

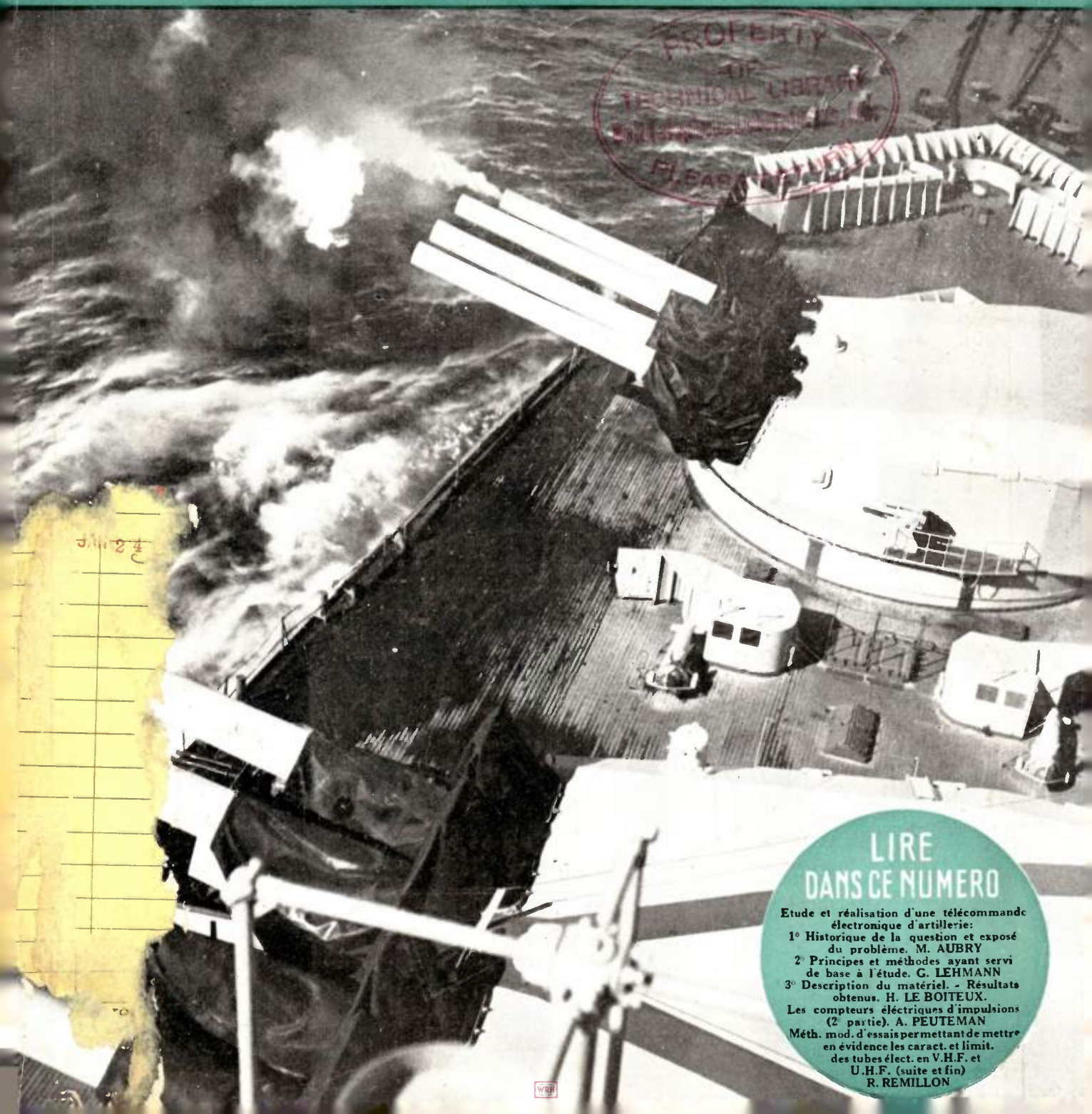
L'ONDE ÉLECTRIQUE

29^e ANNÉE N° 269-270

AOUT-SEPTEMBRE 1949

PRIX : 160 FRANCS

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



LIRE DANS CE NUMERO

Etude et réalisation d'une télécommande électronique d'artillerie:

1^o Historique de la question et exposé du problème. M. AUBRY

2^o Principes et méthodes ayant servi de base à l'étude. G. LEHMANN

3^o Description du matériel. - Résultats obtenus. H. LE BOITEUX.

Les compteurs électriques d'impulsions (2^e partie). A. PEUTEMAN

Méth. mod. d'essais permettant de mettre en évidence les caract. et limit.

des tubes élect. en V.H.F. et U.H.F. (suite et fin)

R. REMILLON

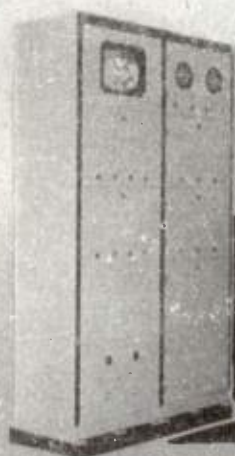
*à tous les stades
du téléreportage...*



TÉLÉVISEUR

Réception sur écran cathodique de grand diamètre, simplicité de réglage.

Agréé par les services de la Télévision Française.



MEUBLE DE RÉCEPTION
sur 64 Mégacycles, avec démodulation du son et de l'image.



CAMION DE REPORTAGE AUTONOME
2 voies d'amplification pour 2 caméras, Emetteur transmettant simultanément image et son sur porteuse unique de 64 Mégacycles.



CAMERA POUR ICONOSCOPE
2 objectifs et un téléobjectif interchangeables instantanément. Viseur électronique. Angle d'exploration: plan vertical 150 plan horizontal 360

**SADIR
CARPENTIER**

SADIR CARPENTIER, 101, BOULEVARD MURAT

PARIS-16^e - TEL. AUT. 81-25

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT, D'UN AN

FRANCE. 1850 »

ÉTRANGER. 1950 »

ÉDITIONS

Etienne CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

160 francs

Vol. XXIX

AOUT-SEPTEMBRE 1949

Numéro 269-270

SOMMAIRE

	Pages
Etude et réalisation d'une télécommande électronique d'artillerie :	
1 ^o Historique de la question et exposé du problème.....	M. AUBRY 311
2 ^o Principes et méthodes ayant servi de base à l'étude.....	G. LEHMANN 317
3 ^o Description du matériel. - Résultats obtenus	H. LE BOITEUX 322
Les compteurs électroniques d'impulsions (2 ^e partie).....	A. PEUTEMAN 330
Méthodes modernes d'essais permettant de mettre en évidence les caractéristiques et limitations des tubes électroniques en V.H.F. et U.H.F. (suite et fin).....	R. REMILLON 336
Analyses	15 et 16A
Sur la couverture :	
Tournelles d'artillerie de marine télécommandées, en action (Photo communiquée par le Service Cinématographique des armées).	

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

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

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

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

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

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

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

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

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

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

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

3^o Membres à vie :

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

4^o Membres donateurs :

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

5^o Membres bienfaiteurs :

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

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

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

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

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. DE 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 :

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

M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.

J. DOKES, Ingénieur des P. T. T.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	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

0.47. — Usine construct. matériel. RADIO PROFESSIONNEL, recherche INGÉNIEURS expérimentés, diplômés Gdes Ecoles, munis sérieuses références industrielles ds spécialit. pour : Service contrôle et essai-Service approvist. (départ. tech.) Services études matr. émiss. Ecrire à S.I.F., 168, bd Gabriel-Péri, MALAKOFF (Seine).

RECHERCHE D'UN INGÉNIEUR RADIOÉLECTRICIEN POUR UNE ENTREPRISE FRANÇAISE A SAIGON

0.48. — Une entreprise française de Saïgon recherche un ingénieur radio éprouvé pour diriger techniquement son département de radio.

L'activité de cette entreprise consacrée d'abord à la vente et à l'entretien du matériel radio de toute nature, s'oriente actuellement vers le radar et l'infra-rouge.

L'extension ultérieure comportera probablement la construction du matériel.

L'ingénieur recherché doit exercer d'emblée les fonctions de Directeur technique. Il doit donc présenter des diplômes suffisants et des références sur son activité passée dans l'industrie ou les services militaires.

Il serait engagé avec contrat de trois ans et congé de six mois à l'issue du contrat. Traitement de début de l'ordre de 125.000 frs (cent vingt cinq mille) par mois.

Adresser les candidatures, avec curriculum et références, à MM: ISALA et CHAUFFROY, 1, rue Lord-Byron, Paris (8^e) (Ely. 15.80).

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

La Société des Radioélectriciens a fait éditer un volume de 248 pages comportant le texte intégral de 34 communications présentées au Congrès de Télévision de Paris (Octobre 1948) et des discussions qui ont suivi. Quelques exemplaires de cet ouvrage sont encore disponibles au prix de 1.500 frs. Prière d'adresser les demandes au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, av. Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine), Tél. Alé. 04-16.

COMMUNIQUÉ DE LA RADIODIFFUSION FRANÇAISE du S.N.I.R et du S.N.C.R.

« L'arrêté du 6 Avril 1949, fixant les normes du réseau de télévision français a spécifié que l'émetteur 450 lignes de la Tour Eiffel « serait maintenu en exploitation jusqu'au 1^{er} Janvier 1958, avec ses « caractéristiques actuelles.

« Il est précisé à ce sujet que des travaux ont été entrepris qui ont « pour but d'améliorer la qualité et la régularité technique de la dif- « fusion des images et du son.

« La qualité et le volume des programmes qui seront diffusés en « moyenne définition ne seront jamais inférieurs à ceux qui seront dif- « fusés dans l'avenir sur le nouveau standard. La durée hebdomadaire « des émissions sera maintenue à une vingtaine d'heures et des dispo- « sitions sont déjà prises pour en augmenter la variété en développant « en particulier le nombre des reportages ».

ERRATUM

CONGRÈS DE TÉLÉVISION (PARIS 1948)

DISCUSSIONS SUR LA CONFÉRENCE DE M. CASTELLANI

Lire :

Mr. CASTELLANI — Personnellement je préfère la modulation *positive*.

Mr. CHAUVIERRE — Est d'accord car, précise-t-il, la modulation *négative* ne tient pas assez compte des difficultés introduites dans les récepteurs sous l'action des parasites.

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UNE TÉLÉCOMMANDE ÉLECTRONIQUE D'ARTILLERIE⁽¹⁾

PAR

MM. R. AUBRY, G. LEHMANN
et H. LE BOITEUX

I. — HISTORIQUE DE LA QUESTION ET EXPOSÉ DU PROBLÈME

PAR

M. R. AUBRY

Ingénieur en chef de l'Artillerie Navale

Le Laboratoire Central de Télécommunications a étudié et réalisé pour l'Artillerie Navale une télécommande électronique d'Artillerie qui constitue un servo-mécanisme de précision et qui présente cette particularité que le moteur de travail est alimenté directement par des tubes.

Ce servo-mécanisme satisfait à des spécifications techniques relativement sévères mais qui se justifient facilement si l'on tient compte des exigences particulières qu'implique le tir à la mer.

Avant d'indiquer les conditions qui ont été fixées, nous nous proposons, dans un rapide exposé, de situer le problème à résoudre dans l'ensemble de ceux que pose la conduite de tir à bord des navires, de montrer que les télécommandes répondent à une nécessité et de donner les raisons pour lesquelles l'Artillerie Navale a été amenée à rechercher des solutions électroniques.

Nous nous référerons à ce qui existait dans la Marine au moment où l'étude a été amorcée, c'est à-dire en 1939-40 ; les inventions qui sont nées, depuis, de la guerre, n'ont d'ailleurs rien changé à l'aspect du problème particulier que nous traitons ; elles n'ont fait qu'en accroître l'intérêt et augmenter le champ des applications possibles de nos télécommandes.

La conduite du tir à bord des bâtiments groupe toutes les installations qui concourent à donner aux canons l'orientation voulue pour atteindre l'objectif à battre ; l'idéal serait, bien entendu, qu'on puisse assurer un pointage continu correct aussi bien en hauteur qu'en direction malgré les évolutions du but et malgré les mouvements de plateforme du tireur.

En visée optique directe sur l'objectif — et c'est le seul cas que nous considérerons — toute organisation de conduite de tir comporte à l'origine un appareil de visée.

Si l'appareil de visée est placé sur la pièce on fait

du *pointage individuel* mais on sait que depuis longtemps ce mode de pointage n'est plus employé à bord des navires que pour des matériels de petits calibres ou, comme procédé de fortune, pour les autres ; l'organe de visée est reporté dans les hauts du bâtiment, sur une plateforme ou dans une tourelle, en un endroit où les vues sont dégagées et étendues et où les pointeurs ne peuvent être gênés ni par les fumées ni par les embruns.

Une même plateforme, une même tourelle de pointage, conduit alors tout un groupe de canons du même modèle : *le pointage est centralisé*.

Chaque plateforme renferme deux postes de pointage : l'un pour le pointage en hauteur, l'autre pour le pointage en direction.

Chaque pointeur s'efforce de maintenir le réticule de sa lunette sur le but en déplaçant soit la lunette elle-même, soit l'ensemble de la plateforme ; si en agissant sur le volant de commande dont il dispose il provoque un déplacement de la ligne de visée proportionnel au déplacement du volant, on dit qu'il *pointe en position* ; c'est ce que donne, par exemple, une transmission mécanique de pointage. Si, au contraire, en agissant sur le volant, la lunette prend une vitesse de déplacement fonction de la position du volant, on dit qu'il *pointe en vitesse* ; c'est ce qu'on réalise en commandant au moteur par l'intermédiaire d'un variateur de vitesse hydraulique ou électrique.

Les deux modes de pointage sont utilisés : le premier est plus fatigant que le second mais celui-ci demande de la part des pointeurs plus d'expérience, plus d'entraînement que le pointage position car il est certainement moins réflexe ; selon qu'il s'agit d'un tir sur but flottant ou d'un tir contre avion, suivant la présentation du but, l'état de la mer, et aussi suivant les qualités des machines, il peut être plus commode d'employer l'un ou l'autre des deux procédés ; ce sont des cas d'espèces, si bien que le mieux est encore de monter des équipements qui permettent de passer de l'un à l'autre à volonté,

(1) Communications présentées devant les membres de la Société des Radioélectriciens, le 26 mars 1949.

Par temps calme, sauf bien entendu dans le cas d'évolutions très rapides d'objectifs aériens rapprochés, un bon pointeur suit facilement son but dans son déplacement relatif par rapport au tireur ; la difficulté du pointage apparaît surtout lorsque les conditions de mer deviennent mauvaises ; dans ce cas le déplacement du but intervient peu, de sorte que le pointeur, qui agit sur les transmissions de commande pour se maintenir sur le but, donne à sa lunette et par rapport au bâtiment, un mouvement analogue au mouvement propre de la plateforme, avec cependant des irrégularités plus grandes et, par suite avec des vitesses et des accélérations plus importantes.

Dans le mouvement complexe que prend un navire à la mer, se superposent le roulis, le tangage, les la-

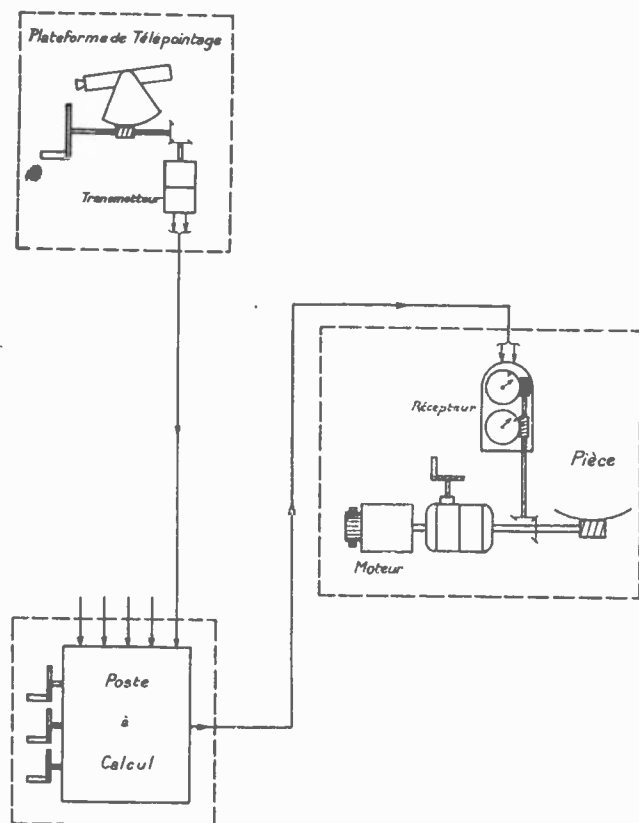


FIG. 1 — Schéma de télépointage et transmission de téléaffichage.

cets ; les caractéristiques de ces mouvements élémentaires sont essentiellement variables suivant le type de bâtiment dont il s'agit ; toutefois l'amplitude et la période du roulis sont toujours plus grandes que celles du tangage et des lacets.

Un roulis de 12° d'amplitude et de 8 sec. de période, auquel correspondent une vitesse maximum de $10^\circ/\text{sec}$. et une accélération maximum de $8^\circ/\text{sec}^2$, est un roulis dur.

En prenant pour le tangage et les lacets 4° d'amplitude et 4 sec. de période, soit une vitesse maximum de $6^\circ/\text{sec}$. et une accélération maximum de $10^\circ/\text{sec}^2$, on se place dans des conditions qui peuvent être atteintes mais qui sont rarement dépassées.

On conçoit qu'avec de pareils mouvements de plateforme le pointeur ne puisse pas se maintenir

en permanence sur le but ; si l'on veut qu'il y parvienne il faut l'aider ; c'est le rôle des équipements de stabilisation gyroscopique que nous ne faisons que citer en passant puisqu'ils sortent du cadre de cet exposé.

Entre la plateforme de pointage centralisé et les matériels qu'elle conduit il existe une double liaison de commande : une liaison pour le pointage vertical, une autre pour le pointage latéral.

On sait que les pièces en position correcte de tir à un instant donné sont décalées par rapport aux lunettes qui leur sont associées, d'angles qui tiennent compte d'une part du déplacement du but pendant la durée du trajet des projectiles et, d'autre part, de la vitesse du tireur ainsi que des données de la table de tir du matériel ramenées aux conditions du moment ; les corrections à apporter aux informations qui proviennent des postes de pointage sont élaborées et débitées d'une façon continue par un poste à calcul. Il est commode de pouvoir les introduire dans les liaisons établies entre la plateforme de pointage centralisé et les pièces ; ceci n'est possible que si les transmissions qui assurent ces liaisons sont douées de la propriété différentielle, c'est-à-dire si elles sont capables de faire des additions d'éléments.

Mais si, nous souvenant toutefois qu'il faudra introduire ces termes correctifs, nous en faisons abstraction pour le moment, nous voyons que le rôle principal des liaisons à établir entre canons et lunettes est de maintenir constamment les axes des canons au parallélisme de la ligne de visée telle qu'elle est définie par la plateforme de pointage centralisé.

Pour assurer ce parallélisme à chaque instant, il faut que les liaisons soient réalisées avec des transmissions instantanées.

Ces transmissions peuvent n'envoyer aux pièces que des indications relatives aux éléments de pointage ; dans ce cas, les récepteurs n'entraînent que des aiguilles se déplaçant devant un cadran ; ce sont des transmissions de *téléaffichage* ; elles nécessitent aux pièces l'intervention de servants qui manœuvrent les matériels en suivant les informations qui leur parviennent. On dit alors qu'on fait du *télépointage*.

Si, au contraire, les transmissions assurent directement du poste de pointage centralisé la manœuvre des pièces sans intervention d'un relais humain on dit que les matériels sont *télécommandés*.

