquence de répétition. La partie effacée des 2 traces étant de l'ordre de $50 \mu s$ on se sert comme « réticule » de l'impulsion de $50 \mu s$ de la trace inférieure située à environ $50 \mu s$ du début de cette trace visible. On est sûr qu'il s'est écoulé $100 \mu s$ depuis le début invisible du balayage.

Fonction 6.

On voit, dans ce cas, les mêmes traces que dans la fonction 2, mais plus rapprochées. On utilise ces traces pour naviguer en suivant une hyperbole.

Nous allons maintenant examiner le détail des appareils en insistant surtout sur les particularités du Loran.

I. — Alimentation.

On doit fournir le courant d'alimentation sous 80 ou 115 volts à une fréquence quelconque comprise entre 400 et 2.400 périodes par seconde.

Un redresseur alimente l'oscilloscope sous 1670 V.

Un autre redresseur fournit la haute tension de toutes les lampes, soit directement sous 246 V, soit

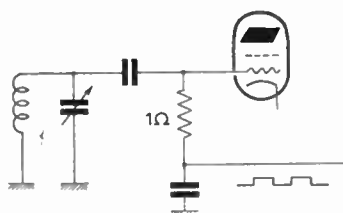


Fig. 24

par l'intermédiaire d'un régulateur de tension qui fournit une tension régulée de 210 V pour les bases de temps.

II. — Récepteur proprement dit.

Le récepteur comporte (fig. 24) :

a) Une lampe amplificatrice HF dont la sensibilité est modifiée par une tension de forme rectangulaire de période L.

Cette tension est réglée par le bouton « amplitude-balance » et permet de rendre égales les amplitudes des déviations causées sur l'écran par les impulsions maitresses et asservies.

- b) Une lampe changeuse de fréquence.
- c) Un amplificateur MF à 3 étages.
- d) Un détecteur.
- e) Une lampe amplificatrice de vidéo-fréquence.

La sélectivité du récepteur est de 70 Kc/s à 6 db au-dessous du maximum sa sensibilité est telle qu'un signal de $2 \mu V$ provoque la déviation totale de l'oscilloscope.

III. — Bases de temps.

Les différentes fréquences nécessaires sont obtenues par démultiplication de la fréquence 100 Kc/s produite à partir d'un quartz.

a) Oscillateur à quartz (fig. 25).

Le quartz est monté dans la grille d'une triode 6 SN 7.

Des capacités de correction de températures assurent la constance de la fréquence.

Le bouton « drift » commande un petit condensateur variant de 10 à 55 pf mis en parallèle sur le quartz.

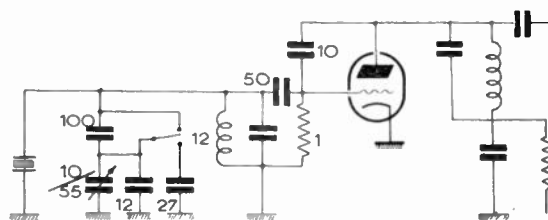


Fig. 25

Le bouton « left-right » commande un interrupteur qui augmente ou diminue momentanément la capacité mise en parallèle sur le quartz.

b) Oscillateur bloqué de $10 \mu s$ (fig. 26).

Cet oscillateur bloqué transforme le courant à 100 Kc/s en impulsions à la même fréquence, c'est-à-dire séparées par un intervalle de $10 \mu s$. On utilise un oscillateur à couplage de grille qui donne les impulsions les plus courtes.

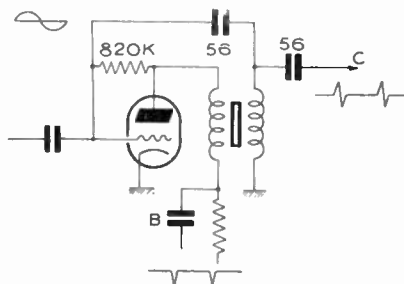


Fig. 26

La résistance de fuite est connectée à la plaque au lieu du + pour des raisons mécaniques.

Les impulsions produites servent à synchroniser

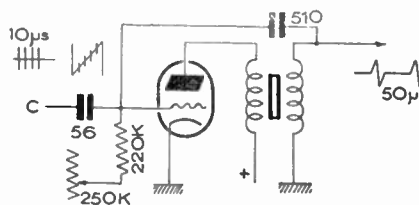


Fig. 27

les démultiplicateurs suivants et à faire apparaître une graduation en fonction 5.

c) Oscillateur bloqué de $50 \mu s$ (fig. 27).

Cet oscillateur produit des impulsions à des intervalles de $50 \mu s$. Il est synchronisé par les impulsions de $10 \mu s$ qui accumulent des charges croissantes sur la grille.

Ces impulsions servent à synchroniser les démul.

tiplicateurs suivants et à fournir la graduation de 50 μ s sur l'oscilloscope.

d) Oscillateur bloqué de 100 μ s (fig. 28).

Cet oscillateur bloqué, comme les suivants d'ailleurs, comporte un couplage cathodique. Ce dernier présente l'avantage d'une synchronisation plus facile par intégrateur à diode : la largeur d'impulsion fournie qui est plus grande ne présente plus ici d'inconvénients.

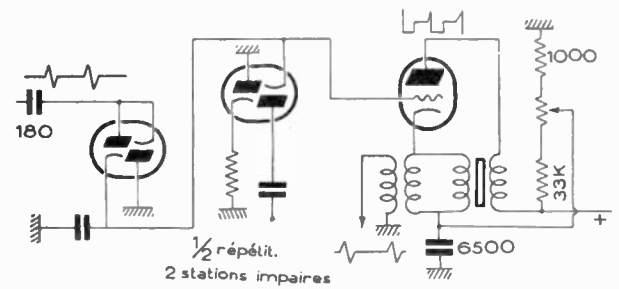


Fig. 28

Le déclenchement par intégrateur à diode fonctionne de la manière suivante : les impulsions de 50 μ s sont amputées par une première diode de leur partie négative qui est dérivée à la masse, tandis que leur partie positive vient augmenter la charge d'un condensateur placé entre la grille et la masse de l'oscillateur bloqué. Lorsque la tension, qui a une forme en escalier, atteint une valeur suffisante, la grille est débloquée et l'oscillation s'amorce. Cette oscillation décharge le condensateur et le phénomène recommence.

Une particularité de ce montage est de posséder un coefficient de démultiplication susceptible de

Indicatif de la paire	1/2 inter. valle de rep	La dernière période de l'oscillateur bloqué de 100 μ s est	La dernière période de l'oscillateur bloqué de 500 μ s est
L ₀	20000 μ s	100 μ s	500 μ s
M ₀	15000	100	500
L ₁	19950	réduite à 50	450
M ₁	14950	réduite à 50	450
L ₂	19900	100	réduite à 400
M ₂	14900	100	" 400
L ₃	19850	réduite à 50	" 350
M ₃	14850	réduite à 50	" 350
L ₄	19800	100	" 300
M ₄	14800	100	" 300
L ₅	19750	réduite à 50	" 250
M ₅	14750	réduite à 50	" 250
L ₆	19700	100	" 200
M ₆	14700	100	" 200
L ₇	19650	réduite à 50	" 150
M ₇	14650	réduite à 50	" 150

Fig. 28 bis

varier. Nous avons vu, en effet, que l'intervalle de répétition L doit pouvoir être réduit de 100, 200 ... 700 μ s pour recevoir certaines paires de stations. La durée L/2 doit donc pouvoir être réduite de 50, 150, 250 ou 350 μ s, c'est-à-dire lorsque les fréquences de répétition de la paire de stations reçues seront :

L_1 ou H_1

L_3 ou H_3

L_5 ou H_5

L_7 ou H_7

Ceci s'obtient en envoyant une fois par 1/2 intervalle de répétition une tension positive sur la grille de la lampe bloquée, pour que le déclenchement se produise à la première impulsion de 50 μ s au lieu de la 2^e. On dispose, dans ce but, une deuxième double diode qui reçoit cette tension d'un système basculant une fois par demi-période de répétition (au début).