En télépointage, les transmissions de téléaffichage employées sont des transmissions électriques synchrones ; elles doivent avoir les propriétés suivantes :

Au repos à chaque position du transmetteur correspond une position et une seule du récepteur ; en marche, l'aiguille du récepteur tourne au synchronisme du transmetteur.

Un même transmetteur peut entraîner simultanément plusieurs récepteurs.

La transmission peut être rendue différentielle.

La précision statique est supérieure au $1/200$ de tour ; la précision cinétique est du même ordre.

Dans ces conditions, on peut facilement transmettre 60 indications par tour.

La précision exigée en artillerie pour le pointage étant du $1/20$ de degré soit 3 minutes, on est conduit à faire tourner le transmetteur à 3° par tour, ce qui veut dire que l'arbre du transmetteur est relié à la lunette par une transmission mécanique telle que lorsque cet arbre, et par suite aussi l'aiguille du récepteur, ont fait un tour, la ligne de visée de la lunette a tourné dans l'espace de 3° .

Pour couvrir tout le champ du pointage — par exemple 360° — il suffit d'associer à ce premier circuit de transmission (circuit de précision) d'autres circuits analogues (circuits de dégrossissage), les différents transmetteurs étant reliés entre eux par des démultiplications convenables, le dernier tournant à 360° par tour dans l'exemple choisi.

On réalise ainsi une liaison à *couplage instantané*, c'est-à-dire que lorsque le courant est mis sur la transmission les aiguilles des récepteurs indiquent sans ambiguïté la position de la lunette.

Devant les cadrans de chaque récepteur se déplacent également des index reliés mécaniquement au canon et qui indiquent par conséquent sa position ; les montages sont faits de manière que lorsque les index sont en regard des aiguilles, l'accord entre la pièce et la lunette soit réalisé.

Dans ces conditions, le servant que le télépointage nécessite aux pièces pour chacun des deux pointages n'a qu'à maintenir les index mécaniques en coïncidence avec les aiguilles électriques en agissant sur les organes de pointage à bras ou au moteur ; Il fait de la *recopie sans lecture*.

Pour que le canon soit à chaque instant correctement pointé, il faut que le pointeur maintienne sa ligne de visée sur le but et qu'à la pièce le servant recopie parfaitement les indications qui lui sont transmises.

À l'erreur de visée vient donc s'ajouter l'erreur de recopie.

Par mer calme ces erreurs sont faibles et le télépointage donne des résultats satisfaisants.

Mais lorsque les mouvements de plateforme deviennent importants, la difficulté est plus grande encore pour le servant de recopier que pour le pointeur ; celui-ci peut, dans une certaine mesure, pressentir le sens dans lequel il va avoir à agir — dans le tir sur but flottant en particulier le déplacement de l'horizon peut le guider — le servant de recopie, lui, n'a aucun moyen de prévoir ni le sens ni l'importance des mouvements que vont prendre ses aiguilles et on ne peut rien faire pour lui faciliter la tâche.

Qu'il pointe en position ou en vitesse, il n'arrive pas à suivre les aiguilles de précision dont les déplacements sont trop rapides et trop variés.

Il n'a pas d'autre ressource que d'essayer de suivre seulement les aiguilles de dégrossissage, mais alors l'erreur de recopie devient très importante.

Un servant bien exercé peut recopier un roulis de 2 à 3° d'amplitude et de 8 à 10 sec. de période ; mais il est alors à la limite de ses possibilités de sorte que pour des amplitudes plus grandes ou des périodes plus courtes le télépointage est en défaut.

Il en résulte que si, par exemple, avec l'aide des

dispositifs de stabilisation dont nous avons parlé plus haut, le pointeur arrive à se maintenir sur le but dans des conditions de mer plus difficiles, il faut, de toute nécessité, supprimer la recopie aux pièces et passer du télépointage à la télécommande.

Les qualités à exiger d'une télécommande comprennent déjà celles qu'on demande au téléaffichage, c'est-à-dire : couplage instantané, possibilité d'introduire des corrections, de commander simultanément plusieurs matériels, précision statique et cinétique supérieure ou égale au $1/20$ de degré ; mais, en outre, cette valeur limite de l'erreur admissible ne doit pas être dépassée en régime variable reproduisant des mouvements de roulis ou de tangage de la plateforme.

Enfin, puisque par l'emploi de la télécommande on se propose de faire du pointage continu, ce pointage doit pouvoir se poursuivre sans inconvénient pendant le tir des pièces, ce qui entraîne les conséquences suivantes :

— Pour les armes automatiques la surcharge imposée au moteur pendant le tir doit laisser à la télécommande toute sa précision.

— Pour les canons de moyens calibres à grande cadence de tir, il y a lieu de distinguer deux cas :

Si la puissance qu'on peut raisonnablement mettre en jeu permet à la télécommande d'entraîner le matériel au synchronisme de la lunette même lorsque la pièce est au recul, il n'y a aucune précaution spéciale à prendre.

Dans le cas contraire, on admet que le synchronisme peut être rompu pendant le recul et la rentrée en batterie de l'arme mais on exige alors que le recalage du canon à l'accord de la lunette se fasse automatiquement, dans un temps tel que la pièce soit à nouveau correctement pointée au départ du coup suivant.

Si par exemple, l'arme télécommandée tire 12 coups à la minute, c'est-à-dire un coup toutes les cinq secondes, comme le recul et la rentrée en batterie durent environ 1 seconde, il faut que le recalage automatique se fasse en 4 secondes au plus.

— Enfin, pour les matériels de gros calibre dont la cadence de tir est plus lente, on dispose d'un temps plus long pour effectuer le recalage, il peut ne pas être automatique.

La première idée qui vient à l'esprit pour passer du télépointage à la télécommande est de réaliser sur le même principe que les transmissions de téléaffichage des transmissions de puissance dont les récepteurs attaquent directement les matériels à commander. Ces télécommandes synchrones directes conviennent pour des armes de petits et de moyens calibres.

Mais, si les masses à déplacer sont plus importantes, s'il s'agit par exemple de tourelles-canon, il ne peut plus être question de les faire entraîner par des récepteurs synchrones ; ceux-ci les commandent alors indirectement par l'intermédiaire de variateurs de vitesse qui leur sont asservis en position.

On trouvera plus loin les schémas de principe qui correspondent à ces deux types d'installations ;

ils utilisent comme variateur de vitesse le groupe Ward-Léonard et comme transmission synchrone la jonction électrique Siemens dont nous rappellerons d'abord et très rapidement les principales propriétés.

La transmission fonctionne en courant alternatif monophasé.

Le transmetteur et le récepteur sont des machines identiques ; leurs stators comportent des enroulements monophasés répartis alimentés par la même source. Les rotors sont bobinés triphasés et reliés bagues à bagues.

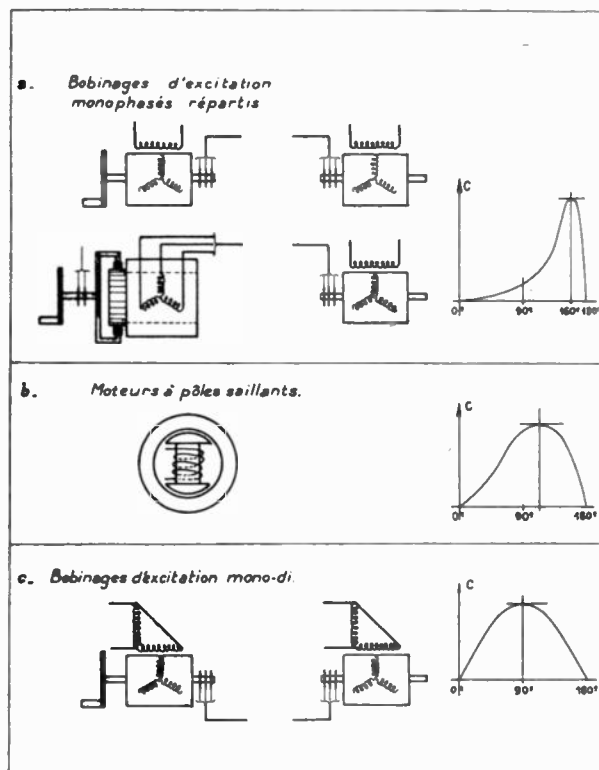


FIG. 2 — Transmissions synchrones

Dans ces conditions, le couple développé sur l'arbre du transmetteur se transmet à l'arbre du récepteur et inversement ; tout déplacement du rotor du transmetteur entraîne un déplacement synchrone du rotor du récepteur avec cependant un décalage dans l'espace qui dépend du couple appliqué au récepteur et de la vitesse. La liaison constitue un accouplement électrique.

Un transmetteur peut commander simultanément plusieurs récepteurs.

La caractéristique statique du couple en fonction du décalage transmetteur-récepteur est symétrique par rapport au zéro et a l'allure de la figure 2 a ; aplatie au voisinage de l'origine la courbe se relève vers 90° électriques pour atteindre son maximum vers 160° et retomber à zéro, à 180°.

L'influence de la vitesse est faible ; le couple de décrochage reste sensiblement le même jusqu'aux 7/10 environ de la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire jusqu'à 2.000 tours/minute pour des machines bipolaires sous 50 pér/sec.

On fait normalement travailler les machines au 1/4 ou au 1/3 du couple maximum, et comme le décalage correspondant est relativement grand, on est conduit, pour augmenter la précision, à prendre des moteurs tétrapolaires ; ceci a par contre pour effet de limiter la vitesse à 1.000 tours/minute soit 15 tours/seconde ; en outre, pour une même position du transmetteur il y a alors deux positions possibles du récepteur.

On utilise parfois en télécommande des transmetteurs amplificateurs de puissance ; dans ce type de machine, le rotor est immobilisé, le bobinage d'excitation monophasé statorique est relié aux lames d'un collecteur ; sur ce collecteur peut tourner un équipage de balais mobiles par lequel se fait l'alimentation ; les récepteurs qui sont du type normal tournent alors au synchronisme des balais ; le couple de manœuvre du transmetteur est réduit au couple de frottement des balais, il est donc indépendant de la charge appliquée aux moteurs récepteurs. La caractéristique statique couple-décalage des récepteurs est évidemment la même que dans la transmission ordinaire ; en marche, les propriétés sont légèrement différentes.

La même transmission est également employée en téléaffichage mais, dans ce cas, les moteurs forcément bipolaires sont à pôles saillants et la pente à l'origine de la caractéristique couple-décalage est de ce fait bien meilleure (fig. 2 b).

Signalons enfin qu'on réalise des transmissions de

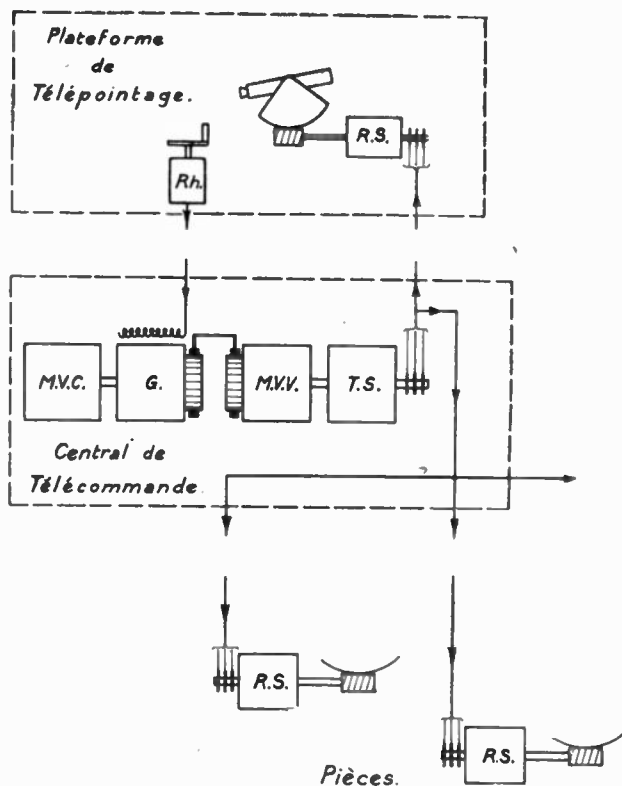


FIG. 3 — Télécommande synchrone directe

télécommande synchrones beaucoup plus précises que les transmissions Siemens d'origine en montant sur le stator des machines des enroulements polyphasés convenablement alimentés en monophasé

par exemple suivant le schéma de la figure 2 c pour des bobinages biphasés ; si l'on suppose en effet que le champ ainsi créé est à répartition sinusoïdale, la caractéristique couple-décalage des récepteurs est elle-même sinusoïdale, ce qui assure à la fois une plus grande précision et une meilleure stabilité sous l'action des surcharges brutales.

Ceci posé on a tracé sur la figure 3 un premier schéma de principe donné comme exemple de télécommande synchrone directe.

La lunette est entraînée comme les pièces par un récepteur de télécommande ; le transmetteur est reporté dans un central de télécommande, il est accouplé à un moteur à vitesse variable dans les deux sens ; pour que sa vitesse soit aussi peu sensible que possible aux variations de la charge, ce moteur est alimenté à tension variable par la génératrice d'un groupe Ward-Léonard dont l'excitation est réglée par un rhéostat manœuvré par le pointeur. Celui-ci fait donc du pointage vitesse.

En faisant commander la lunette par un récepteur, on gagne évidemment en précision puisqu'il n'intervient plus que la différence des décalages par rapport au transmetteur ; par contre, les récepteurs des

la précision du $1/20^{\circ}$ dans des mouvements variables mettant en jeu des accélérations même supérieures aux accélérations normales de roulis. La vitesse maximum de pointage est de $15^{\circ}/\text{sec.}$; les risques de décrochage sont faibles.

La télécommande n'est évidemment pas à couplage instantané ; il y a donc un calage initial à faire et éventuellement des recalages en cours de tir si accidentellement un moteur décroche ; il faut donc faire contrôler la télécommande par le téléaffichage ; le servant que nécessite le télépointage n'a plus à recopier en permanence, il doit cependant être là pour recaler en cas de besoin. C'est un inconvénient, on ne peut pas dire que ce soit un inconvénient majeur.

Il y a toutefois des précautions à prendre pour qu'une télécommande basée sur ce principe soit viable il faut en effet que le Ward-Léonard soit à réponse rapide ; avec des groupes ordinaires, dans des conditions de mer qui n'ont pas besoin d'être très mauvaises le pointeur ne peut pratiquement pas pointer parce que les vitesses qu'il commande s'établissent trop lentement. Ces groupes ne sont pas assez nerveux, les constantes de temps des machines sont trop importantes ; en mouvement variable, le pointeur devrait, non seulement renforcer son action sur le rhéostat, ce qui est toujours possible, mais également déphaser sa commande par rapport au mouvement de la plateforme et une telle manœuvre est pratiquement irréalisable parce qu'elle n'est pas réflexe.

Le deuxième schéma de principe (fig. 4) se rapporte au cas où les matériels à télécommander sont de plus gros calibres.

La position de la tourelle de télépointage prise sur l'arbre de sortie du moteur à vitesse variable qui l'entraîne est reproduite par la transmission amplificatrice de puissance Siemens à l'entrée du différentiel D qui reçoit par ailleurs la position de la tourelle-canon ; l'écart de position provoque l'ouverture du rhéostat de pointage de cette tourelle.

Pour éviter d'avoir en marche une erreur proportionnelle à la vitesse, on envoie non seulement la position de la tourelle de télépointage mais également sa vitesse, les deux éléments s'ajoutant dans le différentiel D'.

Dans ces conditions, si les caractéristiques des deux groupes Ward-Léonard se correspondent, la tourelle-canon suit fidèlement la tourelle de télépointage avec un décalage qui, à vitesse constante, reste faible.

Le pointage se fait normalement en vitesse, mais on peut également commander en position en agissant sur la manivelle M_2 à l'entrée du transmetteur amplificateur de puissance.

Là encore, il n'y a pas couplage instantané ; un servant est nécessaire à la tourelle-canon pour effectuer le calage initial et éventuellement les recalages en cours de tir.

Nous pouvons passer sur cet inconvénient puisque nous l'avons déjà admis en télécommande synchrone directe mais le schéma entraîne en pratique des difficultés de réalisation qui apparaissent d'ailleurs surtout lorsqu'on cherche à appliquer le

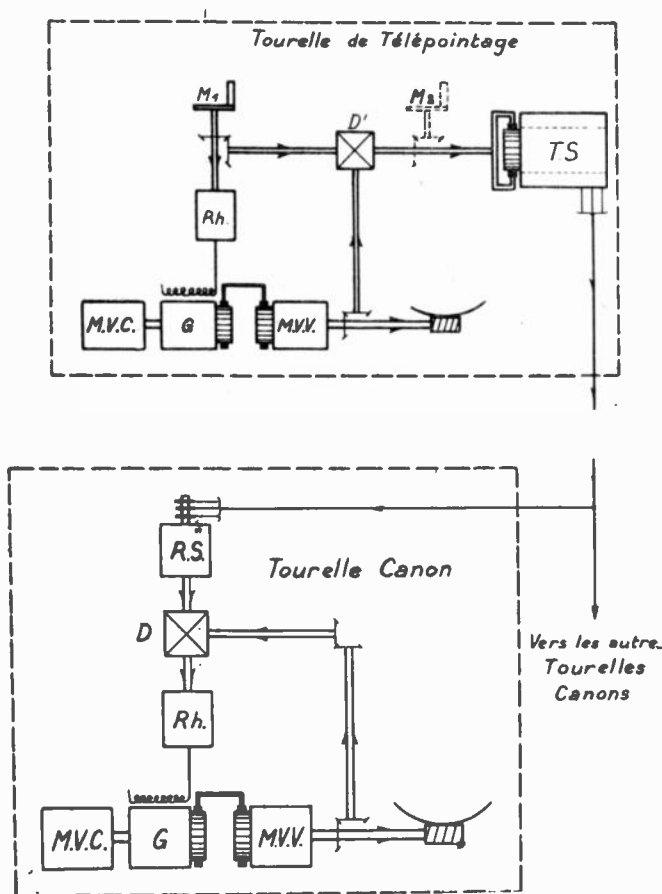


Fig. 4 — Télécommande indirecte

pièces, lorsqu'ils sont surchargés, réagissent sur le mouvement de la lunette.

En utilisant des transmissions du type mono-di comportant des machines tétrapolaires, dimensionnées de manière à supporter la surcharge au départ du coup et tournant à 1° par tour, on peut tenir

même principe à la commande d'armes de moyen calibre et à tir rapide.

Tout d'abord, avec des Ward-Léonard ordinaires, étant donné les caractéristiques de réponse des machines, le dispositif ne s'accommode que d'asservissements très lâches, donc peu précis; si l'on veut pouvoir resserrer le montage sans que le système entre en oscillations, il est indispensable de réduire toutes les inerties et de n'employer que des groupes à faible constante de temps.

Il faut en outre que le rhéostat du Ward-Léonard qui commande le déplacement de l'arme puisse se manœuvrer facilement. Si le couple de manœuvre est important — disons pour fixer les idées de l'ordre de 30 à 40 kg/cm — on est conduit à monter une transmission synchrone relativement puissante et le transmetteur amplificateur de puissance correspondant devient alors une machine lourde et encombrante dont le poids et les dimensions ne sont plus admissibles.

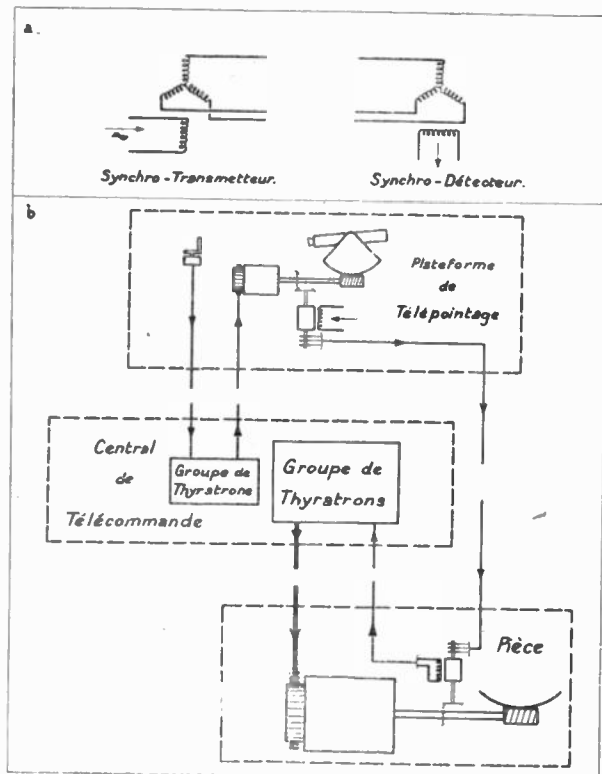


Fig. 5 — Télécommande électronique

Ainsi donc qu'on monte le Ward-Léonard en amont de la transmission synchrone ou en aval, que ce soit pour rendre le pointage possible en commande vitesse ou pour créer des asservissements précis, donc serrés, on est conduit à rechercher des variateurs de vitesse à réponse rapide et qui de plus n'exigent pour leur mise en œuvre qu'une puissance aussi réduite que possible.

Des études ont été engagées à cet effet avant la guerre dans différentes voies dans le domaine des machines tournantes,

Mais étant donné la nature des difficultés auxquelles on se heurtait il était tout indiqué de faire aussi appel aux Radio-électriciens et de leur demander d'apporter leur concours à la résolution du problème.

Si, en effet, on pouvait monter avec des tubes à grilles de contrôle des groupes de commande de moteurs ayant les propriétés générales des Ward-Léonard classiques, ces groupes, utilisant des appareils sans inertie, devraient avoir une faible onstante de temps; en outre, le contrôle portant sur des tensions sans exiger de puissance, on pouvait envisager d'asservir les moteurs de pointage des pièces au télépointeur par l'intermédiaire de la liaison de téléaffichage elle-même, après avoir toutefois transformé le récepteur en appareil de zéro suivant le principe bien connu du synchro-détecteur.

On sait que dans ce type de transmission, qui dérive de la liaison Siemens, on alimente seulement le transmetteur et on recueille la tension à la sortie du récepteur. Si les rotors des deux appareils occupent des positions relatives qui se correspondent comme indiqué sur la figure 5 a, cette tension est nulle; si le synchro-détecteur s'écarte de cette position d'accord la tension augmente comme le sinus de l'écart et est en phase ou en opposition de phase avec la tension d'alimentation suivant le sens du décalage.

La transmission Siemens ainsi transformée est au repos beaucoup plus précise que la transmission de téléaffichage correspondante; un synchro-détecteur qui donne 1 volt par degré a une précision statique supérieure au 1/2 volt, soit à 1/720 de tour.

En marche, la position d'accord se déplace; avec une alimentation sous 50 pér/sec, si les résistances des circuits sont petites devant les réactances, le décalage cinétique est cependant relativement faible; à la vitesse de 600 t/m, il ne dépasse pas 1/200 de tour soit 1 minute d'élément de pointage si les appareils tournent à 3° par tour; il suffirait d'ailleurs d'augmenter la fréquence du réseau d'alimentation pour réduire encore l'importance de ce décalage cinétique si c'était nécessaire.

L'installation de télécommande peut alors être montée conformément au schéma de la figure 5 b qui se rapporte au pointage en hauteur.

Le moteur d'entraînement de la pièce est asservi en position à l'arbre de commande de la lunette; l'écart de position est défini à chaque instant par une liaison de synchro-appareils; la tension d'erreur recueillie au synchro-détecteur attaque les grilles des tubes d'un groupe électronique qui fait tourner le moteur de la pièce dans le sens convenable jusqu'à rétablir l'accord de position avec le télépointeur.

La lunette est commandée soit directement à bras donc en position, soit en vitesse par un moteur à vitesse variable alimenté sous tension variable par un deuxième groupe électronique; le pointeur a à sa disposition un potentiomètre par lequel il agit sur le circuit de contrôle de ce groupe.

Si la liaison des synchro-appareils est une liaison à 2 circuits, circuit de précision et circuit de dégrossissage, on réalise le couplage instantané; l'introduction des corrections se fait en intercalant des appareils différentiels entre transmetteurs et synchro-détecteurs. En outre un transmetteur pouvant alimenter en parallèle plusieurs synchro-détecteurs il n'y a pas de difficulté à télécommander plusieurs pièces à partir de la même plateforme de télépointage.

Enfin, contrairement à ce qu'on a avec des groupes

de machines tournantes, le central de télécommande est absolument silencieux.

C'est sur ces bases que l'étude a été engagée et l'équipement prototype qui a été réalisé est conforme au schéma de principe qui vient d'être décrit.

Les considérations qui ont servi de guide pour définir les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

Le moteur de pièce est supposé pointer le matériel d'artillerie qu'il entraîne à raison de 1° par tour du moteur et, dans ces conditions, le moment d'inertie du canon ramené à l'arbre du moteur ne dépasse pas le moment d'inertie de l'induit du moteur.

La vitesse maximum nécessaire pour amener rapidement les pièces sur l'objectif à battre est de $40^\circ/\text{sec.}$, ce qui fixe la vitesse maximum du moteur à 2.400 t/m.

En dehors des périodes de changement d'objectif la vitesse de pointage ne dépasse pas $20^\circ/\text{sec.}$ soit 1.200 t/m au moteur ; les accélérations mises en jeu peuvent atteindre $20^\circ/\text{sec}^2$.

On envisage comme applications possibles du système de télécommande les deux modes d'utilisation suivants :

1) le moteur entraîne une arme automatique ; dans ce cas, on suppose que pendant le tir de l'arme le couple total appliqué au moteur ne dépasse pas 240 kgs/cm et, dans ces conditions, le synchronisme entre l'arbre du moteur (arbre mené) et l'arbre de commande de la lunette (arbre menant) ne doit pas être rompu.

2) le moteur entraîne un matériel de moyen calibre et on admet que la puissance de l'installation ne permet pas de maintenir le synchronisme lorsque la pièce est au recul ; le couple de manœuvre du matériel à vitesse constante peut être de 75 kg/cm ; lorsque la charge totale appliquée au moteur dépasse une valeur limite, qui doit évidemment être au moins égale à 240 kg/cm, il y a rupture du synchronisme entre l'arbre mené et l'arbre menant mais le recalage du moteur à l'accord de la lunette doit être automatique ; il doit se faire sans oscillation quel que soit le moment de départ du coup dans la période de roulis, et être assez rapide pour permettre une cadence de tir de 20 coups à la minute.

Dans les conditions de charge, de vitesse et d'accélération qui viennent d'être indiquées et bien entendu en dehors de la zone d'action du limiteur de couple le fonctionnement doit être stable et la précision doit être de $1/20^\circ$ soit $3'$ d'élément de pointage.

Si à charge normale l'accélération est comprise entre $20^\circ/\text{sec}^2$ et $40^\circ/\text{sec}^2$, l'écart toléré est de $1/10^\circ$.

Un limiteur d'accélération prévu dans la commande vitesse du moteur de la lunette empêche que le pointeur puisse introduire des accélérations supérieures à une certaine valeur limite réglable et de l'ordre de 50 à $60^\circ/\text{sec}^2$; tant que ce limiteur ne fonctionne pas, le moteur de la lunette prend à chaque instant en régime variable la vitesse imposée par la position du potentiomètre de commande.

Les conditions insérées dans les spécifications techniques ne font que reproduire ces données en les détaillant et en les précisant.

II. — PRINCIPES ET MÉTHODES AYANT SERVI DE BASE A L'ÉTUDE

PAR

Gérard LEHMANN

Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité, Ingénieur Conseil au Laboratoire Central de Télécommunications

I. — Introduction. L'étude est une application de la théorie des servomécanismes précédemment exposée dans l'Onde Electrique et le Mémorial de l'Artillerie Française.

II. — Evaluation de la fréquence de coupure du servomécanisme, à partir des spécifications de précision et des conditions de stabilité.

III. — Principes et caractéristiques essentielles de l'étage de sortie. Rôle de l'inductance de filtrage et de l'inertie du moteur

IV. — Détermination des réseaux correcteurs. Détermination calculée des éléments essentiels, et recherche expérimentale des éléments secondaires.

V. — Conclusion : Bien fondé de la méthode, qui a permis de satisfaire largement à des spécifications difficiles.

I. — Introduction.

Les principes généraux ayant servi de base à l'étude ont été exposés dans de précédents mémoires (1) (2),

nous nous efforcerons donc ici surtout de montrer comment l'application de ces principes a pu guider la conception du servomécanisme objet du présent groupe de communications.

II. — Evaluation de la fréquence de coupure.

Le dispositif étudié est un servo-accouplement électrique simple, précisément du type qui avait été choisi comme exemple dans l'exposé général cité ci-dessus. La figure 1 en donne le schéma de principe.

* Communication présentée devant les membres de la Sté des Radio-électriciens le 26 mars 1949.

(1) « Progrès Récents dans la détermination de la précision et de la stabilité des Servomécanismes » par Gérard LEHMANN, Mémorial de l'Artillerie Française, Tome XXI — 1947 — 2^e fascicule, page 505.

(2) « Les servomécanismes, principes de base » par G. LEHMANN, L'Onde Electrique, juin 1948.

Le système comporte un amplificateur A , dont la grandeur de sortie est la position angulaire α_s du rotor du moteur. La grandeur d'entrée est l'erreur angulaire $\alpha_e - \alpha_s$, écart entre la position angulaire α_e de l'arbre transmetteur, et de celle du moteur.

On sait que les propriétés de ce système s'étudient en pratiquant une coupure dans la chaîne d'asservissement (Figure 2) : si on nomme ρ le gain complexe le long de la chaîne d'asservissement ouverte, on sait que l'on a, pour le servomécanisme en service normal :

$$1) \quad \alpha_s = \frac{\rho}{1 + \rho} \alpha_e \quad \text{ou encore} \\ \alpha_s = \frac{1}{1 + 1/\rho} \alpha_e$$

on en tire immédiatement la valeur de l'erreur angulaire du dispositif :

$$2) \quad \alpha_s - \alpha_e = \frac{-1}{1 + \rho} \alpha_e$$

Or, la valeur de cette erreur est imposée par les spécifications auxquelles doit répondre le mécanisme.

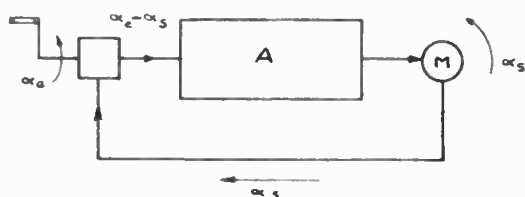


Fig. 1. — Schéma et principe d'un servo-accouplement.

L'une des conditions essentielles imposées est la suivante : l'arbre menant est animé d'un mouvement sinusoïdal tel que sa vitesse maximum soit de 1.200 tours/minute et l'accélération maximum soit de 20 tours/sec. sec. Dans ces conditions, l'erreur angulaire ne doit pas excéder $\frac{1}{20^\circ}$ de tour.

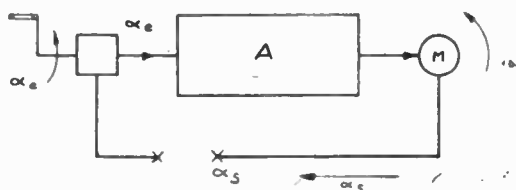


Fig. 2. — Schéma du servomécanisme après ouverture de la chaîne d'asservissement.

L'équation du mouvement d'entrée s'écrit dans ces conditions :

$$3) \quad \alpha_e = 20 \times 2 \pi \times e^{i \times 1 \times t}$$

En effet, on a pour la vitesse maximum :

$$\left| \frac{d\alpha_e}{dt} \right|_{\max} = 20 \times 2 \pi \quad \text{soit } 1.200 \text{ tours/minute}$$

et pour l'accélération maximum :

$$\left| \frac{d^2\alpha_e}{dt^2} \right|_{\max} = 20 \times 2 \pi \quad \text{soit } 20 \text{ tours/sec. sec.}$$

La pulsation de ce mouvement (roulis artificiel)

est de 1 par seconde, soit une fréquence de 0,16 cycle par seconde.

L'erreur angulaire à cette fréquence ne devant pas dépasser $\frac{1}{20}$ de tour, nous allons déduire de la relation 2) la valeur du module de ρ à la pulsation $\omega = 1$.

ρ devant être grand par rapport à l'unité, nous aurons sensiblement :

$$|\rho| = \frac{\alpha_e}{\alpha_e - \alpha_s} = \frac{2 \pi \times 20}{2 \pi \times \frac{1}{20}}$$

soit :

$$|\rho| = 400 \quad \text{pour } \omega = 1$$

Cette information essentielle va nous permettre de déterminer l'ordre de grandeur de la fréquence de coupure du servomécanisme, pour laquelle :

$$|\rho| = 1$$

En effet, le critère de stabilité de Nyquist et la relation capitale de Bayard et Bode imposent que, pour que le système soit stable, l'amplitude de ρ décroisse suivant une loi approximative :

$$|\rho| = \frac{k}{\omega^n}$$

n étant compris en moyenne entre 1 et 2.

La pulsation ω_c pour laquelle le module de ρ atteint l'unité doit en conséquence être comprise entre :

$$\omega_c = 400 \quad \left(\text{cas de } \rho = \frac{k}{\omega} \right)$$

et

$$\omega_c = 20 \quad \left(\text{cas de } \rho = \frac{k}{\omega^2} \right)$$

La suite de l'étude montre qu'en effet la valeur mesurée de ω_c est de l'ordre de $\omega_c = 60$; c'est-à-dire que les conditions de stabilité exigent de façonner la courbe de réponse des amplificateurs jusque bien au-delà de 10 cycles par seconde, le gain de la boucle ouverte tombant à l'unité aux environs de 10 cycles par seconde.

Cette information capitale étant obtenue dès l'origine de l'étude, passons à l'examen des conditions de fonctionnement de l'étage de sortie de l'amplificateur, dans lequel sont localisées les principales sources de difficulté.

III. — Principe et caractéristiques de l'étage de sortie.

L'étage de sortie est constitué par un moteur à courant continu de 8 CV, de construction normale, à excitation constante, alimenté par un redresseur à thyatron à partir du secteur alternatif à 50 c/s. Ce redresseur comporte deux groupes de deux thyatron, chacun alimentant le moteur en courant correspondant à un couple de sens déterminé. La figure 3 représente les circuits de base pour l'un des deux groupes.

Le moteur étant alimenté à partir du réseau à

50 c/s par un redresseur à double alternance équipé de deux thyratrons s'allumant tour à tour, les informations de mouvements sont transmises au moteur sous forme d'une série discrète, à cadence de 100 par seconde (correspondant aux phases successives d'allumage des thyratrons V_1 et V_2).

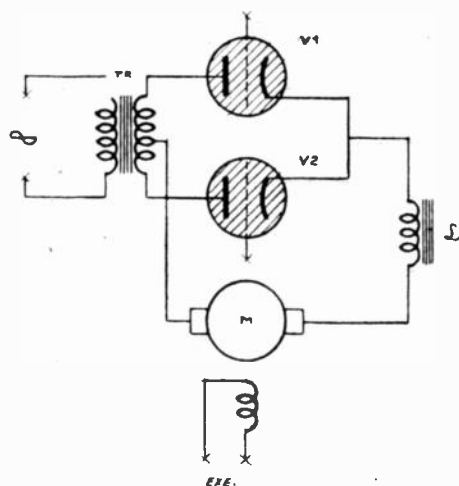


Fig. 3. — Schéma de principe de l'étage de puissance.

Or, un théorème de la théorie des communications spécifie qu'une série discrète d'informations à cadence de 100 par seconde, est incapable de transmettre un spectre s'étendant au-delà de 50 cycles/sec., limite théorique inaccessible en réalité. En fait, le système représenté figure 3 est incapable de transmettre des composantes de fréquence supérieure à 30 cycles/sec. environ, par suite de la nature même du redresseur à travers lequel passent les signaux, et de la fréquence du réseau. Cette valeur est compatible avec les résultats de l'analyse donnée au paragraphe II.

Le système constitue en fait un démodulateur particulier, recevant un signal véhiculé par une onde porteuse à 100 cycles/sec. appliqué aux grilles des thyratrons, et restituant un signal à basse fréquence sur l'arbre du moteur. Le circuit de sortie du démodulateur comporte, comme d'habitude, un filtre passe-bas, constitué par l'inductance $\mathcal{L}$ et l'inertie du rotor du moteur. Examinons d'un peu plus près les caractéristiques de ce filtre qui joue naturellement un rôle essentiel dans le fonctionnement de l'ensemble.

L'inductance $\mathcal{L}$ est choisie de telle manière que, compte tenu du courant permanent échangé entre les deux groupes de thyratrons, ceux-ci fournissent un courant ondulé mais non interrompu, au moteur (inductance supérieure à « l'inductance critique » de redressement. Le rôle et la valeur de cette inductance critique sont analysés en particulier dans l'étude de Maddock (1).

L'inductance $\mathcal{L}$ a été prise égale à 1,2 henry, légèrement supérieure à la valeur critique dans le circuit considéré. Dans ces conditions, le courant dans le moteur est légèrement ondulé mais ne s'interrompt pas à chaque alternance ; un thyatron

ne s'éteint que lorsque le second s'allume, chaque thyatron restant toujours conducteur pendant une demi période entière. Dans ces circonstances (liées à la présence de l'inductance $\mathcal{L}$), la commutation au collecteur et l'échauffement de l'induit du moteur sont sensiblement les mêmes que si le moteur était alimenté par du courant parfaitement continu.

Par ailleurs, si je nomme θ le retard à l'allumage des thyratrons, ou phase de l'impulsion de déclenchement appliquée aux grilles, tout se passe comme si le circuit de l'induit du moteur était alimenté par une source de courant continu ayant une force électromotrice égale à :

$$4) \quad E = V_{eff} \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos. \theta$$

V_{eff} étant la tension efficace aux bornes d'un demi-secondaire du transformateur T_r .

Pour analyse détaillée du fonctionnement du redresseur à grille de commande, le lecteur est prié de se reporter à l'article de Maddock, qui contient une nombreuse bibliographie, au cours de M. Maurice Leblanc à l'Ecole Supérieure d'Electricité, et aux articles fondamentaux de M. Demontvignier dans la Revue Générale d'Electricité (2).

Passons à l'examen de l'effet de l'inertie du moteur. Nous considérons le cas (défavorable du point de vue de la stabilité) où le couple résistant est nul (moteur tournant à vide).

Si l'on nomme :

I le moment d'inertie rapporté au moteur ;

L le rapport du couple du moteur au courant parcourant l'induit,

M le rapport de la force électromotrice du moteur à sa vitesse angulaire de rotation.

on démontre que le moteur (à vide) est équivalent à un condensateur de capacité :

$$5) \quad C = \frac{I}{ML}$$

Cette relation est exacte en supposant nulles les diverses pertes électromécaniques du moteur.

Si on évalue I , L et M à l'aide d'un système d'unités comportant les unités pratiques pour les grandeurs électriques, et un système unique pour les grandeurs mécaniques, C sera exprimé en farads.