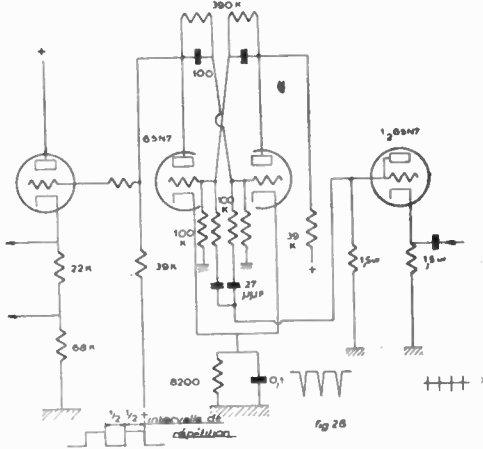


Fig. 28 ter

e) Oscillateur bloqué de 500 μ s.

Comme le précédent, cet oscillateur a un intégrateur de déclenchement muni d'un correcteur qui le fait déclencher avant 500 μ s, une fois par demi intervalle de répétition lorsque la fréquence de répétition des stations reçues l'exige.

f) Oscillateur bloqué de 1.000 μ s.

C'est un oscillateur bloqué à couplage cathodique sans correcteur d'intégration.

g) Oscillateur bloqué de 5.000 μ s.

Analogue au précédent.



Fig. 29

h) Oscillateur bloqué de 15.000 ou 20.000 μ s.

Cet oscillateur déclenche, après 3 ou 4 impulsions du précédent, suivant que le 1/2 intervalle de répétition est voisin de 15.000 ou de 20.000 μ s.

i) Multivibrateur Eccles-Jordan (fig. 28 ter).

Cet appareil a 2 positions d'équilibre et bascule lorsqu'il reçoit les impulsions de l'oscillateur bloqué

précédent. Il est donc sur la position 1 pendant le 1/2 intervalle de répétition et sur la position 2 pendant le 1/2 intervalle suivant.

Il est muni d'une lampe à sortie cathodique.

Il sert à séparer les 2 traces sur l'oscilloscope et fixe le point de départ des balayages et des circuits de retards fixant la position des marqueurs.

j) *Multivibrateur de retard grossier* (fig. 29).

C'est un circuit à 2 positions d'équilibre dont une seule est stable. Quand on le fait basculer dans la position 2 au moyen d'une impulsion, il revient tout seul à la position 1 au bout d'un temps réglable qui dépend de la constante de temps d'un circuit.

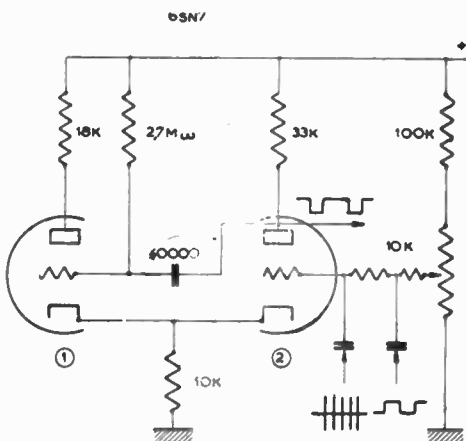


Fig. 30

Les courants produits par ce multivibrateur sont des courants carrés ; la descente coïncide avec la montée du courant dans le multivibrateur Ecclès-Jordan et la montée se produit après une durée réglable entre 6.000 et 20.000 μ s, par sauts discontinus de 500 μ s (fig. 30).

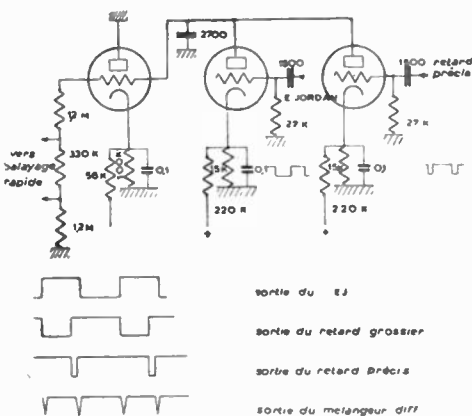


Fig. 31

Les sauts discontinus sont obtenus en envoyant sur une grille des impulsions de 500 μ s qui se superposent à la tension lentement variable et font dé-

clencher la montée au moment d'une de ces impulsions.

L'appareil est commandé par le bouton « coarse delay ».

k) *Multivibrateur de retard précis.*

Ce multivibrateur est analogue au précédent, mais il n'est pas synchronisé et donne une durée de retard variable continuellement entre 400 et 1.400 μ s, qui s'ajoute au retard du multivibrateur de retard grossier.

Il est déclenché par le retour du multivibrateur de retard grossier.

L'appareil est commandé par le bouton « fine delay ».

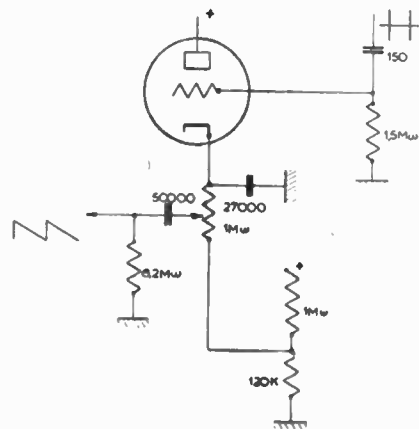


Fig. 32

l) *Mélangeur-différenciateur* (fig. 31).

Ce mélangeur combine les courants sortant des circuits précédents, et les transforme par différenciation en impulsions.

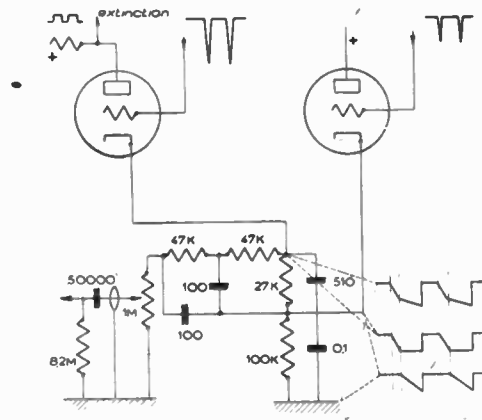


Fig. 33

Un écrêteur permet de ne garder que la partie la plus pointue des impulsions qui servent à produire les marqueurs et à déclencher le balayage rapide des fonctions 2, 3, 5 et 6.

m) *Générateur de balayage lent* (fig. 32).

Cet appareil transforme en dents de scie les courants carrés du multivibrateur Eccles-Jordan.

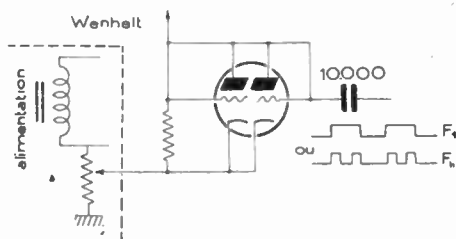


Fig. 34

n) *Générateur de balayage rapide* (fig. 33).

Le balayage rapide, déclenché par le mélangeur différenciateur, possède la particularité d'avoir 2 pentes successives différentes. Une première triode produit la pente faible, une deuxième la pente rapide, la somme est faite sur les cathodes.

Ce même générateur produit un courant carré qui sert à l'extinction du spot sur les fonctions 2, 3, 5 et 6.

o) *Amplificateur de balayage horizontal*.

p) *Régulateur de tensions continues du Wenhelt* (fig. 34).

Il limite les tensions appliquées au Wenhelt.

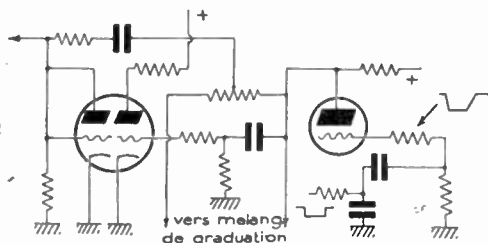


Fig. 35

q) *Équilibreur d'amplitude*.

Ce circuit fait varier périodiquement la polarisation de l'amplificateur III^e, pour permettre d'égaliser

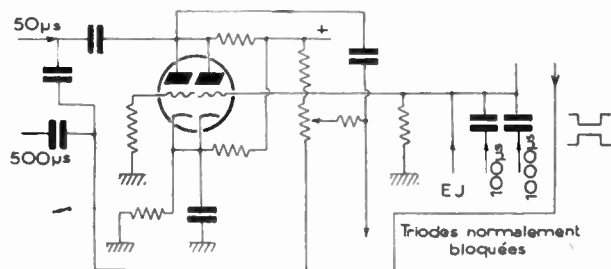


Fig. 36

sur l'oscilloscope les amplitudes des 2 signaux reçus. Il est commandé par le multivibrateur Eccles-Jordan avec un retard de 3.000 μ s (voir fig. 35).

r) *Mélangeur de graduations* (fig. 35).