Dans le cas présent :

$$I = 4 \times 10^5 \text{ grammes} \times \text{cm}^2$$

$$L = 24 \times 10^6 \text{ dynes} \times \text{cm/ampères}$$

$$M = 2 \text{ volts/Radian/sec.}$$

On trouve alors :

$$C = \frac{I}{ML} = 8.300 \text{ microfarads.}$$

La relation 5) se démontre de la manière suivante : Considérons un moteur tournant librement à vide et sans perte ; alimentons le moteur par un courant i , nous avons, en notation symbolique :

Pour le couple exercé sur l'arbre, dont la position angulaire est α

(1) « Les Thyratrons et leurs applications » par MADDOK, Revue des Communications Electriques 1945, Volume 22, N° 4.

(2) Revue Générale d'Electricité, 12, Nov. 1932, page 625.

$$6) \quad Ip^2 \alpha = Li$$

Pour la tension induite dans le rotor :

$$7) \quad V = M p \alpha$$

Calculons alors l'impédance symbolique du moteur

$$Z = \frac{V}{i} = \frac{M p \alpha}{\frac{I p^2 \alpha}{L}} = \frac{LM}{Ip}$$

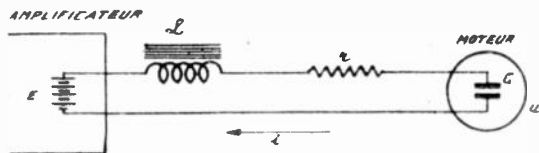


Fig. 4. — Circuit équivalent à l'étage de sortie du servomécanisme (moteur à vide).

Cette impédance présente le caractère d'une capacité telle que

$$\frac{1}{pC} = \frac{LM}{pI} \quad \text{donc on a}$$

$$8) \quad C = \frac{I}{LM} \quad \text{cqfd.}$$

E étant la force électromotrice équivalente au redresseur, fournie par la relation 4), le circuit équivalent à l'étage de sortie (moteur à vide) est alors représenté par la figure 4). Dans cette figure E est une tension réglable de -750 volts à $+750$ volts ; $\mathcal{L}$ vaut $1,2$ henry. r résistance ohmique totale vaut 25 à 30 ohms ; C est égal à 8300 microfarads.

Calculons alors le rapport de transmission symbolique

$$\frac{\alpha}{E}$$

α angle de rotation du moteur ;

E force électromotrice du redresseur.

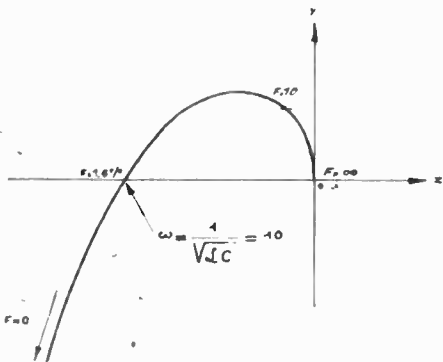


Fig. 5. — Diagramme de Nyquist en l'absence de réseau correcteur

Notons U la tension aux bornes du moteur, avec $U = M p \alpha$.

On a, en examinant la figure 4

$$\frac{U}{E} = \frac{\frac{1}{pc}}{p\mathcal{L} + r + \frac{1}{pc}} = \frac{1}{\mathcal{L}cp^2 + rcp + 1}$$

d'où enfin

$$9) \quad \frac{\alpha}{E} = \frac{1}{M p (\mathcal{L} Cp^2 + r Cp + 1)}$$

Ainsi est établie avec une grande aisance cette relation entre α et E pour le moteur à vide.

Les forces d'inertie jouant un rôle prépondérant et nuisible dans la stabilité du servomécanisme, la relation 9) est très importante pour l'étude des conditions de stabilité au voisinage de la fréquence de coupure.

La fréquence de résonance du circuit représenté figure 4, avec les valeurs correspondant au mécanisme étudié, vaut

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathcal{L}C}} = 1,6 \text{ cycle par seconde.}$$

Cette fréquence est très inférieure à la fréquence de coupure, et c'est là une constatation capitale. Le circuit est au voisinage de l'amortissement critique.

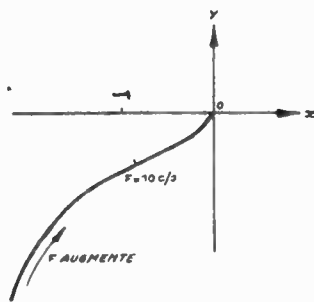


Fig. 6. — Diagramme de Nyquist du servomécanisme stabilisé.

De ces valeurs numériques, résulte qu'à la fréquence de coupure de 10 c/s, on a sensiblement

$$\frac{\alpha}{E} = \frac{1}{M \mathcal{L} Cp^3} = \frac{1}{M \mathcal{L} C \times (j\omega)^3}$$

Donc, dans l'étage de sortie de la chaîne d'amplification, le retard de phase, au voisinage de la fréquence de coupure, atteint presque 270° : le vecteur de Nyquist se trouve dans le 3^e quadrant en arrière, ce qui correspond nécessairement à une violente instabilité.

Si l'on suppose que les autres éléments de l'amplificateur engendrent une amplification constante indépendante de la fréquence, la valeur du gain le long de la boucle d'asservissement vaut

$$10) \quad p = \frac{K}{p(a p^2 + b p + c)}$$

avec

$$a = \mathcal{L}C$$

$$b = r C$$

$$c = 1$$

et le terme ap^2 est prépondérant à la fréquence de coupure reconnue nécessaire au paragraphe II. La figure 5 donne l'aspect du diagramme de Nyquist dans ce cas.

L'instabilité du système correspondant à une fréquence de coupure de 10 c/s est bien en évidence

sur cette figure, et la nécessité d'introduire un système de réseaux correcteurs est ainsi bien reconnue.

IV) Réseaux stabilisateurs.

Pour obtenir la stabilité du servomécanisme, tout en respectant les conditions de précision analysées plus haut, il est nécessaire d'altérer l'expression du rapport p de telle manière qu'il soit à présent représenté par un diagramme analogue à celui de la figure 6.

Dans cette figure, on voit que ω croissant indéfiniment, la phase du rapport p tend vers $-\frac{\pi}{2}$ (au lieu de $-\frac{3\pi}{2}$ précédemment). Ceci signifie qu'aux valeurs élevées du paramètre symbolique p , ρ doit tendre vers $\frac{1}{p}$ et non vers $\frac{1}{p^3}$ comme précédemment. Un tel résultat va être obtenu, suivant l'usage, par une modification adéquate des circuits à faible niveau de l'amplificateur du servomécanisme. Examinons quel type de modification est nécessaire.

L'équation 10) donne la valeur de ρ avant correction

$$10) \quad \rho = \frac{K}{p(a p^2 + b p + c)}$$

On voit que la correction désirée sera obtenue en donnant à ρ la valeur fournie par l'expression 11).

$$11) \quad \rho = \frac{K'(a' p^2 + b' p + c')}{p(a p^2 + b p + c)}$$

Or, rappelons-nous que le rapport ρ s'exprime sous la forme suivante :

$$12) \quad \rho = \frac{\alpha_s}{E} \times \frac{E}{\alpha}$$

la boucle d'asservissement étant coupée.

Lorsque la boucle est fermée en service normal, les α du rapport précédent sont identiques, et sont l'angle de rotation du moteur.

On a vu plus haut que :

$$9) \quad \frac{\alpha_s}{E} = \frac{1}{M} \frac{1}{p(a p^2 + b p + c)}$$

Donc, pour stabiliser le système, il faut établir entre l'arbre du moteur et la force électromotrice E un réseau électromécanique tel que l'on ait

$$13) \quad \frac{E}{\alpha_e} = M K' \times (a' p^2 + b' p + c')$$

c'est-à-dire $E = M K' \times (a' p^2 + b' p + c') \alpha_e$

Le terme constant est précisément obtenu à l'aide des synchronomachines. Il faut ajouter au courant dû aux synchronomachines les deux courants ayant les formes

$$b' p \alpha \text{ et } a' p^2 \alpha$$

Le terme en $p \alpha$ s'obtient aisément à l'aide d'une génératrice tachymétrique solidaire de l'arbre moteur.

Le terme en $p^2 \alpha$ est proportionnel au couple exercé sur l'arbre du moteur, et par conséquent au courant traversant l'induit. On obtiendra donc une tension en $p^2 \alpha$ en faisant traverser une très faible résistance (quelques dixièmes d'ohms) par le courant principal alimentant l'induit (le moteur étant supposé tourner à vide).

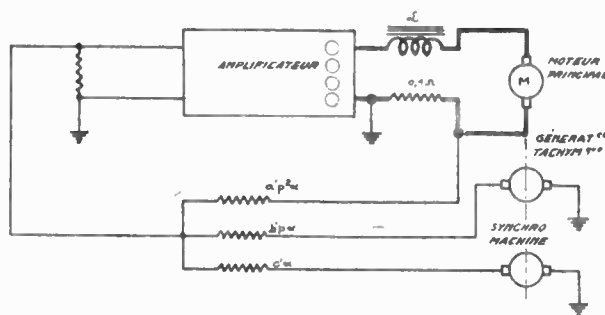


Fig. 7. — Schéma de principe des réseaux stabilisateurs.

Les courants engendrés par ces trois tensions (synchromachine, tachymétrique, et shunt en série sur le courant principal) sont alors additionnés dans une résistance commune aux bornes de laquelle est prise la tension d'entrée de l'amplificateur général.

Ainsi est réalisé un circuit obéissant à la relation 11), et représenté schématiquement sur la figure 7.

En fait, l'exposé qui précède donne encore un aspect très exagérément simplifié des phénomènes, et de nombreux éléments supplémentaires ne peuvent pas, en réalité, être négligés aux fréquences de l'ordre de 10 c/s. Citons par exemple :

— le filtre passe bas faisant suite au démodulateur du courant des synchronomachines (modulé à 50 c/s) ;

— les harmoniques de commutation de la génératrice tachymétrique ;

— les harmoniques de commutation du moteur principal ;

— les flexions et jeux de la liaison mécanique entre le moteur, la génératrice tachymétrique et les synchronomachines ;

— le couple résistant opposé au moteur.

La présence de ces phénomènes oblige à accroître sérieusement la complexité des réseaux correcteurs.

Les éléments principaux de ceux-ci sont calculés en suivant les principes exposés ci-dessus, puis la mise au point fine est faite par une suite de relevés expérimentaux de diagrammes de Nyquist et de modifications des réseaux, comme l'exposera M. Le Boiteux. Néanmoins, les résultats essentiels de l'étude préliminaire sont atteints et M. le Boiteux montrera les diagrammes expérimentaux illustrant le

fonctionnement du mécanisme terminé, et indiquera les résultats obtenus aux essais.

V) Conclusion.

Dans ce bref exposé, on a montré les éléments essentiels du calcul de la précision et de la stabilité du servomécanisme en se bornant au domaine linéaire.

Le déroulement de la mise au point complète du

système, compte tenu des phénomènes accessoires, et des limites du domaine linéaire a néanmoins montré le bien-fondé et l'utilité de l'étude d'ensemble qui vient d'être exposée.

La qualité des résultats obtenus semble clairement résumée par le fait que la fréquence de résonance d'un servomécanisme comportant un moteur de 8 CV est voisine de 10 c/s., la stabilité réalisée assurant un retour à l'équilibre quasi apériodique.

III. — DESCRIPTION DU MATÉRIEL — RÉSULTATS OBTENUS

PAR

II. LE BOITEUX

Professeur à l'Ecole Supérieure de Physique et Chimie

Chef de Service au Laboratoire Central de Télécommunications

1. — Caractères généraux de la réalisation.

Monsieur l'Ingénieur en Chef de l'Artillerie Navale Aubry a précisé les conditions du problème que nous avons à résoudre, et Monsieur Lehmann a montré quelles méthodes générales de calcul nous avons utilisées dans ce but.

Je vais maintenant décrire le matériel réalisé par le Laboratoire Central de Télécommunications et montrer les résultats obtenus qui dépassent d'ailleurs sur bien des points les exigences du cahier des charges initial. Je voudrais d'abord signaler en quoi ce problème diffère de ceux que nous rencontrons habituellement dans l'industrie pour la commande électronique des moteurs.

Quatre éléments dominent la question :

1° La haute précision exigée de l'asservissement en position de l'arbre principal par rapport à l'arbre de commande.

Cette précision correspond à 1/20 de tour de l'arbre commandé puisqu'il existe un rapport de démultiplication de 360 entre le moteur et le canon.

2° Les conditions variées dans lesquelles le dispositif est appelé à fonctionner, à savoir : a) l'entraînement d'une arme automatique imposant un couple résistant de 240 Kg/cm, et exigeant un synchronisme permanent, b) l'entraînement d'un matériel plus lourd tirant à la cadence de 20 coups par minute et imposant pendant le tir un couple résistant tel, que l'on doit admettre la rupture du synchronisme pendant le recul de la pièce, avec la nécessité absolue d'un recalage à 1/20 de tour près, en moins de 3 secondes.

3° La nécessité de réaliser une double commande — d'une part la commande en vitesse de l'arbre primaire, et d'autre part l'asservissement en position de l'arbre principal à cet arbre primaire. Ces deux

commandes associées peuvent réagir l'une sur l'autre, ce qui complique le problème de stabilité.

4° La nécessité de protéger complètement et automatiquement le matériel contre les manœuvres intempestives susceptibles d'imprimer à la tourelle des accélérations incompatibles avec la résistance mécanique des organes, et aussi contre l'apparition de couples trop élevés.

Ces exigences multiples conduisent évidemment à une assez grande complication de l'ensemble par introduction de circuits et d'organes supplémentaires mais nous avons réussi à les satisfaire pleinement par des procédés strictement électroniques. Elles expliquent le volume de l'ensemble.

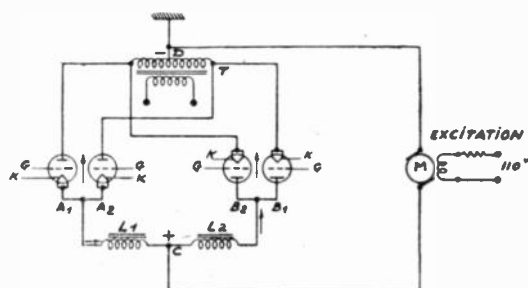


Fig. 1. — Alimentation par thyatron.

2. — Commande en vitesse.

La commande en vitesse de l'arbre primaire (arbre de pointage) a été réalisée suivant un schéma de base classique.

Le moteur utilisé, d'une puissance de 1/2 CV est un moteur à courant continu à excitation séparée, et le réglage de vitesse est obtenu en alimentant

l'induit à travers un groupe de 4 thyratrons capables de fonctionner, soit en redresseurs, soit en inverter.

Ce schéma est montré par la Fig. 1.

A l'état de repos, la tension redressée par le groupe A_1A_2 (2 alternances) est égale et de signe contraire à la tension redressée par le groupe B_1B_2 .

Le réglage des tensions grille permet d'obtenir un déphasage symétrique des instants d'allumage des 2 groupes A et B, ce qui permet de donner à la tension $V_C - V_D$ toutes les valeurs positives ou négatives.

La tension au point C^c étant supposée positive — le courant passe par le groupe A_1A_2 et le moteur tourne dans un sens déterminé.

Si par la commande des grilles on abaisse brusquement la tension $V_C - V_D$, en raison de l'inertie du moteur, la force contre-électromotrice devient supérieure à la tension redressée et il y a inversion du sens du courant qui passe par le groupe B_1B_2 fonctionnant alors en inverter. Il y a freinage énergétique du moteur.

La tension d'erreur nécessaire, pour assurer l'asservissement, et destinée à la commande des grilles des thyratrons, est obtenue par comparaison d'une tension de référence réglable avec la tension d'une génératrice tachymétrique placée en bout de l'arbre du moteur.

Le réglage manuel de la tension de référence effectué par un potentiomètre à couple de manœuvre très réduit permet ainsi de donner au moteur toutes les vitesses possibles entre le maximum (3.000 t/min.) dans un sens et le maximum dans l'autre sens.

Cette commande manuelle peut être remplacée si nécessaire par un organe mécanique simple permettant d'imposer au moteur un cycle de vitesse prédéterminé à l'avance, par exemple un cycle sinusoïdal de vitesse. Nous en verrons l'utilisation pour le contrôle des performances de l'ensemble de la télécommande.

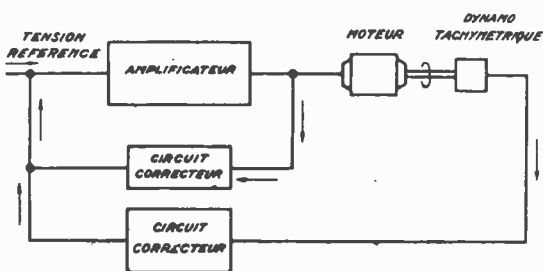


Fig. 2. — Télécommande en vitesse.

L'obtention de la stabilité nécessaire de l'asservissement nous a conduit à ajouter un circuit correcteur prélevant une tension fonction de la tension d'entrée du moteur, et constituant une seconde chaîne de réaction.

Il en résulte que le schéma conventionnel du servo-mécanisme ainsi réalisé est celui que montre la figure 2.

En outre, il a été nécessaire de prévoir un circuit supplémentaire jouant le rôle de limiteur d'accélération.

En effet, la commande manuelle de la vitesse est

effectuée avec un dispositif de manœuvre à couple très réduit, et, dans ces conditions, il serait aisé d'imposer à l'ensemble des accélérations considérables.

Or, l'asservissement en position transmet fidèlement les accélérations de l'arbre de commande à l'arbre commandé.

Le matériel d'artillerie entraîné par cet arbre ne peut, sans risquer de détérioration grave, subir des accélérations trop élevées.

Il a été admis que la limite acceptable se trouvait autour de 40 tours par seconde/seconde.

Pour obvier à cet inconvénient sans imposer aucune restriction aux mouvements de l'opérateur, nous avons intercalé dans la commande en vitesse de l'arbre primaire un circuit limiteur d'accélération.

La limite imposée par ce dispositif est d'ailleurs aisément réglable entre 20 et 100 tours seconde/seconde.

Il en résulte que si le limiteur est réglé à 40 tours seconde/seconde par exemple, une accélération supérieure à cette valeur provoquée par une commande manuelle un peu vive n'est pas transmise à l'arbre qui obéira à l'ordre donné sans dépasser l'accélération maximum permise.

Naturellement ceci provoque dans un tel cas un léger retard de transmission de l'ordre.

Telle que je viens de la décrire, la commande en vitesse remplit parfaitement les conditions désirées.

L'arrêt brusque du moteur se fait sans aucune oscillation. Le couple moteur est pratiquement constant, quelle que soit la vitesse, même au 1/100 de la vitesse normale de 3000 tours/min.

Bien que des efforts particuliers n'aient pas été faits pour obtenir une constance élevée de la vitesse dans le temps, puisque ce facteur n'intervient nullement dans le problème posé, la variation sur un intervalle de temps de plusieurs heures ne dépasse pas $\pm 1,5\%$. Il est certain que l'on pourrait obtenir beaucoup mieux si cela était nécessaire.

Il convient de noter que la commande réalisée serait susceptible d'entraîner avec les mêmes performances un moteur de puissance beaucoup plus élevée que celui qui a été utilisé ici.

Ce fait, qui était voulu, explique le volume de l'ensemble. Pratiquement, la commande conviendrait encore pour un moteur de l'ordre de 2 C.V.

Nous verrons tout à l'heure comment la considération du diagramme de Nyquist nous a permis d'obtenir la stabilité remarquable de cet ensemble.

3. — Asservissement en position.