Ce circuit combine les impulsions émanant des oscillateurs bloqués et les courants carrés issus du circuit d'équilibrage d'amplitude pour composer les échelles de la fonction 5.

Pendant le premier 1/2 intervalle de répétition, il fait apparaître sur la trace supérieure les impulsions de 50, 100 et 1.000 μ s et sur la trace inférieure celles de 50 et de 500.

IV. — Oscilloscope.

C'est un tube de 7,5 cm (3 pouces) de diamètre qui ne présente pas de particularité.

B. — STATION ÉMETTRICE DE LORAN STANDARD.

La station émettrice comprend essentiellement :

- 1) Des bases de temps (y compris un récepteur).
- 2) L'émetteur.
- 3) Les antennes.

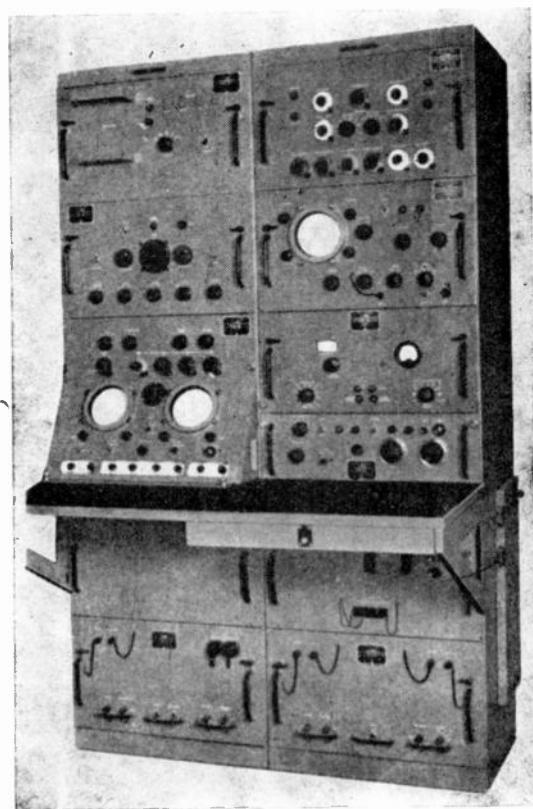


Fig. 37

I. — Bases de temps.

Nous avons vu qu'une station maîtresse doit émettre des impulsions régulièrement espacées dans le temps, et qu'une station asservie doit, un certain temps après avoir reçu l'impulsion de la station maîtresse, émettre elle-même une impulsion.

Le déclenchement de ces impulsions, à cadence régulière dans le 1^{er} cas, et après l'achèvement d'un délai fixe commençant à la réception d'une impul-

régleur de phase. Ils divisent la fréquence de ce courant successivement par 5, 2, 5, 2, 5, 4, ou bien par 5, 2, 5, 2, 5, 3, suivant que l'émetteur correspondant a une vitesse de répétition voisine de 25 ou de 33 par seconde.

Les diviseurs sont analogues à ceux des récepteurs.

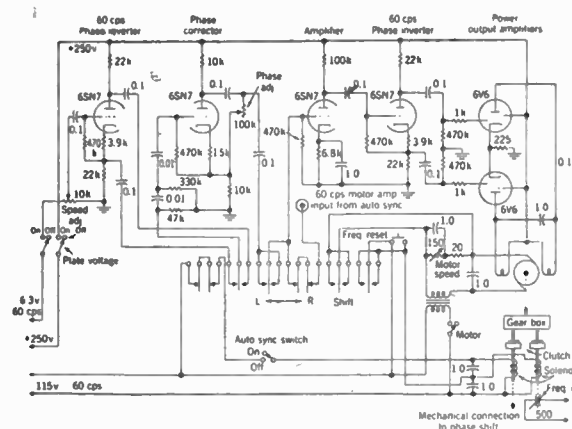


Fig. 40

Il y a également un multiplicateur pour faire apparaître les 2 μ s. C'est 1 amplificateur avec cut-off.

d) *L'oscilloscope témoin.*

Il permet la vérification de la marche de l'appareil. Il peut être branché en de nombreux points et possède 4 vitesses de balayage, pouvant être synchronisées.

e) *Les alimentations.*

f) *Les dispositifs de retard.*

Comme dans les récepteurs, le contrôle du temps séparant l'impulsion maîtresse et l'impulsion asservie se fait à l'aide de marqueurs.

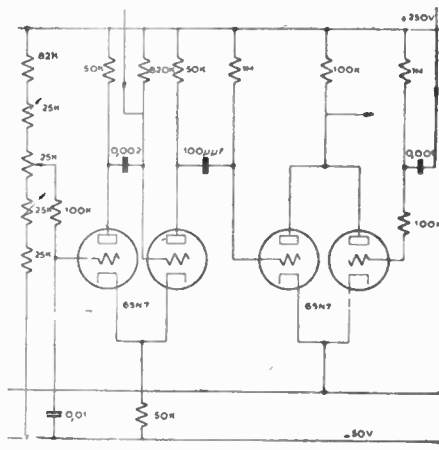


Fig. 41

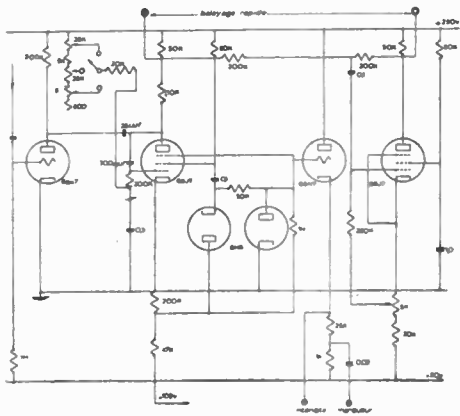
Les marqueurs sont situés l'un sur la trace supérieure, l'autre sur la trace inférieure.

Les dispositifs de retard permettent d'introduire

les intervalles de temps qui séparent les marqueurs l'émission locale et l'atténuation de la sensibilité du récepteur du commencement du 1/2 intervalle de répétition correspondant.

Un premier sélecteur, appelé sélecteur A, déclenche le marqueur de la trace supérieure de l'oscilloscope, après une durée qui comprend un nombre entier d'intervalles de 1.000 μ s.

Un deuxième sélecteur, appelé sélecteur B, déclenche le marqueur de la trace inférieure, après un intervalle de temps constitué comme suit : un nombre entier d'intervalles de 1.000 μ s (entre 1 et 15) augmenté d'un nombre entier d'intervalles de 100 μ s (entre 1 et 11) augmenté d'un nombre entier d'intervalles de 10 μ s (de 2 à 13) augmenté enfin d'une durée variable continuellement entre 10 et 21 μ s.



Dans la station maîtresse, l'impulsion locale est déclenchée par A et paraît sur la trace supérieure A. L'impulsion éloignée paraît sur la trace B.

L'intervalle de temps qui sépare les marqueurs est :

$$\frac{L}{2} + D + 2 \frac{AB}{V}$$

Dans la station asservie, l'impulsion éloignée paraît sur la trace A et l'impulsion locale sur la trace B, séparée de la première par un intervalle de temps égal à

$$\frac{L}{2} + D.$$

L'obtention d'un nombre entier d'intervalles de 1.000 ou de 100 ou de 10 μ s s'obtient en accouplant une double triode basculante à une seule position d'équilibre et une lampe de coïncidence.

La première est déclenchée par le circuit Ecclès-Jordan qui bascule à chaque demi-intervalle de répétition. Son schéma est analogue à celui du multivibrateur de retard grossier du récepteur (fig. 41). La triode droite est normalement conductrice. Elle cesse de l'être au commencement du demi-intervalle de répétition. Quand elle redevient conductrice, sa plaque envoie une impulsion négative à la lampe de coïncidence qui reste négative environ 1/1000 de seconde. Cette dernière reçoit sur son

autre grille des impulsions négatives tous les 1.000 μ s. Les plaques étant montées en parallèle, il ne se passe rien lorsqu'une seule des grilles est négative, mais, quand les 2 le sont à la fois, l'impulsion positive que l'on retire de la plaque est suffisante pour faire passer le courant dans l'amplificateur polarisé qui suit et déclencher le circuit suivant.

Le retard à réglage continu est analogue à celui que nous avons vu dans le récepteur.

À la fin du retard *A* est déclenché l'excitateur de l'émetteur dans la station maîtresse (*B* dans la station asservie). À la fin du retard *A* et du retard *B* est déclenché le balayage rapide. Dans ce but, les impulsions correspondantes sont additionnées et viennent ensuite attaquer le générateur de balayage rapide.

h) Générateur de balayage (fig. 42).

Le générateur de balayage rapide est un amplificateur à pentode, à cut-off aigu et dont la plaque est couplée par capacité à la grille de contrôle. Le potentiel de la grille supprimeur est limité par des diodes

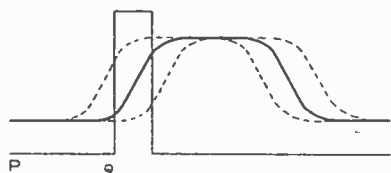


Fig. 43

à la région comprise entre la masse et — 85 volts. À l'état stable, la grille supprimeur est maintenue à 85 volts, et la grille de contrôle est connectée à travers une haute résistance à un potentiel positif. En conséquence, aucun courant de plaque ne passe, mais il y a un grand passage de courant de grille d'écran, et le potentiel de grille d'écran est bas.

Une impulsion négative appliquée à la plaque et à la grille de contrôle arrête momentanément le passage du courant de grille d'écran, élève le potentiel de grille d'écran et, à travers un couplage par capacité, élève le potentiel de la grille supprimeur de — 85 volts au potentiel de la masse. La grille de contrôle retourne immédiatement à un potentiel auquel le courant circule. Du fait que la grille du supprimeur est au potentiel de la masse (où elle reste pendant la durée du balayage), il va moins de courant à la grille d'écran, et le potentiel de grille d'écran demeure plus élevé qu'à l'état origine stable. Le potentiel de plaque a tendance à diminuer, à partir de sa valeur non conductrice stable ; mais, à cause du couplage par capacité de la plaque à la grille de contrôle, le changement dans le potentiel de plaque maintient la grille de contrôle au potentiel (quelques volts au-dessous de la terre) auquel le courant de plaque est commandé par le potentiel de grille. Ainsi, le potentiel de plaque est commandé par la différence de potentiel aux bornes du condensateur de couplage, différence qui est déterminée par le passage du courant de charge dans la résistance de grille. Du fait que

le potentiel de grille et la polarisation positive réglable sont pratiquement constants, le passage de courant par la résistance de grille est également constant, et la différence de potentiel aux bornes du condensateur de couplage est une fonction linéaire du temps.

Tandis que le courant de plaque est coupé, le potentiel de plaque monte rapidement et fait passer le courant de grille dans le condensateur de couplage, ce qui augmente ensuite le courant de grille d'écran et ramène le circuit à son état stable originel.

La sortie du générateur de balayage est appliquée à une plaque de déviation horizontale du tube cathodique rapide.

L'autre plaque est attaquée par la même tension déphasée de 180°.

Le générateur de balayage lent est analogue mais plus simple.

g) Récepteur

C'est un récepteur superhétérodyne à 4 étages IIF accordés, couvrant la gamme 1750 à 2100 Kc/s. La MF est 1100 Kc/s.

Sa sensibilité est atténuée pendant l'émission locale et des dispositifs spéciaux de filtres permettent d'éliminer un brouilleur. (15 μ V donnent une déviation de 5 cm).

La sélectivité correspond à 65 Kc/s pour 6 db et 140 Kc pour 30 db.

Un dispositif d'A VC peut être mis en service avec 3 constantes de temps différentes.

Il est suivi d'un ampli vidéo transmettant de 50 c/s à 40 kc/s.

h) Synchroniseur automatique.

À la station asservie, le signal éloigné sur le tracé *A* précède le signal local sur le tracé *B* d'une différence de temps prédéterminée (ordinairement 1.000 μ sec) + la moitié de la période de répétition. L'opérateur règle les sélecteurs *A* et *B* pour avoir la différence de temps prédéterminée entre le départ des tracés rapides *A* et *B*, et vérifie le réglage au moyen de marqueurs. Bien que l'impulsion qui commande l'excitation de l'émetteur local se produise au départ du tracé rapide *B*, le signal tel qu'il apparaît sur le tracé rapide dans les circuits d'émission et de réception. Le signal éloigné sur le tracé *A* est également retardé par les circuits récepteurs. Quand, sur les tracés rapides, le signal éloigné est superposé au signal local, la différence de temps entre le départ du tracé *A* et l'apparition du signal éloigné égale et annule la différence de temps entre le départ du tracé *B* et l'apparition du signal local. Ainsi, la différence de temps mesurée entre les départs des 2 tracés *A* et *B* représente avec précision la différence de temps entre la réception du signal venant de l'émetteur éloigné et la réception (non le départ) du signal venant de l'émetteur local. Bien que les

sélecteurs *A* et *B* soient suffisamment stables pour maintenir, pendant plusieurs heures, la différence de temps convenant le mieux entre les lancements des 2 tracés rapides, une différence infinitésimale dans les fréquences des oscillateurs à cristal local et éloigné fait que le signal éloigné sur le tracé *A* oscille à droite ou à gauche du signal local sur le tracé *B*. Le rôle du synchroniseur automatique à la

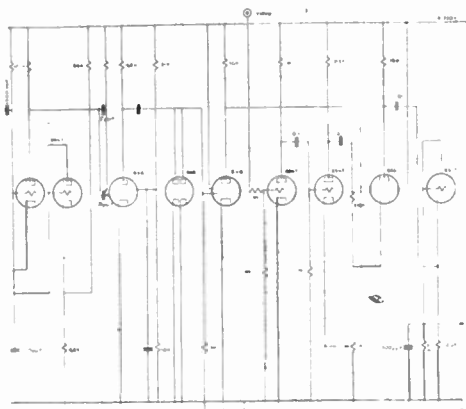


Fig. 44

station asservie est de maintenir le signal éloigné dans une position directement au-dessus du signal local.

Le principe utilisé est de prélever pendant $20 \mu s$ la tension fournie par le signal éloigné. Ce prélève-

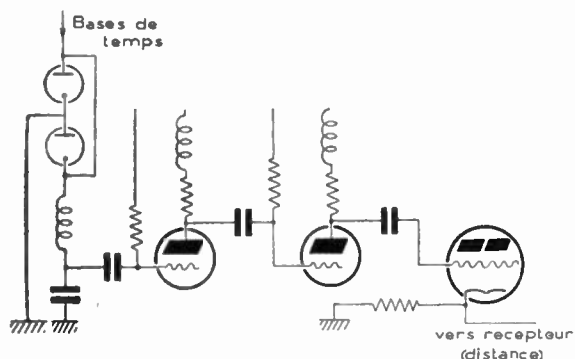


Fig. 44 bis

ment a normalement lieu pendant que cette tension est en train de croître.

Si le signal est en avance, la tension recueillie sera plus grande, si le signal est en retard, elle sera plus faible (fig. 43). La durée *PQ* séparant le début du temps de prélèvement du début du balayage rapide est fournie par un multivibrateur à retard analogue à ceux que nous avons déjà vus. Le courant produit est différencié et produit une impulsion qui, à l'instant *Q*, déclenche le dispositif de prélèvement. Celui-ci se compose de 2 lampes 6V6 et d'une lampe 6H6, et vient activer, pendant une durée de l'ordre de $10 \mu s$, une lampe de coïncidence qui reçoit d'autre part le signal video amplifié.

L'impulsion provenant de la différenciation du bord arrière du signal du multivibrateur à retard coupe le courant de la 1^{re} 6V6 pendant $10 \mu s$ environ. Cette impulsion est inversée dans la 2^e 6V6 dont la tension de plaque baisse pendant $10 \mu s$, ce qui amène la cathode à une tension voisine de celle de la terre dans la lampe de coïncidence et permet ainsi le prélèvement (fig. 44).