L'arbre primaire étant ainsi commandé en vitesse, ce qui permet au pointeur de maintenir en permanence le but sur la croisée des fils du réticule de la lunette, il s'agit d'assurer l'asservissement en position du moteur de tourelle à cet arbre primaire.

Les conditions fondamentales résultant des buts exposés par Monsieur l'Ingénieur en Chef Aubry sont les suivantes :

Démarrage pour une vitesse aussi faible que 1/100 de la vitesse maximum.

Synchronisme assuré à moins de 1/20 de tour de l'arbre moteur (1/20 de degré sur la pièce) pour des

vitesse allant jusqu'à 20 tours par seconde et des accélérations de 20 tours par seconde/seconde pour un couple résistant de 75 Kg/cm.

Ce fonctionnement correspond à la période de pointage sans tir de la pièce.

Synchronisation assurée à moins de 1/20 de tour dans les mêmes conditions de vitesse et d'accélération, mais avec un couple résistant de 240 Kg/cm, qui correspond au tir de l'arme automatique.

Pour une surcharge momentanée dépassant ce couple, rupture de synchronisme des 2 arbres, mais le recalage à moins de 1/20 de tour doit être assuré en moins de 3 secondes.

Ce fonctionnement correspond à l'entraînement par le moteur d'un canon de moyen calibre tirant à la cadence de 20 coups par minute.

Le principe mis en œuvre pour obtenir ce résultat est le suivant : le moteur choisi est un moteur à courant continu à excitation séparée, et le courant d'induit est fourni par un groupe de 4 thyristons montés comme nous l'avons vu à propos de la commande en vitesse.

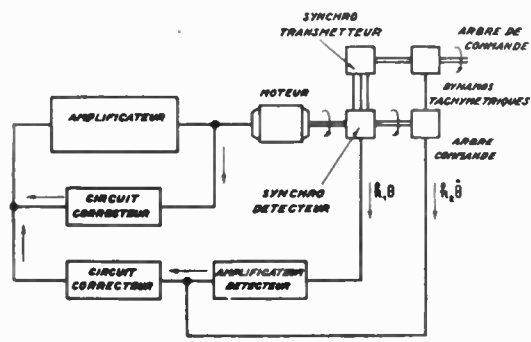


Fig. 3. — Télécommande en position.

Les tensions de grille de ces thyristons, qui règlent leur instant d'allumage dans la période, sont fonction de l'écart angulaire entre les deux arbres qui doivent être synchronisés.

Pour obtenir cette « tension d'erreur » on a monté sur l'arbre de commande une machine synchro-transmettrice et sur l'arbre principal une machine synchro-délectrice.

La tension recueillie aux bornes de cette dernière est proportionnelle à l'écart angulaire α — α_s entre les deux arbres. C'est elle qui convenablement amplifiée et détectée, sert de tension d'erreur et commande les grilles des thyristons.

Mais la précision cherchée étant très élevée, un grand facteur d'amplification était nécessaire dans la chaîne directe et, en conséquence, les conditions de stabilité difficiles à remplir.

Ces conditions étaient sévères puisqu'il était précisé que le moteur à vide, supportant un arrêt brusque (décélération limitée comme il a été dit à 40 tours par seconde/seconde) devait s'immobiliser sans oscillation (on tolérait une demi-période).

Pour obtenir ce résultat il a été nécessaire d'ajouter un terme correctif supplémentaire, fonction de la vitesse.

Ce terme est obtenu en faisant entraîner par l'arbre principal une dynamo tachymétrique, et en comparant la tension de cette dynamo à celle de la machine tachymétrique placée sur l'arbre de com-

mande. La tension d'erreur ainsi obtenue est injectée à nouveau dans la chaîne directe après superposition à la tension d'erreur angulaire.

Enfin, l'obtention de la stabilité a été facilitée par l'introduction d'une seconde chaîne de réaction, analogue à celle dont nous avons parlé pour la commande en vitesse, et comportant un circuit correcteur alimenté en fonction de la tension aux bornes d'entrée du moteur. Le schéma conventionnel de cet asservissement est celui de la fig. 3.

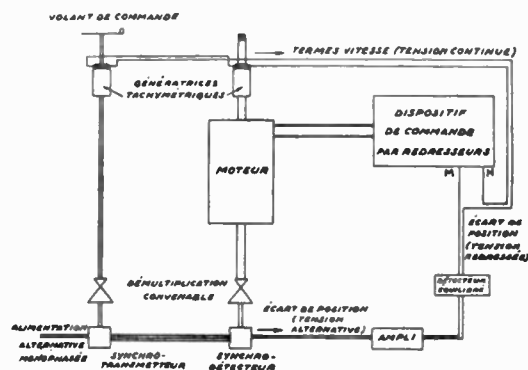


Fig. 4. — Organes de détection d'erreur.

Cependant, nous avons dû compliquer encore ce schéma pour tenir compte des deux conditions différentes de fonctionnement prévues pour le matériel.

En effet, dans le cas où le moteur entraîne une pièce de moyen calibre, le couple résistant sur l'arbre devenant considérable, le synchronisme se trouve rompu, le décalage angulaire entre les deux arbres devenant considérable (plusieurs tours) il est impossible de demander aux circuits des synchro-détecteurs d'assurer à la fois la haute précision dans le cas normal et le recalage dans ce cas limite.

L'utilisation du circuit de dégrossissage joint au circuit de précision, dont Monsieur Aubry a montré

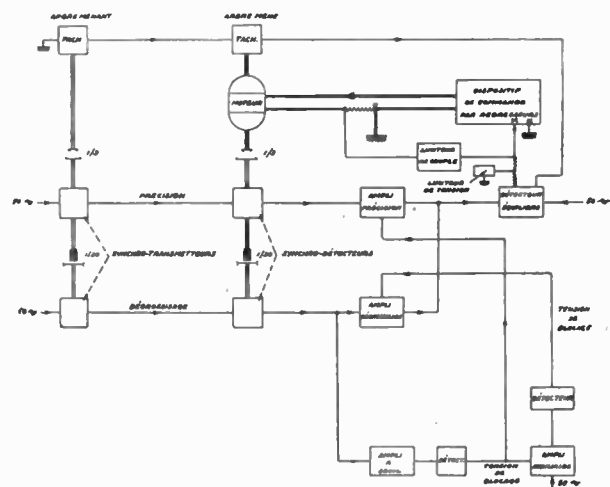


Fig. 5. — Block diagramme général.

la nécessité, permet de remédier à cet inconvénient en choisissant un rapport convenable de démultiplication entre les deux groupes de machines synchro-délectrices.

Sur la fig. 3 un seul de ces groupes a été représenté.

Bien entendu, il était indispensable que la commande de grille des thyristons passe automatiquement

du circuit de précision au circuit de dégrossissage et réciproquement. Ce résultat a été obtenu par l'intermédiaire de systèmes purement électroniques, reposant sur le principe du blocage et du déblocage réciproques d'amplificateurs intercalés dans les deux chaînes.

L'ensemble de ces organes de détection d'erreur est représenté sur la fig. 4.

Enfin, il est indispensable de prévoir le cas où le couple résistant sur l'arbre moteur deviendrait trop élevé, et le mécanisme doit pouvoir supporter ces accroissements exagérés du couple sans détérioration. Nous avons en conséquence introduit dans la commande un circuit limiteur de couple, assurant la rupture complète de l'asservissement lorsque le couple résistant devient trop grand.

Dans ces conditions, le schéma d'ensemble du dispositif est celui de la fig. 5.

Le passage du circuit de précision au circuit de dégrossissage se fait pratiquement lorsque le déca-

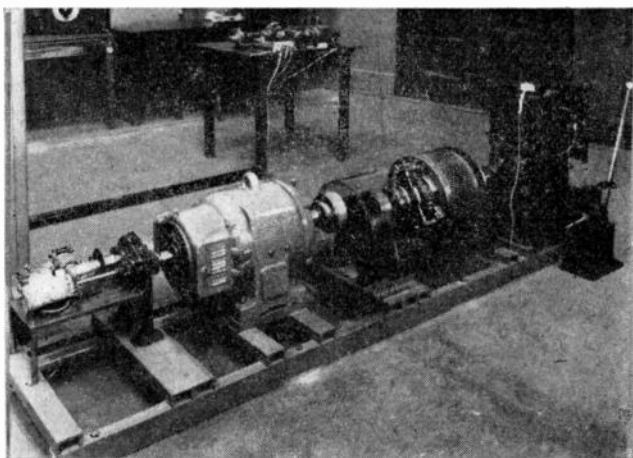


Fig. 6. — Accessoires de mesure

lage angulaire dépasse $3/4$ de tour environ. Le rapport entre les vitesses de rotation des machines de dégrossissage et des machines de précision est de $1/30$, et ces dernières sont entraînées au tiers de la vitesse du moteur. Il en résulte un recalage automatique jusqu'à des décalages angulaires pouvant atteindre 45 tours du moteur, soit 45 degrés mesurés sur l'axe du canon.

Si l'on tient compte uniquement des tensions dues aux machines synchro-déectrices et aux machines tachymétriques, la tension d'erreur résultante est de la forme :

$$E = S(\alpha_e - \alpha_s) + s_1 \frac{d\alpha_e}{dt} - s_2 \frac{d\alpha_s}{dt}$$

L'équation générale du servo-mécanisme est alors une équation du troisième ordre qui peut être intégrée par des méthodes d'approximation qui ont permis un calcul approché des organes. Mais l'introduction des termes correctifs provenant en particulier des selfs et du circuit correcteur supplémentaire élève l'ordre de cette équation qui devient alors pratiquement inintégrable. Il en résulte que la télécommande ayant été réalisée conformément au calcul approché,

on devra intervenir ensuite expérimentalement pour assurer la stabilité parfaite.

Dans ce but, nous nous sommes adressés au critérium de Nyquist.

Toutefois, pour utiliser aisément ce critérium il convenait de disposer d'un procédé expérimental simple, permettant le tracé de la courbe de Nyquist.

M. Villemagne, ingénieur au Laboratoire Central de Télécommunications, qui était chargé de cette étude, a imaginé et mis au point un appareil permet-

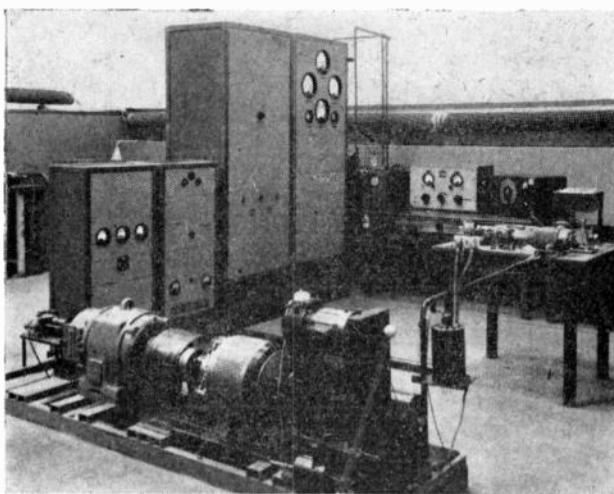


Fig. 7. — Ensemble de la télécommande

tant d'obtenir de façon très rapide le tracé de la portion intéressante des courbes de Nyquist.

Cet appareil repose sur l'idée d'obtenir séparément et simultanément l'abscisse et l'ordonnée de la courbe de Nyquist, c'est-à-dire les quantités $\rho \cos \varphi$ et $\rho \sin \varphi$ en appelant ρ le rapport de transfert de la

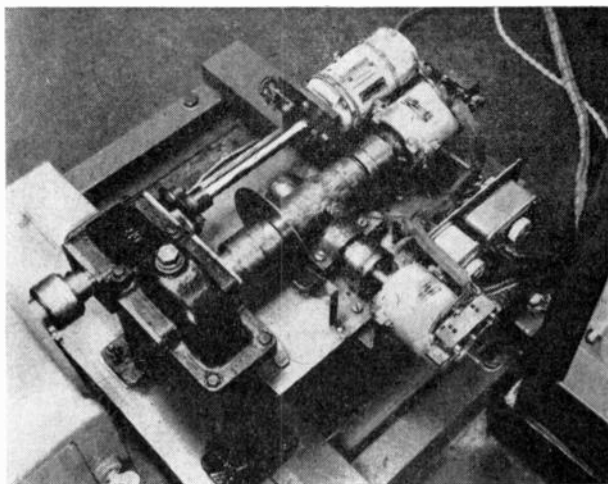


Fig. 8. — Machines synchrodéectrices

boucle ouverte et φ le déphasage introduit par cette boucle.

Dans ces conditions, il devenait possible de tracer très rapidement les courbes de Nyquist, et de modifier le circuit correcteur d'appoint de façon à accroître

la stabilité du système en contrôlant chaque fois le résultat.

Ce mode opératoire nous a permis d'obtenir la précision demandée malgré les exigences sévères de

qui est un frein par disque d'embrayage dont la pression peut être réglée, et muni d'un dispositif destiné à maintenir constant le couple.

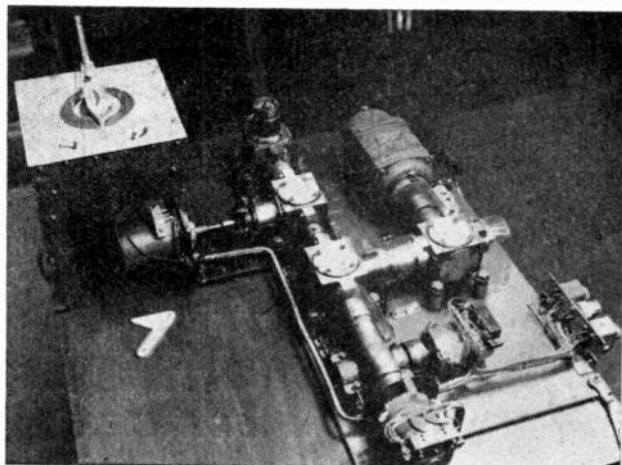


Fig. 9. — Arbre de commande

stabilité, et ceci avec le minimum de tâtonnements possible.

4. — Réalisation pratique du matériel.

L'ensemble de la commande en vitesse et de la commande en position étant ainsi précisé, il était

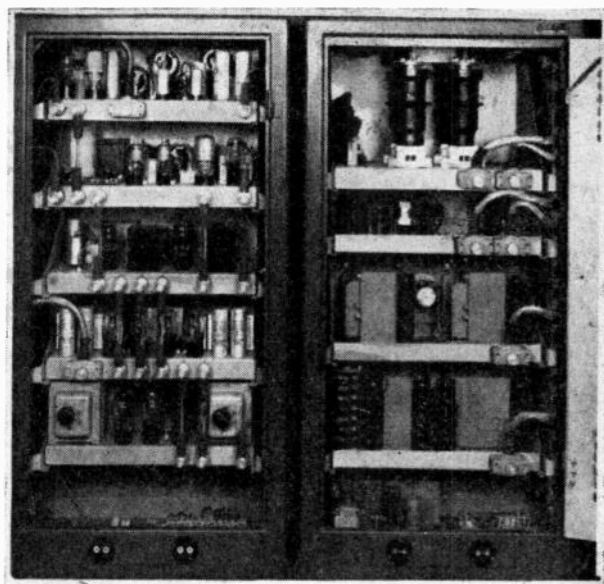


Fig. 11. — Commande en vitesse

Il était nécessaire aussi de pouvoir ajouter à l'action de ce frein une surcharge momentanée repré-

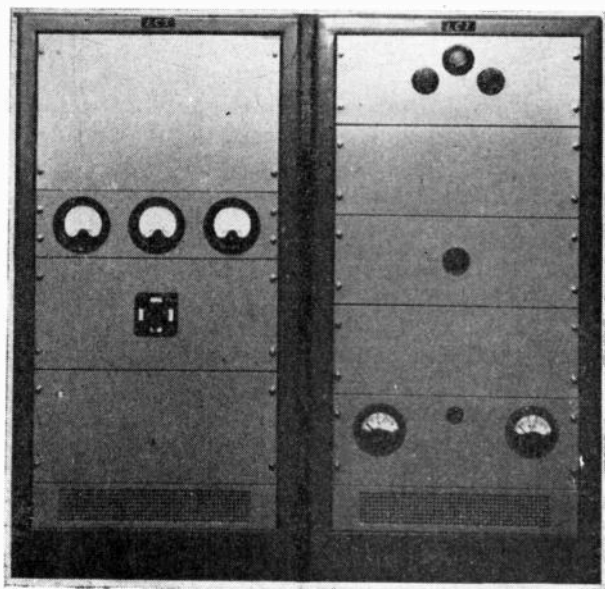


Fig. 10. — Commande en vitesse

nécessaire de prévoir des dispositifs annexes permettant d'en vérifier les performances par comparaison avec les conditions initiales imposées au cahier des charges ; en particulier, il était nécessaire de disposer d'un organe permettant d'exercer sur l'arbre moteur un couple résistant constant et réglable. Nous nous sommes adressés à un frein Schneider

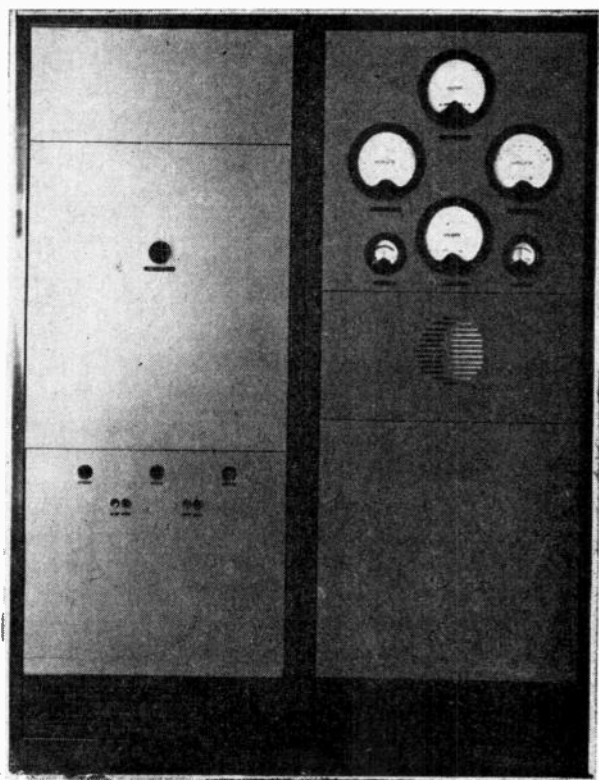


Fig. 12. — Armoires de commande en position

sentant le tir du canon entraîné par l'arbre principal. La fig. 6 montre tous ces accessoires.

La surcharge momentanée est obtenue par une

came dont le profil a été étudié pour reproduire l'effet du tir d'une pièce du calibre désiré. Cette came vient ajouter sur l'axe du frein un effort dont la variation au cours du temps reproduit exactement le cas réel.

L'ensemble de la télécommande est représenté par la fig. 7 sur laquelle on distingue le moteur et ses accessoires, les deux armoires de commande en vitesse de l'arbre primaire, les deux armoires d'asservissement en position des deux arbres, et l'arbre de commande avec son moteur auxiliaire.