La variation de courant de plaque de cette lampe vient, après passage dans une diode, charger un condensateur qui se décharge lentement d'autre part. La tension en dents de scie qui existe entre ses armoires est comparée à une tension choisie, et après amplification, vient déclencher l'alarme

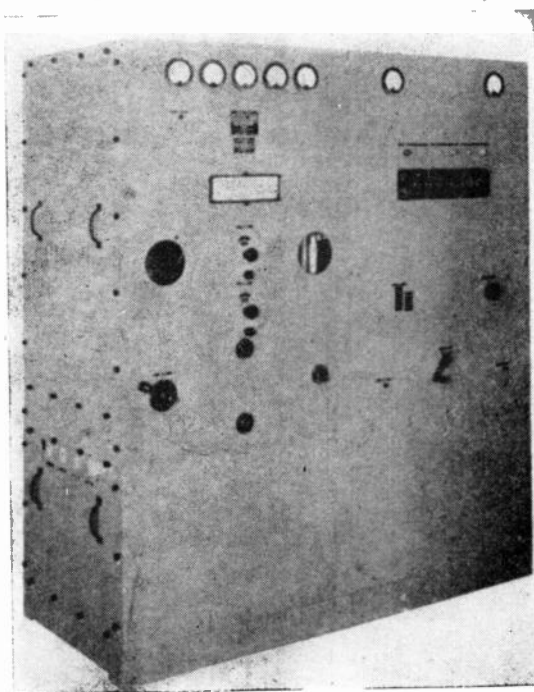


Fig. 45

et régler la tension et la phase d'un courant auxiliaire à 60 périodes qui est envoyé à l'inducteur du moteur du régleur de phase.

i) Oscilloscope double.

Cet appareil permet la surveillance des émissions, en balayage lent d'un côté et en balayage rapide de l'autre côté.

j) Alimentation H. T.

k) Désensibilisateur du récepteur.

C'est un atténuateur électronique placé dans un coffret métallique et relié à l'antenne de réception et au récepteur. Il agit en amplificateur pour le signal lointain, et comme système de blocage pendant l'émission locale. Lorsqu'il y a 2 antennes de réception, il faut 2 désensibilisateurs.

L'appareil comporte 2 tubes à gaz et 3 ou 4 étages amplificateurs à faible gain, et une lampe de sortie cathodique.

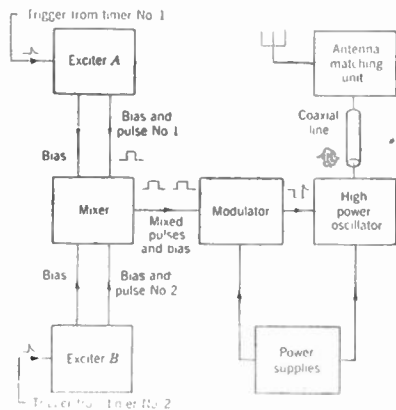


Fig. 46

Il peut être commandé par un des dispositifs de retard A ou B (fig. 44 (bis)).

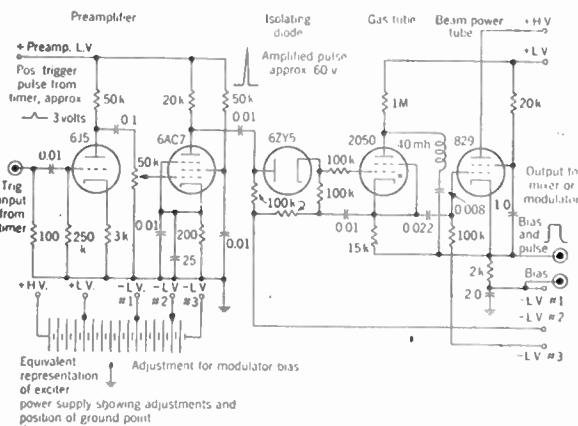


Fig. 47

II. — Émetteur proprement dit.

Les émetteurs sont faits pour pouvoir émettre des impulsions à 2 cadences simultanément.

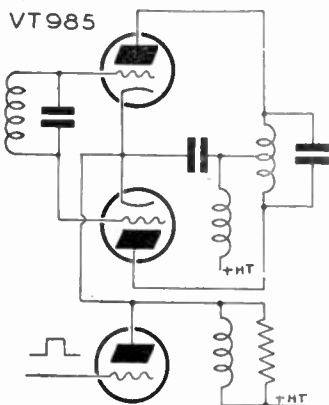


Fig. 48

Le temps de formation d'une impulsion est de $10 \mu s$ à $0,1 \mu s$ près. La largeur de l'impulsion à demi-amplitude est de $45 \mu s$.

Différents modèles ont été construits, dont le dernier est le TDP 1 (fig. 45 et 46).

Les impulsions déclenchent une tétrode à gaz qui devient conductrice et commande un tube de puissance à faisceau dirigé.

La sortie de ce dernier attaque une lampe modulatrice qui elle-même polarise les cathodes des 2 lampes émettrices.

Le tube à gaz 2050 est non conducteur en temps normal et le condensateur de $0,008 \mu F$ est chargé. Pendant l'impulsion le tube à gaz devient conducteur, la capacité se décharge dans l'inductance de $40 mH$ et une tension est appliquée à la grille de la lampe suivante. Les circuits sont calculés pour que la lampe revienne au cut-of après $45 \mu s$ (fig. 47).

La diode 6 Z Y 5 sert à isoler la grille de la tétrode à gaz 2050 de sa source de polarisation pendant l'impulsion pour éviter le bombardement par les ions positifs.

L'émetteur est un auto-oscillateur push-pull avec sortie coaxiale. La puissance en impulsion est de 100 KW, la H. T. est 17 Kv.

III. — Antennes.

La polarisation utilisée est verticale.

L'antenne émettrice est, en général, un fil vertical de 30 m ou une antenne en L renversé attaquée par un câble coaxial et une boîte de couplage.

L'antenne réceptrice est également un fil vertical, ou quelquefois une antenne Beverage, lorsque la distance des stations est grande.

C. — APPAREILS LORAN A ONDES LONGUES (fig. 49).

L'émetteur n'est plus un auto-oscillateur mais bien un amplificateur de puissance doubleur de fréquence qui reçoit des oscillations HIF à la fréquence de 90 Kc/s d'un appareil spécial, qui lui-

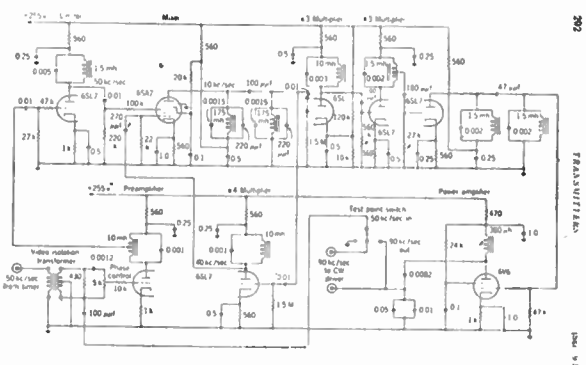


Fig. 49

même produit cette oscillation à partir du quartz de la base de temps. De cette manière, il y a une relation constante entre le début de l'impulsion et la H F contenue, et l'on peut comparer les phases H F, ce qui augmente beaucoup la précision des mesures. (Réglage de $20 \mu s$).

Le quartz produit des courants à la fréquence de 50 Kc/s. Ces courants sont démultipliés pour donner

10 Kc/s par le procédé suivant : le courant à 10 Kc que l'on doit produire alimente un quadrupleur de fréquence classique. Celui-ci attaque une lampe mélangeuse qui reçoit également du courant à 50 Kc/s. Le système démarre tout seul quelques dixièmes de seconde après l'application du courant à 50 Kc. Deux tripleurs de fréquence reconstruisent ensuite à partir du courant à 10 Kc/s, du courant à 30 puis à 90 Kc/s.

La puissance de l'émetteur est supérieure à celle du Loran Standard et dépasse 100 KW pendant l'impulsion.

Le récepteur spécial pour comparaison des phases HF doit avoir une grande amplification HIF, il permet d'obtenir 120 V à partir de $10\mu V$. C'est un super-hétérodyne de 50 Kc/s de MF. On peut introduire un détecteur pour les mesures grossières et le supprimer pour les mesures précises. Le récepteur peut être accordé entre 150 et 200 Kc/s ; il a une sélectivité de 6 db à 12 Kc/s.

La fréquence hétérodyne à 130 Kc/s est obtenue à partir du quartz de base de temps pour assurer une phase bien fixe.

L'antenne émettrice est constituée par un pylône en acier de 190 m ou un fil de 390 m supporté par un ballon.