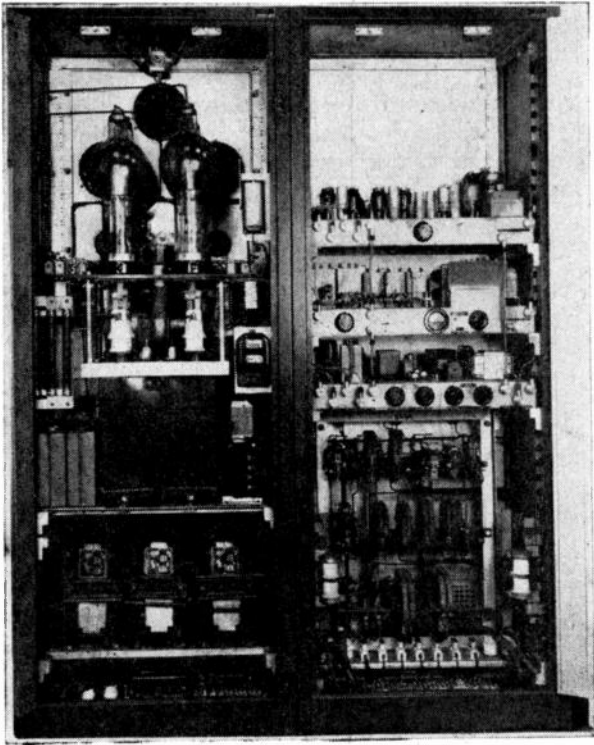


Fig. 13. — Armoires de commande en position

La fig. 8 montre l'ensemble des machines synchro-déectrices et de la machine tachymétrique montées sur l'arbre du moteur principal.

La fig. 9 représente l'arbre de commande (arbre lié à la lunette de pointage), on y distingue la manette de commande grâce à laquelle le pointeur peut maintenir l'image du but sur la croisée des fils du réticule de sa lunette, ainsi que les machines détectrices et tachymétriques liées à cet arbre de commande.

Les fig. 10 et 11 montrent les armoires de la commande en vitesse vues intérieurement et extérieurement : on y distingue en particulier les thyratrons.

Ces tubes ont été spécialement étudiés par le Laboratoire Central de Télécommunications, en vue des applications aux servo-mécanismes. Ce sont des tubes à gaz, de construction entièrement métallique, les avantages de ces tubes étant leur insensibilité aux variations de température ainsi que la possibilité de mise en route rapide.

Les fig. 12 et 13 montrent les armoires d'asservissement en position.

Les thyratrons utilisés pour cette commande sont encore des thyratrons à vapeur de mercure, de modèle relativement ancien, mais le Laboratoire

Central de Télécommunications a étudié une gamme de tubes à gaz et de construction métallique, d'encombrement beaucoup plus réduit que ceux qui sont visibles sur la figure, et qui libéreront cette commande des sujétions relatives à la température.

5. — Résultats obtenus.

Précisons d'abord la marche de cette étude du point de vue chronologique.

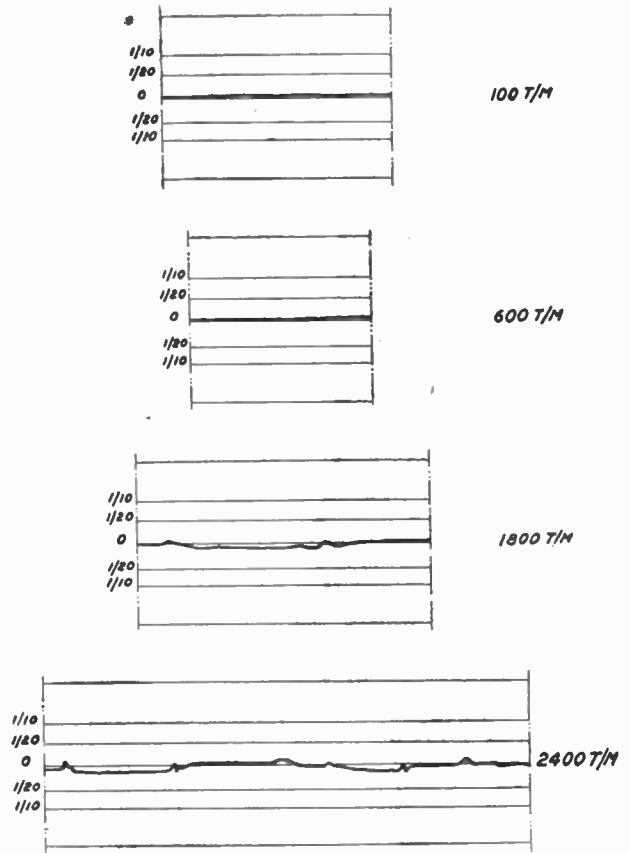


Fig. 14. — Moteur à vide. Vitesse constante.

Les premiers essais ont été effectués au Laboratoire Central de Télécommunications au début de 1939, et avaient pour but de rechercher si la com-

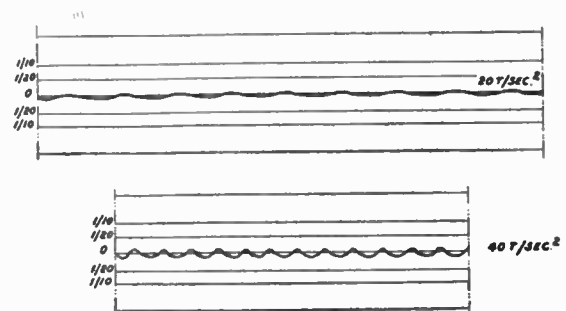


Fig. 15. — Moteur à vide. Vitesse variable-1.200 ± 1.200 T/Min.

mande en vitesse d'un moteur par des procédés électroniques permettrait d'obtenir une solution satisfaisante. Cette première indication était nécessaire avant de prendre la décision d'étudier un asservissement.

vissement en position complet, tel que celui que je viens de décrire. Les premiers résultats furent particulièrement encourageants, et une première réalisa-

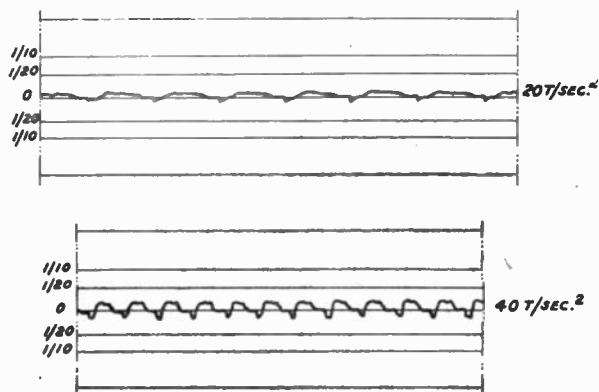


Fig. 16. — Vitesse variable - 1.200 + 1.200 T/Min. $C_0 = 75 \text{ Kg/Cm}$.

tion de commande en vitesse d'un moteur de 8 CV fut décidée.

Le travail fut continué malgré l'occupation, et la

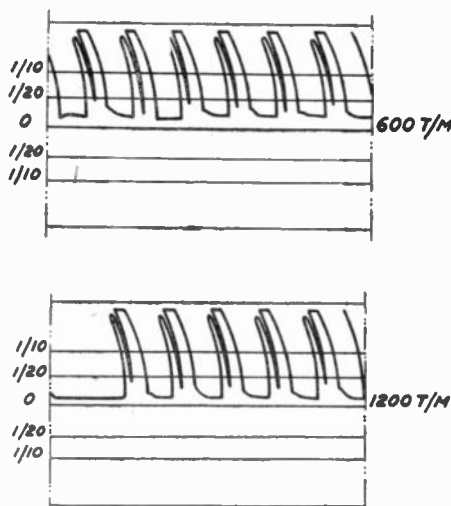


Fig. 17. — Surcharge 20 coups/minute. $C_0 = 150 \text{ Kg/Cm}$.

présentation définitive de la commande en vitesse eut lieu vers la fin de l'année 1945. Les résultats étaient suffisants pour que la décision de réaliser

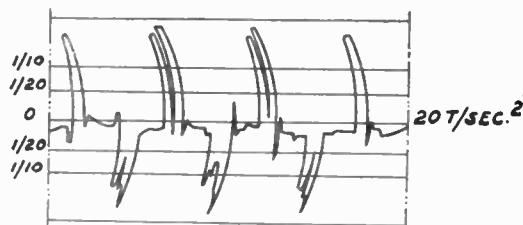


Fig. 18. — Vitesse variable surcharge 20 coups/minute - 1.200 + 1.200 T/Min. $C_0 = 75 \text{ Kg/Cm}$.

une commande en position fût prise, et celle-ci aboutit à un premier résultat en janvier 1947.

A cette époque, les performances obtenues se rapprochaient des exigences du cahier des charges,

mais la précision était encore insuffisante et, d'autre part, la commande en vitesse de l'arbre primaire était effectuée par groupe Ward Léonard. En février 1948,

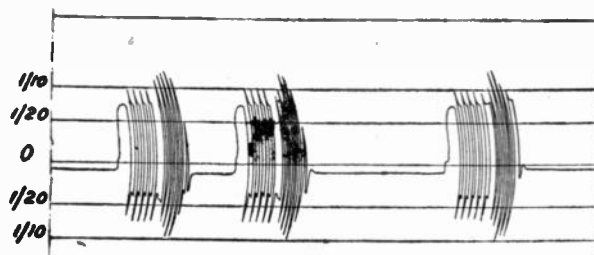


Fig. 19. — Recalage 600 T/Min. $C_0 = 75 \text{ Kg/Cm}$.

la commande en vitesse était réalisée, et l'asservissement en position perfectionné de telle façon que les conditions du cahier des charges se trouvaient toutes remplies, mais sans marge de sécurité.

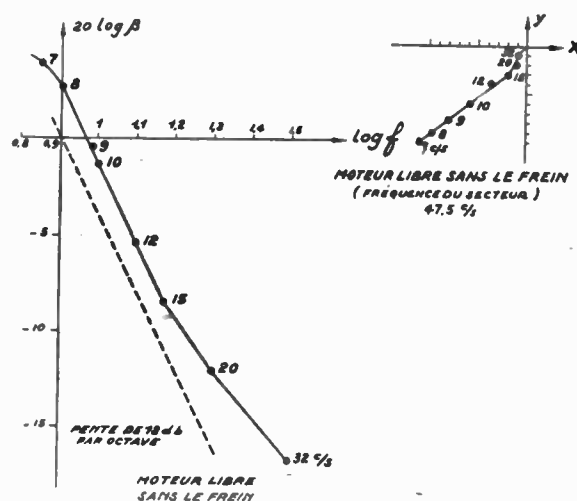


Fig. 20. — Télécommande en position d'un moteur 8 CV. Diagramme de Nyquist.

Enfin, en novembre de la même année, après des perfectionnements qui ont été apportés, notamment sur le dispositif de commande des grilles des thyristors, le matériel a été entièrement réceptionné, et il a été constaté que ses performances atteignent dans plusieurs cas trois fois les valeurs demandées par le cahier des charges initial. Ces performances sont montrées par des enregistrements oscillographiques.

Pour les obtenir il était nécessaire, d'une part, de mesurer et d'enregistrer le décalage angulaire entre les deux arbres. Ce résultat a été obtenu en mesurant la tension de sortie des machines synchro-déectrices, et d'autre part de donner à l'arbre de commande des mouvements de vitesse et d'accélération connues et réglables. Ce dernier point a été réalisé grâce à la commande en vitesse de cet arbre, et à l'emploi d'un potentiomètre faisant varier de façon connue la tension de référence. Nous avons choisi un cycle de variations approximativement sinusoïdales d'amplitude et de période réglables.

La fig. 14 est l'enregistrement du décalage angulaire, le moteur étant à vide et pour diverses vitesses constantes de l'arbre de commande. Sur l'enregistre-

ANALYSES

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

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

T.O. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

021 — Compléments de Mathématiques à l'usage des Ingénieurs de l'Electrotechnique et des Télécommunications.

par André ANGOT, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Professeur à l'Ecole supérieure d'Electricité, Lieutenant Colonel des Transmissions. Préface de M. le Prince L. de BROGLIE.

Il s'agit, dit l'introduction, d'un ouvrage qui a pour but « de présenter sous forme commode et rapidement assimilable les notions fondamentales de mathématiques qu'un ingénieur de formation moyenne doit posséder pour aborder avec fruit les ouvrages et les articles qui traitent des perfectionnements de la science des courants faibles ou forts ».

Au cours des 660 pages de texte les chapitres successifs et indépendants ont pour titre :

- I. — Quantités complexes et applications ;
- II. — Série de Fourier. Intégrale de Fourier ;
- III. — Calcul vectoriel ;
- IV. — Calcul matriciel ;
- V. — Notions élémentaires sur les tenseurs. Coordonnées curvilignes. Applications ;
- VI. — Méthodes d'intégration des équations différentielles ;
- VII. — Notions sur quelques fonctions usuelles (fonctions hyperboliques, fonctions sinus intégral et cosinus intégral, fonction d'erreur, fonction factorielle, fonctions de Bessel, fonctions de Kelvin, fonctions de Legendre) ;
- VIII. — Calcul symbolique ;
- IX. — Calcul des probabilités. Applications.

Les différentes questions traitées, le sont avec beaucoup de clarté. La présentation matérielle est aussi très heureuse ; et tout cela est important dans un ouvrage qui doit constituer un outil rapidement utilisable dès qu'une question de caractère mathématique se pose à l'ingénieur ou au physicien. Il semble bien qu'a été atteint le but que s'était initialement proposé l'auteur que l'on ne peut que féliciter pour l'important travail, dont l'intérêt certain est mis en relief dans la préface de M. L. de BROGLIE.

L'ouvrage, collection technique du C.N.E.T., est édité par la « Revue d'Optique » 165, rue de Sèvres à Paris. Son Prix est de 2.500 frs.

R. R.

T.2. — RAYONNEMENT. PROPAGATION.

212.2. — 212.5. — Progrès des goniomètres automatiques ADCOCK pour la gamme 100/150 Mc/s.

R. F. CLEAVER. *El. Comm.*, décembre 1948, 25, 4, 337/362

Revue très claire des efforts britanniques depuis 1941 pour réaliser des goniomètres automatiques très sûrs et précis en ondes métriques. Les principes de base étaient : emploi de deux paires d'aériens différentiels ADCOCK fixes ; repérage des tensions fournies, en les envoyant dans des « modulateurs différentiels » à deux fréquences différentes (5 à 6 Kc) ; amplification commune des bandes latérales et de l'onde porteuse provenant de l'antenne omni-directionnelle de levée de doute, dans un récepteur unique de type courant, séparation des composantes, et présentation à l'oscilloscope, sous forme d'un trait radial donnant le gisement. Après énoncé des formules justificatives, l'auteur décrit un

premier modèle, puis un second, adopté par l'Amirauté pour ses porte-avions sous l'indicatif FV.5. Dans cet appareil, les antennes sont du type « dipôle replié » (« trombone ») et attaquent, par feeders demi-ondes, des triodes CV53, grille à la masse, placées dans la boîte de jonction étanche ; l'accord est télécommandé. Tout cet ensemble est monté sur un mât articulé (qui peut être rabattu dans les périodes de non-utilisation), et relié, par câbles, au meuble contenant le récepteur, l'oscillographe, les organes de réglage et de vérification. L'exploration du champ se fait périodiquement, à trois vitesses différentes dont la plus élevée est 135 par seconde. Les vérifications et corrections permettent d'obtenir sans difficulté une erreur instrumentale probable inférieure à 1,5° ; la limite de sensibilité est de 7 microvolts par mètre. De nombreuses comparaisons avec des goniomètres manuels ont montré la supériorité du système (encore que dans certaines séries d'essais, l'avantage puisse rester à l'appareil manuel, servi par un excellent opérateur).

Enfin, une nouvelle version du dispositif (P.V.1 A) est destinée aux aérodromes : les indications pourront être transmises à 1 mille de distance — et même éventuellement 20 milles, superposées à celles d'un Radar, et les réglages pourront être télécommandés. L'incorporation est prévue au système de guidage CON-DAR.

P. D.

240. — Observations ionosphériques au SPITZBERG pendant la guerre en 1942/43.

A. B. WHATMAN, *Proc. Phys. Soc.*, 1^{er} mai 1949, 62, 5, 307/320

L'Amirauté britannique a entrepris des sondages ionosphériques réguliers au Spitzberg, (latitude 78° N.) d'octobre 1942 à juin 1943.

L'équipement automatique spécial explorait la bande 2,2 — 16 Mc. en 10 secondes seulement, ce qui permettait de détecter les fluctuations rapides d'ionisation.

Les résultats, présentés par une série de graphiques avec photographies caractéristiques, révèlent de nombreux imprévus. A la couche E « normale » s'ajoute presque régulièrement une couche E : « anormale », et de plus une couche E₂ (normale et anormale) à une altitude d'environ 150 km. Ces couches ne sont pas sensibles à l'activité magnétique.

La couche normale F₁ suit l'angle zénithal du soleil. La couche F₂ subit, en octobre et en mars, des variations diurnes considérables ; les échos s'y affaiblissent ou disparaissent entièrement aux orages magnétiques. Enfin des « pointes polaires » (« polar spurs ») se manifestent sous forme de couches ionisées minces se détachant de la couche F, à hauteur constante et sans fréquence critique nette.

P. D.

240. — 253. — Echos sur la lune et pénétration de l'ionosphère.

F. J. KERR, C. A. SHAIN, C. S. HIGGINS, *Nature*, 26, février 1949, 163, 4139, p. 310/312.

Pour effectuer des sondages radio-électriques sur la Lune, les auteurs ont profité des moments où elle se trouve passer dans le faisceau de deux émetteurs à ondes courtes de la Radiodiffusion Australienne : VLC9, 17, 84 Mc/s et VLB.5, 21, 54 Mc/s. Ces émetteurs étaient alors manipulés en impulsions de 0,25 à 2,2 secondes, synchronisées toutes les 6 secondes. La réception se faisait sur aérien losange à distance relativement grande (380 milles).

Sur quinze séries d'expériences, treize ont donné des résultats



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

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

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

GIORGIO



R. L. Dupuy

Département

radio et télévision

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

Catalogue et tarif
sur demande à :

M. C. B. ET VÉRITABLE ALTER

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

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

Autres Fabrications

Condensateurs Mica de puissance au sécherou
Potentiomètres de précision
Résistances et Transformateurs industriels
Régulateurs automatiques de tension "Réguvoil"

PIONNIER DE LA
TÉLÉVISION
DEPUIS
1929

LA RADIO-INDUSTRIE
est toujours au premier rang

DE LA
**TECHNIQUE
INTERNATIONALE**

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

PUBL. RAPY

positifs. Les échos reçus étaient affectés de variations rapides (« fading ») dont l'origine est inconnue, mais semble ionosphérique ; le maximum de leur amplitude était de l'ordre de celui calculé sans absorption dans le trajet, le minimum inférieur d'environ 20 dB. La fréquence de l'écho était altérée par l'effet Doppler correspondant à la rotation de la Terre et à la vitesse radiale à la Lune.

Un fait remarquable est que ces échos n'apparaissent que pour une hauteur de la Lune au-dessus de l'horizon, nettement supérieure aux prévisions (phénomène qui ne se produit pas, au contraire, pour les parasites en provenance du Soleil). Aucune explication n'est proposée. Il est évident que l'on dispose ainsi d'un moyen nouveau et intéressant d'étudier l'absorption ionosphérique.

P. D.

T.3. — PRODUCTION DES OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES.

331.1. — L'amplitude des oscillations dans les générateurs simples à lampes.

A. S. GLADWIN, *Wir. Eng.*, mai, juin 1949, 26, 308/309, p. 159 170 et 201/209.

Le problème traité est l'amplitude atteinte par les oscillations entretenues dans un générateur à triode ou pentode, comportant couplage de réaction grille-plaque et condensateur-shunté pour la polarisation de grille (mais sans considérer le rendement ni la puissance dissipée ; il s'agit donc, par exemple, d'un oscilateur local d'hétérodyne).