V. — RÉSULTATS ET CONCLUSIONS

Je pense que cette description réduite suffit à montrer le travail énorme qui a été nécessaire pour permettre la réalisation du Loran. Il a fallu beaucoup

d'ingéniosité et beaucoup de patience pour en faire un appareil réellement pratique.

Les résultats obtenus pendant la guerre ont été extrêmement intéressants. Depuis, le Loran est constamment utilisé pour le guidage des avions qui franchissent les océans Atlantique et Pacifique. Tous les avions de la Cie Air France qui traversent l'Atlantique Nord utilisent le Loran et les navigateurs en sont satisfaits. Ils en apprécient spécialement la précision, la rapidité de mesure et l'exactitude.

Le Loran se développera-t-il en temps de paix ? Cela ne me paraît pas certain. Les conférences internationales d'aviation n'ont pas pris position nettement à ce sujet. En effet, le gros défaut du Loran est d'exiger une bande de fréquence relativement large, étant donnée sa vitesse de mesure, et d'autre part de donner des résultats médiocres au-dessus de la terre.

Il garde par contre, en cas de guerre, le grand intérêt d'être difficile à brouiller.

Je tiens à remercier, en terminant, la Compagnie Air-France, qui m'a fourni de nombreux renseignements et mademoiselle O. Belin qui a assuré la traduction de nombreux textes américains.

BIBLIOGRAPHIE

Electronics : nov. 45 - déc. 45 - mars 46.

Loran à ondes longues - OPACI - INDIANAPOLIS oct. 46
Massachusetts Institut of Technology - Radiation Laboratory
Series - Loran.

AU XVIII^e SALON INTERNATIONAL DE L'AVIATION

(29 avril — 15 mai 1949)

Radionavigation, Télécommunications, Télécommandes

PAR MICHEL ADAM, Ing. E. S. E.

Le Salon international de l'Aviation, qui vient de tenir ses assises au Grand-Palais, constituait, du point de vue de la radiotechnique, une exposition de matériels et de procédés d'un exceptionnel intérêt. Il apportait, en effet, sous le rapport du matériel professionnel, un complément d'information indispensable au Salon de la Pièce Détachée de Radio et à celui de la Radiodiffusion et de la Télévision. Il ne faut pas oublier, en effet, que l'aéronautique fait appel à toutes les techniques de la radioélectricité et de l'électronique. Et que, d'autre part, en raison même de ses conditions d'exploitation difficiles et variées, elle impose au matériel les performances les plus sévères. Enfin, l'équipement radioélectrique entre pour près d'un tiers dans la valeur totale d'un avion, ce qui situe l'importance économique de la question.

Il était d'ailleurs assez aisé de se faire une opinion du fait de la concentration des présentations ressortissant aux industries radioélectriques dans les stands des Télécommunications de l'Air, de l'Office national d'Etudes et de Recherches aéronautiques, de la Météorologie et des Administrations étrangères. Notre intention, au cours de ce compte rendu, est d'attirer l'attention sur l'efficacité et la diversité des réalisations en ce domaine.

Equipements de bord.

L'importance de ces équipements varie avec la nature de l'avion et du trafic, la préférence paraissant jouer en faveur des ondes courtes et ultra courtes (ondes métriques). C'est ainsi, par exemple, que des liaisons mixtes bilatérales entre avion et terre sont assurées au moyen des matériels suivants : à bord, émetteur à modulation de fréquence sur 38 MHz et récepteur à modulation d'amplitude sur 60 à 61 MHz, les conditions se trouvant évidemment inversées pour le poste à terre.

Sur ondes métriques de 100 à 180 MHz, des liaisons comportent un émetteur de bord de 0,25 W et un récepteur de 25 μ γ avec sélectivité de $\pm$ 500 k Hz, l'ensemble émetteur-récepteur ne pesant que 1.700 gr. pour une portée de 5 à 10 km. Sur la bande de 116 à 136 M Hz, on trouve des postes de 0,2 à 1,5 W à fréquences préréglées (de 1 à 10), pesant de 12 à 23 kg environ. Certain appareil à large bande est accordé automatiquement sur 10 canaux préréparés par la seule insertion des quartz.

Parmi les *récepteurs*, on remarque un récepteur universel à 11 tubes pour toutes longueurs d'onde de 10 m. à 6.000 m. en 9 sous-gammes dans le récepteur « stabilidyne », le préréglage peut être obtenu sur toute fréquence par la manœuvre d'un indicateur numérique à voyants à partir d'un quart unique, avec une précision absolue de 500 Hz.

Le *radiocompas*, sur le cadran circulaire duquel un index montre la direction et le sens de la station, est maintenant classique, de même que le procédé de radoralliment (homing).

L'altitude au-dessus du sol est obtenue au moyen du *soudeur radioélectrique*, constitué par un ensemble émetteur et récepteur engagé dans l'aile, dont ne dépassent que les dipôles. La hauteur est donnée par la mesure du battement entre l'onde émise, modulée en fréquence, et l'onde réfléchie par le sol. Les indications données restent indépendantes de la pression atmosphérique. Les caractéristiques sont les suivantes : alimentation par le réseau du bord à 24 V ; puissance de 0,8 W ; fréquence moyenne de 375 MHz ; poids total de 16 kg. Deux échelles de mesure sont prévues pour 300 et 1.500 m. La précision est de $\pm$ 10 %. L'appareil permet de suivre l'atterrissage jusqu'au moment où les roues arrivent au contact du sol.

L'*altimètre à impulsions* est utilisé pour la mesure des altimètres jusqu'à 15.000 m. en navigation à haute altitude. Les impulsions se succèdent à la fréquence de récurrence de 75.000 Hz sur l'onde de 440 M Hz. L'indicateur est un écran d'oscilloscope à déviation radiale, le spot tournant de 1 tour par 1.000 m. Le nombre de kilomètres est identifié par ailleurs.

Les *systèmes de navigation* sont généralement du type hyperbolique. Avec le récepteur « decca », qui ne pèse que 15 kg, l'identification des hyperboles, sur un réseau à quatre chaînes terrestres de quatre stations, peut être vérifiée toutes les minutes. Le fonctionnement du procédé est expliqué sur une carte murale lumineuse, où apparaissent les réseaux anglais et danois. Sur les chaînes « Gee » et « Loran », ainsi que sur les chaînes d'atterrissage à mauvaise visibilité (A. M. V.), un émetteur d'impulsions avec répondeurs au sol permet de mesurer les distances. La navigation à déphasage constant est rendue possible par un indicateur à aiguilles. La route idéale peut être suivie

grâce à l'indicateur de vol qui fait apparaître sur l'écran de l'oscillographe, deux traces en croix. Trois gyroscopes impriment à ces traces des déplacements proportionnels aux variations de position de l'avion suivant les trois axes de coordonnées. Les corrections des gouvernes et de l'altitude sont également imprimées à cet appareil, dont le poids n'excède pas 20 kg. Certains types d'interrogeurs-répondeurs permettent la mesure de l'azimut et de la distance dans un rayon de 180 km.

L'atterrissage en mauvaise visibilité (A. M. V.) est assuré par un équipement de moins de 30 kg comprenant : un récepteur de guidage en direction, à 6 fréquences dans la gamme de 108 à 112 MHz, mesurant la différence de taux des modulations à 90 et 150 Hz, par l'alimentation de deux écouteurs et de deux indicateurs en parallèle ; un récepteur de guidage en altitudes à 6 fréquences dans la gamme de 328 à 335 MHz ; un récepteur de balises à fréquence pilotée sur 75 MHz, pour l'écoute de la signalisation visuelle colorée des trois radiobalises ; enfin un indicateur à aiguilles à zéro central et déplacements parallèles. Les dérangements sont indiqués par un drapeau-alarme. L'alimentation est prise sur le réseau du bord (115 V, 400 Hz). Notons encore un récepteur de radiophare omnidirectionnel à ondes très courtes, qui donne une précision de $\pm 3^\circ$, une déviation maximum pour un écart angulaire de $\pm 30^\circ$, avec possibilité de radoralliment et levier de doute automatique par tube à néon.