Les hypothèses de base sont la croissance linéaire du courant grille avec la tension grille, à partir d'un certain seuil ; et la croissance parabolique (puissance $3/2$) du courant de plaque. L'auteur calcule successivement les tensions et les courants en fonction du « quadripôle de couplage », et, par le moyen de trois graphiques traduisant certains paramètres, il arrive à trouver l'amplitude d'équilibre (si elle existe). Ce calcul est alourdi par l'introduction d'harmoniques et de déphasages, dont il est finalement montré que le rôle est négligeable. Un exemple et une bonne vérification expérimentale terminent l'exposé.

Dans une seconde partie, l'auteur discute le cas où il n'existe pas d'équilibre : les oscillations se trouvent alors auto-modulées à basse fréquence, et l'on peut appliquer les conditions habituelles (p. ex. critérium de Nyquist) à l'entretien de cette modulation, la haute fréquence n'intervenant plus que comme une sorte de « porteuse » intermédiaire.

Il peut enfin arriver que l'équilibre s'établisse à une position différente de celle où l'accrochage s'est produit ; on a alors un « retard » ou « hystérésis » à l'accrochage et au décrochage, l'auteur en calcule de nouveau les conditions. Des exemples numériques sont encore donnés.

P. D.

T.4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

402. — Appareil à lecture directe pour la mesure du facteur de bruit et l'essai des cristaux mélangeurs.

L. A. G. DRESEL, L. A. MOXON, E. E. SCHNEIDER, *J. Sc. Instr.* septembre 1948, 25, 9, 295/298.

Le principe de la mesure est connu : on injecte à l'entrée d'un récepteur (genre Radar) un bruit faible étalonné, et on mesure à la sortie la variation de niveau. Mais cette opération exige

une manœuvre délicate : les auteurs ont construit un appareil qui la rend automatique ; le générateur de bruit comporte une diode stabilisée, et commutée électriquement 50 fois par seconde ; le récepteur comporte un klystron stabilisé et un régulateur de gain maintenant constant le niveau de crête à la sortie. Le cristal mélangeur peut être changé rapidement par un mécanisme analogue à celui d'un fusil. Grâce à quoi, on essaye jusqu'à 120 cristaux à l'heure.

P. D.

420. — Brouillage impulsif dans les récepteurs à modulation d'amplitude.

L'article étudie l'effet des « percussions brusques » sur les récepteurs et le rôle des dispositifs limiteurs.

Un récepteur peut être considéré comme formé de deux parties : l'une H.F. et M.F. de largeur de bande B_1 ; l'autre, basse fréquence, formant passe-bas de frontière B_2 . Entre les deux se trouve ordinairement un détecteur que l'on peut supposer linéaire ; parfois on y intercale aussi un « limiteur », ou un ensemble « différentiateur-limiteur-intégrateur », ou enfin un « limiteur retardé » arrêtant tout pendant un temps T .

Sur ce récepteur, on fait agir une perturbation $F(t)$ brève (« percussion ») c-à-d courte par rapport à $1/B_1$, et on étudie théoriquement le rapport signal/perturbation à la sortie.

Un premier groupe de conclusions est atteint quand le récepteur ne comporte pas de limiteur décomposant la perturbation en intégrale de FOURIER, examinant son effet sur les « filtres » équivalents, on trouve ;

— que la perturbation $F_1(t)$ à la sortie du premier (partie H. F.) présente une forme qui dépend des caractéristiques amplitude et phase du filtre, mais dont l'amplitude est proportionnelle à B_1 et la durée à $1/B_1$;

— que la perturbation $F_2(t)$ à la sortie du 2^e filtre, c-à-d du récepteur, est pareillement donnée en fonction de B_2 ; (la largeur B_1 n'ayant donc plus aucune importance sur le résultat global).

Les conclusions changent si l'on interpose entre les deux parties un limiteur qui rabote l'amplitude à celle du signal : quelle que soit l'amplitude de la percussion, le rapport signal/perturbation à la sortie a toujours la valeur de « seuil » B_1/B_2 ; il est donc avantageux d'élargir la bande passante H.F. + M.F.

Si, au lieu d'un simple limiteur d'amplitude, on dispose un ensemble « dérivateur + limiteur + intégrateur », c'est-à-dire si on limite la dérivée $F_1(t)$ de façon analogue, le seuil signal, perturbation est porté à $k \cdot \left(\frac{B_1}{B_2}\right)^2$ k étant un coefficient qui dépend des systèmes sélectifs utilisés, mais que l'auteur, après longue discussion théorique et vérification expérimentale, croit pouvoir fixer entre 0,45 et 0,9. La « dérivation » augmente donc le bénéfice d'une large bande H.F. + M.F.

Cet avantage pourrait être accru par des dérivations successives — du moins en théorie.

Des résultats analogues sont obtenus avec le limiteur « retardé » de Murphy.

Des relevés expérimentaux, traduits par un graphique, confirment ces développements.

Pour terminer l'auteur compare avec les modulations d'impulsions (qui peuvent être plus avantageuses avec des bruits faibles), et de fréquence (peut-être préférable si le niveau de bruit est très variable) ; mais la modulation d'amplitude reste supérieure pour des niveaux élevés de perturbations.

P. D.

VIENT DE PARAÎTRE...

LOUIS BOË, ing. des Mines

DIPÔLES ET QUADRIPÔLES

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

Un ouvrage de 148 pages — 15 cm X 24 cm

PRIX : 1.050 (Broché) — 1.160 (Relié)

VIENT DE PARAÎTRE...

P. HEMARDINQUER

Ingénieur-Conseil

LES MICROPHONES

TECHNIQUE — PRATIQUE — APPLICATIONS

- | | |
|--|---|
| I. — Les origines. | VI. — Les microphones dynamiques. |
| II. — Fonctionnement acoustique des microphones. | VII. — Les microphones spéciaux. |
| III. — Le microphone à charbon. | VIII. — Microphones laryngiens. |
| IV. — Le microphone électrostatique. | IX. — Etude des microphones. |
| V. — Le microphone piézo-électrique. | X. — Montage et adaptation des microphones. |
| | XI. — Choix et emplois des microphones. |

Un ouvrage de 208 pages 13,5 × 21 cm. . . . PRIX : 450 francs. — Port, s'il y a lieu, 60 francs.

En vente aux ÉDITIONS Étienne CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS (6^e)

ment on a reporté les deux limites correspondant à $1/20$ et $1/10$ de tour. On voit que le frémissement du moteur autour de sa position de réglage reste très faible, même au maximum de vitesse.

La fig. 15 correspond au cas où l'arbre de commande subit un cycle de vitesse sinusoïdal d'amplitude 1.200 t/min. et pour deux valeurs différentes d'accélération.

La fig. 16 est obtenue dans les mêmes conditions, mais le moteur subissant cette fois le couple résistant normal de 75 Kg/cm.

On voit que pour une accélération de 40 t/sec.², double de celle prévue au cahier des charges, le décalage angulaire reste très inférieur au $1/20$ de tour.

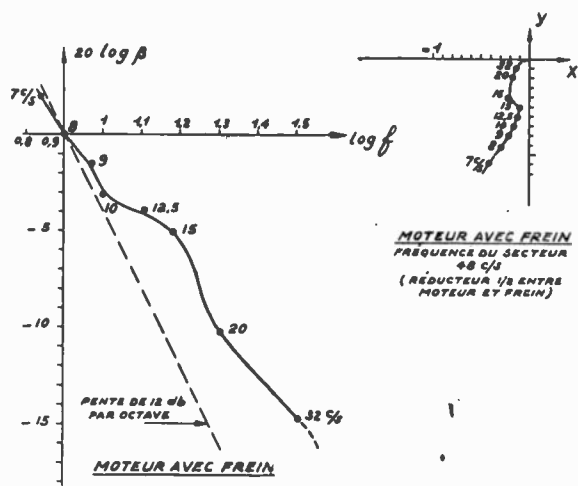


Fig. 21. — Télécommande en position d'un moteur 8 CV. Diagramme de Nyquist.

La fig. 17 est l'enregistrement correspondant au tir à la cadence de 20 coups par minute. La surcharge dépasse largement 240 Kg/cm, le synchronisme est rompu, mais on constate que le recalage a toujours lieu bien avant le coup suivant. On a opéré ici à vitesse constante (600, puis 1200 tours/min.) et le couple initial auquel s'ajoute la surcharge est de 150 Kg/cm.

La fig. 18 correspond au cas où le tir à 20 coups par minute est associé à une vitesse variable (roulis fictif) avec une accélération de 20 tours/sec.² et un couple constant initial de 75 Kg/cm.

La fig. 19 correspond à la manœuvre suivante : un frein à main ajouté à l'extrémité du frein Schneider permet d'imposer une surcharge prolongée qui provoque un décalage important des deux arbres.

Au moment où la surcharge disparaît le moteur prend une survitesse et revient au synchronisme.

Sur la figure on voit une série de trois opérations analogues. Pour chacune d'elles les crochets successifs espacés correspondent au décalage, un aller et retour complet correspond à un décalage de 3 tours entiers entre les deux arbres. La partie plus serrée des enregistrements correspond au recalage qui s'effectue chaque fois en moins de 3 secondes.

Les deux premiers enregistrements correspondent à un décalage total de 12 tours et le troisième à 15 tours environ.

Le cahier des charges précisait que pour un décalage de 10 tours le synchronisme devait être retrouvé en 3 secondes au maximum.

Ici encore les performances de l'appareil réalisé dépassent largement ces exigences.

La fig. 20 montre le diagramme de Nyquist de l'asservissement en position tracé en haut à droite par le procédé décrit plus haut et à gauche transformé en $\text{Log } \beta$ (Logarithme du rapport de transfert) en fonction du logarithme de la fréquence. En pointillé se trouve la droite correspondant à la pente de 12 db par octave.

On voit que la marge de stabilité est grande. Le diagramme est tracé entre 7 cycles/sec. et 32 cycles/sec, ce qui montre quelle est la bande passante du dispositif.

Cet enregistrement est obtenu le moteur étant à vide. La fig. 21 montre la transformation subie par le diagramme lorsque le moteur est accouplé avec le frein qui ajoute son inertie à celle de l'induit du moteur.

Il est inutile de préciser que la stabilité doit être étudiée dans un grand nombre de circonstances variées, ce qui entraîne le tracé d'un grand nombre de diagrammes.

5. — Conclusion.

L'emploi des méthodes de calcul décrites par Monsieur Lehmann, jointes au procédé expérimental des tracés de diagrammes de Nyquist, nous a permis de réaliser une télécommande d'artillerie de grande précision et de stabilité absolue. Comme on a pu le voir, la précision atteinte dépasse largement celle qui était exigée à l'origine.

J'ajouterai que ce matériel d'essai, destiné à l'étude d'un principe, est en fonctionnement au Laboratoire depuis un grand nombre d'heures, et qu'il s'est révélé d'une souplesse et d'une sécurité absolues.

LES COMPTEURS ÉLECTRONIQUES D'IMPULSIONS⁽¹⁾

PAR

P. NASLIN,

Ingénieur Militaire de l'Armement,

ET

A. PEUTEMAN,

Ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers.

DEUXIÈME PARTIE

PRÉSENTATION D'UN CHRONOMÈTRE A COMPTEUR ÉLECTRONIQUE

PAR

A. PEUTEMAN

Dans la première partie du présent exposé (*), M. Naslin a étudié les divers types d'échelles électroniques de comptage. Nous nous proposons dans cette seconde partie d'illustrer l'application de ces principes à la constitution d'un chronographe à compteur électronique construit en deux exemplaires par la Section d'Electromécanique du Laboratoire Central de l'Armement.

Ces deux appareils ayant été construits il y a plus de 8 mois, leurs compteurs électroniques sont constitués par des tubes électroniques classiques (6N7, T 100). Il n'est pas douteux que l'emploi de tubes miniatures, tel que la double-triode ECC 40, permettra de réduire sensiblement leur encombrement. De même, il faut voir dans l'emploi combiné de décades à thyratrons et d'étages binaires le souci d'arriver rapidement à une solution satisfaisante avec le matériel existant à cette époque.

Principe du chronomètre à compteur électronique.

Un chronomètre à compteur électronique comporte en principe (fig.1) :

- 1° Un oscillateur *O*, stabilisé, de période *T*.
- 2° Un compteur électronique *C*, qui peut être suivi d'un compteur mécanique.

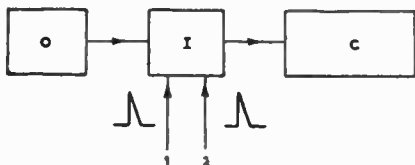


Fig. 1. — Principe du chronomètre à compteur électronique

3° Un interrupteur électronique *I*, qui relie, lorsqu'il est fermé, l'oscillateur au compteur électronique.

Avant la mesure, l'interrupteur électronique est levé, le compteur électronique et, éventuellement, le compteur mécanique, sont remis au zéro.

Très souvent, il est possible de définir l'intervalle de temps à mesurer (*t*) par deux signaux électriques dont le « temps de montée » est court devant *T*.

L'impulsion 1 marquant l'origine de l'intervalle de temps *t* ferme l'interrupteur électronique ; l'oscillateur est mis en relation avec le compteur électronique, qui commence à compter les oscillations que lui délivre l'oscillateur. L'impulsion 2, également appliquée à l'interrupteur électronique, l'ouvre à nouveau ; la liaison entre l'oscillateur et le compteur étant supprimée, ce dernier s'arrête de fonctionner.

Si *N* est le nombre d'impulsions lu au compteur, l'intervalle de temps *t* a pour valeur :

$$t = NT$$

Incertitude systématique du procédé.

Ce procédé de mesure de *t* fait appel au décompte d'un nombre entier d'oscillations ; il est discontinu, et par suite, toute erreur accidentelle d'interpolation disparaît. Quant à l'incertitude introduite par le procédé lui-même, elle est de $\pm T$; on peut en effet commettre une erreur de *T* par excès au début du temps à mesurer et de *T* par défaut à la fin du temps à mesurer.

Constitution du compteur.

Le compteur proprement dit est constitué des parties suivantes :

1° Compteur binaire, qui comporte six bascules à attaque symétrique, de coefficients :

$$1, 2, 2^2, 2^3 = 32$$

Ces bascules sont équipées de double triodes, type 6N7. La capacité du compteur binaire est :

$$C_1 = 2^6 = 64$$

2° Compteur à décades, composé de deux décades à thyratrons, type T 100, de capacité

$$C_2 = 10^2 = 100$$

3° Compteur mécanique à six rouleaux, de capacité :

$$C_3 = 10^6$$

(*) Voir l'Onde Electrique, juin 1949 (n° 267).

La capacité -temps de l'ensemble est, pour $T = 10^{-5}$ seconde

$$C = C_1 \times C_2 \times C_3 \times T = 64.000 \text{ secondes.} \\ = 17 \text{ heures } 46 \text{ m. } 40 \text{ s.}$$

Le pouvoir de résolution du compteur a pour valeur :

$$T = 10^{-5} \text{ seconde}$$

Cependant, il faut distinguer deux cas ; lors de la mesure d'un temps court, l'incertitude totale n'est autre que celle due au procédé lui-même, 10^{-5} seconde : lorsque le temps mesuré est plus long, l'incertitude sur la fréquence du quartz de l'oscillateur commence à intervenir : en supposant la fréquence du quartz connue et conservée à 5×10^{-5} près, l'incertitude due à l'imprécision du quartz est égale au pouvoir de résolution du compteur pour un temps $t = 0,2$ seconde.

Dans ce qui suit, nous examinerons successivement la mise en forme des oscillations provenant de l'oscillateur à 100 khz, l'interrupteur électronique, le compteur binaire, une décade à thyratrons et le compteur mécanique.

Nous décrivons ensuite les expériences qui ont été effectuées à l'occasion de la présentation du chronomètre.

Mise en forme des oscillations :

Les oscillations sinusoïdales provenant de l'oscillateur à 100 khz sont impropres au fonctionnement, à fréquence élevée, des bascules à triodes du compteur binaire. Il y a lieu de transformer ces oscillations en impulsions de courte durée et de même fréquence.

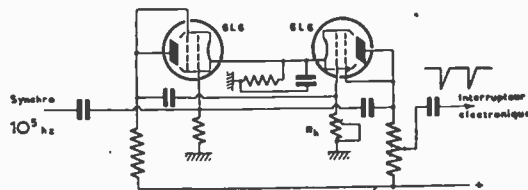


Fig. 2. — Mise en forme des impulsions

Pour cela, on a utilisé un multivibrateur dissymétrique à penthodes de puissance à faible charge (fig. 2), montées en triodes ; les résistances en circuit étant faibles, les capacités internes n'ont qu'une faible action. Le multivibrateur est synchronisé par l'oscillateur ; la tension de synchronisation est injectée sur la grille d'un des tubes ; ces derniers comportant une faible charge grille, il est nécessaire de pouvoir disposer d'une certaine puissance de synchronisation : c'est pourquoi une lampe de couplage a été intercalée entre l'oscillateur et le multivibrateur.

Le rhéostat Rh permet d'ajuster la fréquence propre du multivibrateur à 10 % au dessous de la fréquence de l'oscillateur. Ce montage simple fournit des impulsions négatives d'une centaine de volts, dont la durée est de l'ordre de 2 microsecondes, ce qui convient bien au fonctionnement d'une bascule à 10^6 hz.

Interrupteur électronique.

Les principales qualités qu'on exige d'un interrupteur électronique sont les suivantes :

a) s'ouvrir (ou se fermer), en un temps très inférieur à la période de l'oscillateur (de l'ordre de $\frac{T}{10}$ par exemple).

b) Ne pas provoquer, de par son fonctionnement, d'impulsions intempestives qui seraient enregistrées par le compteur.

c) Ne pas risquer de se fermer à nouveau, après l'arrivée de la seconde impulsion de déclenchement, sous l'influence de perturbations parasites.

Le principe de l'interrupteur électronique est donné par la figure 3 : une lampe multigrille L_1 (type penthode 6 J 7) reçoit sur sa grille de commande, en permanence, les signaux négatifs de la

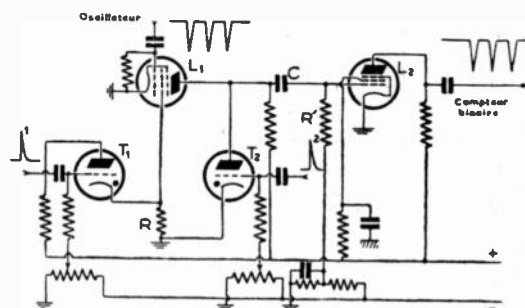


Fig. 3. — Principe de l'interrupteur électronique

base de temps, à amplitude constante. Deux thyratrons T_1 et T_2 reçoivent, le premier l'impulsion positive origine du temps à mesurer, le deuxième l'impulsion positive marquant la fin du temps à mesurer. Quand le thyatron T_1 s'amorce, son courant anodique parcourt la résistance R insérée dans son circuit cathodique ; l'écran du tube L_1 étant connecté à la cathode du thyatron T_1 , est alors porté à un potentiel positif ; le tube L_1 possède de ce fait un certain gain (de quelques unités), et une tension à la fréquence de la base de temps apparaît sur son anode.

Quand le thyatron T_2 s'amorce, il met au potentiel de la masse l'anode du tube L_1 . Les oscillations sur l'anode de L_1 disparaissent.

Ces oscillations étant positives, il est nécessaire de les déphaser au moyen d'une penthode L_2 (présentant aussi un gain de quelques unités), le compteur binaire n'étant sensible qu'à des impulsions négatives.

On pourrait penser à attaquer le tube L_1 à l'aide d'impulsions positives, ce qui éviterait l'emploi d'un tube déphaseur L_2 ; ceci ne peut se faire pour la raison suivante :

Il est absolument nécessaire que les tensions perturbatrices amenées par l'amorçage des thyratrons ne se présentent pas à l'entrée du compteur comme des impulsions négatives auxquelles celui-ci est sensible. Or, quand T_1 ou T_2 s'amorce, il en résulte sur l'anode de L_1 des abaissements de potentiel qui sont sans effet sur la grille de L_2 , celle-ci étant polarisée très négativement.