Le radar de navigation à impulsions fonctionne sur l'onde de 3 cm avec une puissance de crête de 45 kW. La portée est de 8 à 12 km sur avion, 80 km sur les montagnes et les agglomérations, 250 km sur les balises répondeuses. Le gisement est exploré dans un angle de 150° , le site dans un angle de $\pm 20^\circ$. Les échelles sont de 6, 30, 150 et 300 km : sur d'autres types d'appareil (radars panoramiques) de 50, 100 et 210 km. Certaines stations de radar sont complétées par l'indication de la distance en altitude, par l'emploi d'indicateurs à skiatron, d'indicateurs de télémétrie, d'indicateurs linéaires (scope A). Les fréquences de récurrence sont, en général, de 50 à 2.000 Hz. L'entraînement des opérateurs au sol est pratiqué au moyen d'un générateur

La téléphonie et la radiotéléphonie à bord nécessitent l'emploi de *microphones antibruit*, du type électrodynamique en boîtier au masque de caoutchouc, procédé préférable au laryngophone. Avec une pastille de 30 g. recouverte d'un diaphragme en matière plastique percé de trous, on obtient une atténuation de 14 dB pour un niveau de bruit de 100 phons. La réponse est linéaire entre 300 et 4.000 Hz, à $\pm 7,5$ dB près. La tendance paraît à l'utilisation, à bord, de petits postes radiotéléphoniques portatifs du genre « walkie-talkie ».

Un dernier élément à prévoir à bord, du moins sur les avions de quelque importance, est l'émetteur de détresse. Cet appareil de 8 kg est destiné à être utilisé, en cas d'amerrissage forcé, dans le canot pneumatique de sauvetage. Serré entre les genoux, il est alimenté par une génératrice incorporée de 35 W qu'on fait tourner à l'aide d'une manivelle.

L'émission est assurée automatiquement sur les ondes de détresse de 500 et 8.364 kHz, en entretenues ou modulées, manipulation manuelle ou automatique. L'antenne est un fil de 75 m soutenu par ballonnet ou cerf-volant. Dans un ordre d'idées analogue, il existe une balise-radar de sauvetage avec émetteur à impulsions de 4 μ s, fréquence de récurrence de 40 kHz, travaillant sur la gamme de 176 à 220 MHz avec une puissance de 8 mW. L'appareil peut supporter les chutes et les variations de température de -40° à $+70^\circ$ C. Les batteries assurent son alimentation pendant 35 à 60 h selon le régime.

Équipements terrestres.

Ces installations se composent essentiellement des émetteurs et récepteurs d'aérodrome, radiogoniomètres, liaisons radiotéléphoniques bilatérales, radars, radiophares et tous émetteurs spéciaux de radionavigation. Parmi les appareils exposés, on relève des émetteurs à ondes courtes d'aéroports, d'une puissance de 10 kW environ. La vérification avant départ des installations de bord est effectuée soit à la tour de contrôle, soit plus commodément au moyen d'un émetteur-récepteur de contrôle à terre. La réception sur bandes panoramiques de ± 100 kHz et ± 20 kHz est assurée par un récepteur spécial de 4 à 20 MHz.

Les radiogoniomètres d'aéronautique sont du type dit « à haute fréquence » (2,5 à 15,8 MHz en 3 sous-gammes), soit du type à très haute fréquence (108 à 132 MHz) avec stabilisation par quartz.

Les radiogoniomètres automatiques à haute fréquence ont un système de 4 antennes de 8 m de hauteur, réunies deux à deux diagonalement, l'effet directif Adcock et le lever de doute étant obtenus par lampes de couplage. Un champ de 20 μ V : m assure une précision de lecture de 2° .

Les radiogoniomètres à très haute fréquence, fonctionnant en ondes métriques, ont un collecteur d'ondes à 4 antennes verticales décimétriques, avec disques-écran, un générateur de courants diphasés, un chercheur à moteur synchrone et un relais de lever de doute. La lecture est pratiquée sur l'écran d'un tube cathodique de 11 cm. Une optique permet la projection de l'image. Un relèvement à 1° près est assuré pour un champ de 75 μ V : m. On peut répéter les relevés radiogoniométriques dans un rayon de 10 km, au moyen de l'indicateur-répétiteur.

Les radars d'atterrissage (ground control approach) sont étalés de manière à éliminer les échos fixes. Ils se composent d'un radar d'azimut sur onde de 10 cm et d'un radar de site sur onde de 3 cm. L'oscillateur est un magnétron monté avec guides d'ondes. La puissance de crête est de 60 kW en régime d'impulsions de 1 μ s, se succédant à la fréquence de récurrence de 1.000 Hz. La bande passante est de 2 MHz, la fréquence intermédiaire de 30 MHz. La concentration des ondes est assurée par un réflecteur parabolique ajouré. Un dispositif de châssis basculant facilite la maintenance. Un radar mobile monté sur camion est exposé ; un autre est à l'étude, qui possède une antenne de gisement plus précise

avec une ouverture de faisceau de $0,5^\circ$ au lieu de 1° . La combinaison des écrans gisement-élévation sur deux échelles de 0 à 5 et 0 à 20 km permet l'exploitation par un seul opérateur au lieu de deux.

Hyperfréquences.

Parallèlement sont exposés divers matériels pour hyperfréquences, notamment des collections de tubes (magnétrons, klystrons, amplificateurs et oscillateurs, tubes-phares, tubes à onde progressive), des détecteurs et mélangeurs à cristaux de germanium des guides d'ondes avec leurs différentes pièces. Témoins d'une technique voisine, un relais hertzien à 12 ou 24 voies téléphoniques assurant une portée de 500 km en cinq sections avec une puissance de 10 à 100 W sur ondes de 235 à 328 MHz.

Parmi les créations récentes, citons des klystrons amplificateurs de 2.450 à 2.700 MHz à très large bande (50 MHz et plus) montés en amplificateurs à trois étages, ainsi que des klystrons oscillateurs réflexes à très faible puissance.

Tubes électroniques.

Signalons une exposition de l'évolution de la technique des tubes électroniques qui remonte aux prototypes de 1917. Après les triodes et les bigrilles des vieux âges, on trouve la série des polyodes à chauffage direct et indirect, puis les tubes à longue vie pour amplificateurs téléphoniques, les tubes pour ondes courtes, lampes à disques scellés, lampes glands, pour arriver aux miniatures actuelles. L'attention est retenue par une collection de tubes tout métal, tant américain qu'allemands, puis par les « tubes clés » européens de 1939.

En fait de nouveauté, on remarque les tubes en verre à ampoule non soudée. Il s'agit de tubes dans lesquels l'ampoule et le pied s'adapte parfaitement par polissage « optique », le vide suffisant à fermer hermétiquement la lampe sans qu'il soit nécessaire de souder l'ampoule à l'embase, donc en évitant de chauffer exagérément les électrodes.

Notons encore une présentation de thyatron, triodes et tétrodes, pour courants moyens de 0,8 à 30 A avec tensions inverses de 1.000 à 2.500 V. Des stabilisateurs de tension à décharge dans les gaz (stabilovolt) et des valves à néon dont l'inertie est inférieure à celle des valves de 4 à 30.000 kHz, ont des caractéristiques variées et offrent une précision de $1/10.000^\circ$. Des filtres à quartz sont réalisés pour bandes passantes de 50 à 150 kHz.

Tropicalisation.

La climatisation des équipements est représentée par quelques appareils tropicalisés. Un récepteur tropical à double changement de fréquence, présentant une sensibilité de $0,1 \mu V$ pour un rapport signal à bruit de 6 dB, couvre la gamme de 1,75 à 40 MHz en 7 sous-gammes, avec une précision et une stabilité de 0,000 1. Un condensateur variable tropicalisé de 520 pF monté en blindage d'aluminium fondu supporte une variation de température de -40° à $+70^\circ C$ et une tension de 9.000 V. Enfin un oscillographe tropicalisé, fonctionnant dans les mêmes limites de température, et protégé contre les vibrations, permet les essais et le contrôle à bord des équipements.

Instruments de mesure.

Il va sans dire qu'on trouve la gamme étendue des appareils radioélectriques classiques : générateurs étalonnés à haute fréquence, générateur interférentiel à basse fréquence, générateurs modulés en fréquence avec oscillographe, générateur de signaux carrés. En outre, on trouve actuellement des *oscillographes bicourbe* avec bande passante de 1 à 2 MHz et balayage relaxé et déclenché, pour l'examen simultané de deux phénomènes. Mais le *commutateur électronique à 5 traces*, pour l'examen de cinq phénomènes indépendants, comporte cinq amplificateurs à bande passante de 0,5 MHz, avec cadrage et réglage individuel de luminosité, sur tube à post-accélération. Notons aussi un *oscillographe cathodique à très haute fréquence*, comprenant un tube à post-accélération, avec bande passante de 10 MHz, balayage déclenché et relaxé de 1 Hz à 0,5 MHz, marqueur de temps à quatre positions de 1 à 1.000 microsecondes.

Pour permettre le positionnement automatique d'une fréquence quelconque de la gamme de 2,5 à 5 MHz sur un nombre quelconque de fréquences à partir d'un quart unique, on a réalisé un pilote pour émetteur de bord, dit « standard de fréquence », présentant une stabilité de 4×10^{-5} et une précision de fréquence de ± 100 Hz.

La stabilisation de fréquence à 10^{-8} près des émetteurs et l'appréciation de la température à $0,01^\circ$ près sont réalisés dans le *thermostat de synchronisation* à 22 enveloppes distinctes.

La fréquence des stations lointaines est mesurée à lecture directe et au pont par le *fréquence-mètre superhétérodyne* qui couvre les gammes de 550 kHz à 5 MHz et de 5 à 30 MHz, bientôt prolongée jusqu'à 300 MHz. Une précision relative et absolue de 0,0001 sur toute la gamme est assurée de 105 à 135 MHz par le *fréquence-mètre-hétérodyne*.

Les équipements spéciaux de l'aéronautique imposent l'emploi d'appareils de contrôle correspondants : *banc d'essai* pour la vérification et la mise au point du sondeur « aviasol », *vérificateur de radar* avec générateur de signaux rectangulaires, contrôle par oscillographe, ligne d'affaiblissement graduée en décibels, sonde d'exploration coaxiale. Les divers paramètres sont réglables : cadrage, gain, récurrence, durée d'impulsion.

Télémetrie.

Le *télé-mètre de nuages*, qui mesure la hauteur des plafonds nuageux, mesure en fait le temps qui sépare l'émission d'un éclair lumineux très bref et très intense et le retour au sol de la fraction de lumière réfléchi par le plafond. On se sert de deux miroirs paraboliques, aux foyers desquels est placée, à l'émission l'étincelle à grande puissance et à la réception une cellule photoélectrique. Les télé-mètres d'aérodrome portent à une hauteur de 1.500 m, ceux des stations météorologiques à 8.000 m.

Mesures élastiques et électromécaniques.

Les mesures aérodynamiques utilisent des appareils électriques, électroniques ou radioélectriques : manomètres à transmission électrique pour mesures en vol, anémomètre à fil chaud pour la détec-

tion de la turbulence des filets d'air ; commutateur ionique pour ultracinématographie des ondes de choc, mesures ultrasonores des courants gazeux, engin ultrasonore sur voie ferrée avec réacteur pour l'étude des moquettes d'avions.

La *détection des pressions et vibrations* donne la mesure des pressions entre quelques centièmes et quelques centaines d'atmosphères au moyen d'une membrane agissant par variation de capacité sur l'accord d'un discriminateur. Les variations de capacité sont transformées en variations de tension et appliquées à un oscillographe.

Un palpeur utilisant des extensomètres à fil, mis au contact des objets vibrants, apprécie les accélérations, pressions, efforts, déformations.

La *mesure des déformations* emploie un générateur et un pont d'équilibrage pour l'alimentation de « strain gages », un oscillographe à cinq traces étant commandé par l'amplificateur qui fournit une tension proportionnelle à la déformation. Mentionnons encore le *comparateur magnétique*, à deux inducteurs et oscillographe, pour l'appréciation des qualités magnétiques des aciers.

Télécommande radioélectrique.

La télécommande actionne cinq commandes d'avions : à savoir trois gouvernes, le réglage des gaz et celui des volets (O. N. E. R. A.). Chaque commande est matérialisée par une voie d'une certaine bande de fréquences, à l'intérieur de laquelle la fréquence varie en fonction de l'ordre à transmettre. L'appareil procède au mélange de toutes les voies avant transmission, sur une même porteuse. À la réception, la sélection des voies est faite sur l'avion. Les variations de fréquence sont transformées en variations d'amplitude qui, agissent sur les moteurs des gouvernes. Dans l'appareil de démonstration, l'émetteur travaille à 80 W sur 112 MHz et actionne des moteurs développant un couple de 4 cm·kg.

Servomécanismes électroniques.

Les servomécanismes commandés électroniquement prennent une place toujours plus grande dans les techniques aéronautiques. On y fait un grand usage de « positionneurs » ou indicateurs de positionnement pour commandes à distance préréglées, utilisant des moteurs à embrayage magnétique fonctionnant sur le réseau du bord. La précision de ces appareils pourrait atteindre 1/100°. Les *embrayages magnétiques* à faible constante de temps sont constitués par deux disques séparés par une suspension de poudre de fer dans l'huile, dont la viscosité croît avec le champ. L'inertie de l'arbre secondaire et celle de la bobine excitatrice limitent la vitesse de réponse. Une transmission de télécommande peut être réalisée par ondes décimétriques avec amplificateur magnétique et détection par cristal.

Les servomécanismes utilisent de petits moteurs de puissance volumique considérable, doués d'une grande vitesse de réponse. Les moteurs à courant alternatif sont du type synchrone à hystérésis, avec stator diphasé. L'une des phases est alimentée par une source constante, l'autre par le signal de commande variable, dont la phase définit la vitesse et le sens de rotation du rotor. Le compte maximum

est atteint dès le démarrage. Dans les moteurs à courant continu, l'inducteur est un aimant permanent et la vitesse proportionnelle à la tension aux bornes. Le courant de démarrage n'atteint qu'une fraction de milliampère.

Dans les télécommandes de moteurs, machines outils, régulateurs, l'organe de guidage est un palpeur, monté sur le porte-outil, qui suit le profil à reproduire et règle la vitesse par avance. Un appareil rapide à lecture directe des coordonnées entre 0,5 et 20 CV pour la puissance, 6 à 35 Hz pour la fréquence, permet le tracé du diagramme de Nyquist.

Présentations de l'étranger.

Parmi les stands étrangers, deux surtout attirent l'attention par la présentation de leur matériel radioélectrique et de radionavigation..

La Civil Aeronautics Administration des Etats-Unis met l'accent sur la sécurité aérienne et les procédés de navigation. Elle expose divers systèmes tels que : radiophare omnidirectionnel à très haute fréquence (radiomètre à très haute fréquence) maintenant la route par l'observation d'une aiguille sur un cadran ; équipement de mesure de distance au radiophare (D. M. E) avec cadran gradué de 0 à 100 milles ; *calculateur de route*, sorte de « cerveau électronique » qui se substitue au navigateur pour effectuer les calculs de triangulation ; *procédé d'atterrissage aux instruments*, qui permet l'atterrissage sans visibilité, le point de croisement de deux aiguilles mobiles sur un cadran définissant la piste radioélectrique ; *radar d'atterrissage* (ground control approach) mesurant la distance de l'avion à l'aéroport ; *radar de surveillance*, définissant la position des avions survolant les aéroports les plus fréquentés. L'intérêt de cette exposition réside dans la vulgarisation de ces procédés compliqués au moyen de panneaux lumineux en couleurs, où l'on voit évoluer les avions, les impulsions et les ondes, tandis que les explications sont données par un enregistrement.

Le Telecommunications Research Establishment britannique, qui dépend du Ministry Of Supply, présente les travaux de ses sections de physique, radar et construction. On y voit des radiocompas et des émetteurs-récepteurs à canaux multiples en ondes métriques, un appareil présentant 312 canaux de 180 kHz dans la bande de 100 à 156 MHz, l'émetteur ayant une puissance, de 5 à 10 W, le récepteur une sensibilité de 10 μ V. La prévention contre les collisions et la détection des nuages sont réalisées au moyen d'un système de chercheurs paraboliques de 45 cm de diamètre avec émetteur-récepteur logé dans le nez de l'avion et assurant une portée de 50 à 60 km. L'information Collectée est reportée sur la carte de navigation dans un angle d'ouverture de $\pm 80^\circ$. Enfin le procédé « Gee » est pris comme exemple pour démontrer la radionavigation hyperbolique.

En résumé, on constate que le Salon de l'Aéronautique a permis, incidemment, de faire le recensement de la plupart des matériels français de transmission, de radionavigation et d'électronique, et de souligner la progrès considérable réalisé dans cette voie en France depuis quelques mois.