D'autre part, si L_2 n'existait pas, le tube L_1 de-

vrait être doué d'un gain sensiblement plus élevé (de l'ordre de 40), c'est-à-dire être fortement chargé ; à ce moment, le thyatron T_2 ne jouerait plus suffisamment son rôle de court-circuit, et le compteur continuerait à fonctionner, d'une façon erratique, après l'arrivée de l'impulsion marquant la fin du temps à mesurer.

Le tube L_2 amplifierait évidemment la résiduelle de haute fréquence que laisse subsister T_2 , interrupteur imparfait, mais on peut faire travailler L_2 avec une polarisation telle que sa grille soit au-delà du point d'annulation du courant plaque (fig. 4) ; le gain de L_2 est ainsi nul pour la résiduelle H.F.

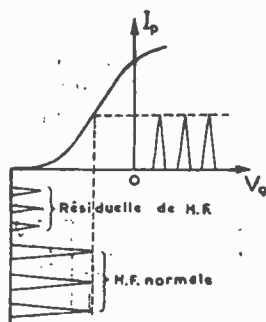


Fig. 4. — Fonctionnement du tube L_2

Une difficulté réside dans le choix de la constante de temps $C R'$ de la liaison entre L_1 et L_2 : sa valeur doit être assez faible pour que l'abaissement de potentiel anodique de L_1 à l'amorçage de T_1 soit devenu négligeable en un temps court devant la période de la base de temps, sous peine de perdre les premières impulsions de cette dernière.

Il a été prévu, d'autre part, une préamplification des signaux de commande de l'interrupteur électronique, au moyen de deux penthodes 6J7 non représentées sur la figure 3.

Les signaux de déclenchement nécessaires au bon fonctionnement doivent être négatifs, de montée courte devant 10^{-5} seconde et d'amplitude supérieure à 2 volts.

Compteur binaire.

Le compteur binaire se compose, comme il a été dit, de six doubles triodes 6 N 7 (fig. 5) ; chaque double triode est montée en bascule.

Rappelons pour mémoire que chaque bascule possède deux états électriques stables ; dans l'un de ces états, une des sections de la triode double (par exemple, la section de gauche) est conductrice, tandis que la section de droite est bloquée (non conductrice) ; dans l'autre état, c'est au contraire la section gauche qui est bloquée et la section droite conductrice. On peut passer de l'un à l'autre de ces états au moyen d'une impulsion appliquée à l'ensemble des deux grilles. On remarquera la présence des condensateurs C_1 en parallèle sur les résistances R_1 , afin d'offrir un chemin de faible impédance à l'impulsion positive qui apparaît sur l'anode de la section de la triode qui était précédemment conduc-

trice, et qui est bloquée par l'impulsion de commande.

L'indication du compte s'effectue au moyen de voyants au néon N connectés entre les anodes des sections de droite et la masse.

La remise à zéro s'effectue en intercalant tempo-

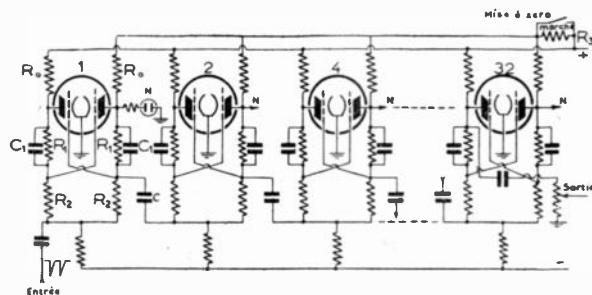


Fig. 5. — Schéma de principe du compteur binaire

rairement, en série dans les circuits anodiques des sections à rendre conductrices, une résistance R_3 .

Les sections à rendre conductrices sont celles dont l'anode est connectée à un voyant au néon.

L'action de la résistance R_3 s'explique simplement pour une seule bascule (fig. 6) : (γ) est la courbe du dipôle actif que constitue une bascule, en considérant comme bornes d'entrée de ce dipôle la masse et l'anode de l'une des triodes de la bascule. On sait que, si R_0 est la résistance de charge anodique normale, les deux états stables sont caractérisés par les coordonnées des points A et B de rencontre de (γ) avec la droite (Δ) de charge, d'équation :

$$E = V_p + R_0 I_p$$

Le point C est un point instable. Lorsqu'on introduit la résistance R_3 dans le circuit anodique

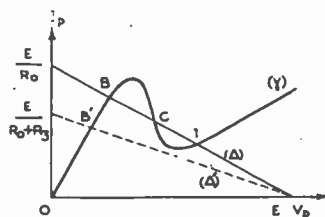


Fig. 6. — Remise à zéro d'une bascule

d'une des triodes, la droite (Δ) pivote autour de E , et vient en (Δ') ; le point A disparaît pour la triode bloquée, qui devient nécessairement conductrice, tandis que l'autre triode de la bascule se bloque.

On peut coupler deux bascules, par capacité, de plusieurs façons : entre anode et point de retour des grilles de la bascule suivante, ou entre grille et point de retour des grilles de la bascule suivante. La première solution présente l'inconvénient de nécessiter un ajustement précis de la capacité de couplage, du fait que la sortie de la première bascule s'effectue sur impédance élevée. La seconde solution ne présente pas cet inconvénient, la capacité ne risquant pas, même pour des valeurs égales à plusieurs fois la capacité minima de couplage, de perturber le fonctionnement de la première des deux bascules.

Il est possible de déterminer une valeur de C telle qu'elle puisse être prise toujours la même tout au long du compteur binaire : en effet, quelle que soit la fréquence de fonctionnement des bascules, la raideur des fronts d'onde sur les grilles reste sensiblement la même.

Les tensions anodiques des sections de droite (celles connectées aux voyants N), sont représentées sur la figure 7, pour les quatre premières bascules.

Décade à thyratrons.

Le fonctionnement d'une décade à thyratrons est basé sur le fait que des thyratrons à faible cou-

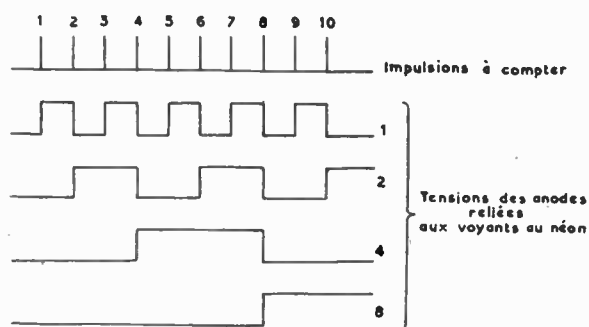


Fig. 7. — Fonctionnement des quatre premières bascules

rant d'anode peuvent être désamorçés au moyen d'impulsions négatives d'amplitude suffisante appliquées à leurs grilles. Pour un thyatron type $T 100$, une tension négative d'une centaine de volts appliquée à la grille dans les conditions qui vont être définies suffisent au désamorçage.

Le schéma d'une décade à thyratrons est donné sur la figure 8 ; les impulsions à compter parvien-

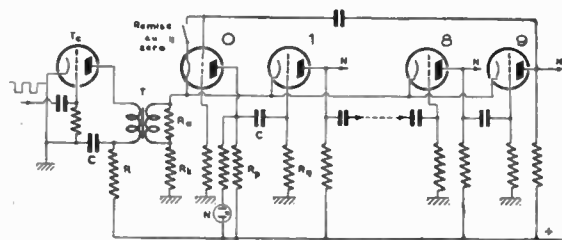


Fig. 8. — Schéma de principe de la décade à thyratrons

nent à la grille du thyatron T_c , dont le rôle est un rôle de mise en forme ; le fonctionnement de T_c est le suivant (fig. 9) :

Le thyatron T_c est amorcé au repos (courant anodique : environ 1 mA), le condensateur C est faiblement chargé (sous 20 volts environ, tension d'entretien de T_c). Quand une impulsion négative parvient à la grille de T_c , le courant anodique est interrompu, le condensateur C se charge pendant tout le temps que dure l'impulsion ; quand cette dernière se termine, T_c redevient conducteur, et C se décharge rapidement dans T_c , à travers l'inductance du primaire du transformateur T . La pointe du courant anodique est de l'ordre de 100 mA ; le secondaire constitue, avec la capacité répartie des enroulements ramenée au secondaire, un circuit oscillant excité par choc ; il apparaît donc, aux bor-

nes du secondaire, une tension oscillante amortie dont le décroissement est réglé, au moyen de la résistance R_a , au voisinage de la valeur critique, de façon à ne conserver qu'à la première alternance positive une amplitude notable.

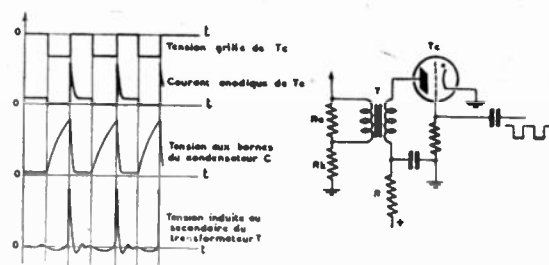


Fig. 9. — Fonctionnement du thyatron de commande

Avec le transformateur utilisé, la durée de l'impulsion positive est de l'ordre de $\frac{1}{20.000}$ de seconde.

Le thyatron T_c est commandé par la dernière bascule ; une lampe de couplage est interposée, pour éviter de perturber le fonctionnement de la dernière bascule.

Le montage de la décade proprement dite comporte dix thyratrons (de 0 à 9) ; chacun est couplé par capacité au suivant, jusqu'au thyatron 9 qui est couplé au thyatron 0 ; les dix thyratrons forment ainsi une chaîne fermée ; les cathodes des dix thyratrons, connectées en parallèle, sont reliées à la masse à travers le secondaire du transformateur T et une résistance élevée R_k ; cette dernière a une valeur telle que le passage du courant anodique d'un seul thyatron polarise tous les autres à une tension de module nettement plus élevée que la tension qui correspond au seuil d'amorçage ; R_k est calculée en outre de façon que les courants anodiques de deux thyratrons (ou plus) produisent une polarisation de module nettement plus élevé que celui qui correspond au seuil de désamorçage d'un thyatron amorcé ; ainsi R_k rend impossible l'éventualité de l'amorçage simultané de deux thyratrons.

La résistance R_k est un élément important de la stabilité de fonctionnement de la décade. Pour l'explication du fonctionnement, nous supposons constante la tension aux bornes de R_k :

Au repos, seul le thyatron « 0 » est amorcé. Lorsque la première impulsion de comptage apparaissant aux bornes de R_a rend toutes les cathodes positives, et en particulier, celle du thyatron « 0 », ce dernier est désamorçé, son potentiel anodique croît ; il en résulte qu'une impulsion positive est transmise à la grille du thyatron « 1 », lequel s'amorce à son tour. A la fin de la première impulsion de comptage, il n'y a donc toujours qu'un thyatron amorcé, mais, cette fois, c'est le thyatron « 1 » et non le thyatron « 0 ». Chaque impulsion de comptage fait progresser d'une unité le numéro d'ordre du thyatron amorcé. A la dixième impulsion, le thyatron « 0 » est amorcé de nouveau et le cycle recommence. Dix voyants au néon (N), connectés aux bornes des résistances de plaque (R_p), servent à l'indication.

La constante de temps des liaisons $C(R_p + R_g)$

est assez critique ; raisonnons sur le thyatron T_n , de rang n :

Si la valeur de la constante de temps est trop faible, l'impulsion d'amorçage provenant de T_{n-1} est déjà achevée lorsque l'impulsion de comptage qui a désamorçé T_{n-1} n'est pas encore terminée, et T_n ne s'amorce pas, puisque T_n reçoit aussi cette impulsion de comptage.

Si la valeur de la constante de temps est trop élevée, l'amplitude de l'impulsion d'amorçage provenant de T_{n-1} est encore trop importante lorsque l'impulsion de comptage suivante, qui doit désamorcer T_n se présente, et T_n ne se désamorcer pas.

Ces deux conditions contradictoires sont satisfaites d'autant plus facilement que la durée de l'impulsion de comptage est plus faible ; on ne peut malheureusement pas trop réduire la durée de l'impulsion de désamorçage, à cause du « temps de désionisation » des thyatrons, qui est, dans notre cas, de quelques dizaines de microsecondes. Ce temps de désionisation limite supérieurement la fréquence de fonctionnement des décades à thyatrons, qui est de 1560 hertz pour la décade des unités et de 156 hertz pour celle des dizaines.

Nota : 1) On connaît les inconvénients que présente, au point de vue de la « durée de vie » d'un thyatron, le désamorçage par la grille : au moment du désamorçage, la tension anodique reprend progressivement une valeur égale à celle de la tension d'alimentation, les ions positifs se précipitent avec une grande vitesse sur la cathode et la grille, des atomes de métal sont arrachés à ces électrodes, et absorbent rapidement le gaz de l'ampoule ; on dit que le thyatron « durcit ». Dans notre cas, on remarque qu'en désamorçant par la cathode, la tension cathode-anode diminue au moment de la désionisation, circonstance favorable à la conservation des thyatrons.

2) Le couplage entre les décades « unités » et « dizaines » s'effectue simplement par un circuit résistance-capacité entre l'anode du thyatron « O » de la décade « unités » et le thyatron de commande de la décade « dizaines ».

Compteur mécanique :

Bien qu'on sache construire des compteurs mécaniques capables de compter plusieurs centaines d'impulsions électriques par seconde, il nous a semblé préférable, pour des raisons de sécurité de fonctionnement, de prévoir, comme il a été dit, deux décades à thyatrons. La fréquence de sortie de la décade des dizaines est de $\frac{100.000}{64 \times 100} = 15,6$ hertz ; elle est aisément suivie par un compteur mécanique courant du commerce.

L'électro-aimant du compteur (Fig. 10) est inséré dans le circuit anodique d'un tube de puissance L_2 , polarisé par la cathode, au voisinage du point d'annulation du courant anodique.

L'anode du thyatron « O » de la décade « dizaines » est connectée, par un circuit résistance-capacité, à la grille d'une lampe déphaseuse L_1 , qui attaque à son tour la grille de la lampe L_2 , dans le circuit anodique de laquelle on retrouve des impulsions de

courant dont chacune fait avancer d'une unité le compteur mécanique. Un condensateur C , connecté aux bornes de l'électro-aimant, adoucit les variations trop brusques de courant dans celui-ci, et supprime les fortes pointes de tension positive qui apparai-

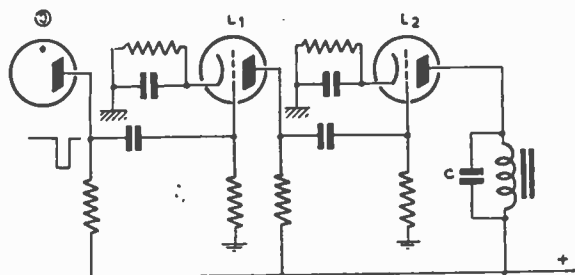


Fig. 10. — Attaque du compteur mécanique

traient sur l'anode de L_2 par suite des brusques coupures de courant dans l'inductance de l'électro-aimant. On remarquera qu'en général les polarisations sont effectuées par la cathode et non par la grille ; on obtient ainsi un contrôle automatique du gain, comme le montre la figure 11 : dans le cas d'une polarisation fixe, le point de fonctionnement, par suite du remplacement de la lampe ou d'une varia-

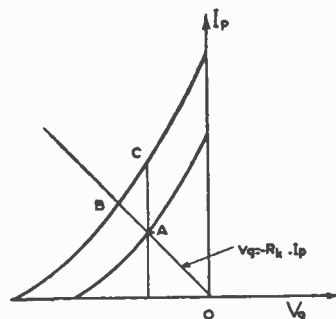


Fig. 11. — Effet de régulation dû à l'autopolarisation

tion de la tension anodique, passe de A en C, d'où un accroissement important de la pente dynamique ; dans le cas d'une polarisation automatique, le point de fonctionnement, (qui est situé à la rencontre de la droite $U_g = R_k \cdot I_p$ et de la caractéristique dynamique), passe de A en B ; la pente en B est supérieure à celle en A, mais inférieure à la pente en C ; il y a donc intérêt à polariser par la cathode toutes les fois que cela est possible.

Expériences effectuées :

Deux chronographes identiques construits au Laboratoire Central de l'Armement ont été présentés à la réunion de la Société des Radioélectriciens, le 12 février 1949 ; les démonstrations effectuées ont été les suivantes :

1°) Essai au « coup par coup » du compteur binaire, montrant la progression du compte.

2°) Essai au « coup par coup » du compteur à décades.

3°) Essai du compteur électronique, lecture du compte.

4°) Mesure d'un intervalle de temps au pendule (Figure 12) : au cours de sa chute, la masse du pendule coupe deux contacts 1 et 2, ce qui équivaut, d'après le montage, à appliquer aux bornes de l'interrupteur électronique deux impulsions négatives de déclenchement. Le pendule étant libéré à l'hor-

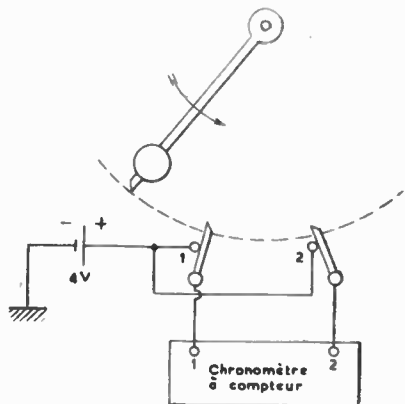


Fig. 12. — Mesure d'un intervalle de temps au pendule

izontale sans vitesse initiale au moyen d'un électroaimant (non représenté sur la figure), la constance du temps mesuré est remarquable : pour un temps de l'ordre de 35 millisecondes, l'écart absolu de lecture s'est avéré égal, en trois mesures consécutives, au pouvoir de résolution du compteur, soit dix microsecondes.

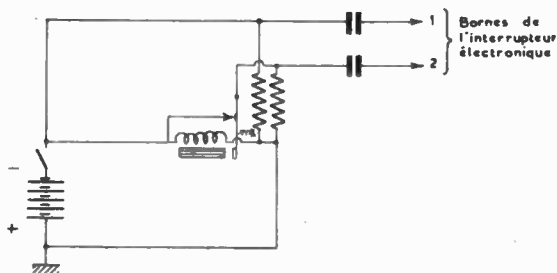


Fig. 13. — Mesure du temps de réponse d'un relais électromagnétique

5°) Mesure du temps de réponse d'un relai électromagnétique (Figure 14).

Le montage représenté permet la mesure du temps total de fonctionnement d'un relai, qui tient compte du temps d'établissement du courant (constante de temps $\frac{L}{R}$) et du temps de parcours de la palette mobile ; la répétition de la mesure a fait apparaître des écarts relatifs de l'ordre de 5 % pour un temps de réponse de l'ordre de six millisecondes.

5°) Mesure du retard donné par un dispositif électronique (Figure 14).

Le circuit de retard essayé est employé en photographie par étincelles, où il sert à donner un retard prédéterminé entre l'instant de détection d'un phénomène et sa photographie. Dans sa forme simplifiée, le circuit de retard comporte un thyatron T_h qui, au repos, n'est pas amorcé. La détection du phénomène peut être schématisée par la fermeture de l'interrupteur I ; à partir de l'instant de la fermeture, la tension cathode grille de T_h croît suivant une courbe exponentielle en fonction du temps. Lorsque la tension d'amorçage de T_h est atteinte, on recueille en « 2 » une impulsion négative retardée

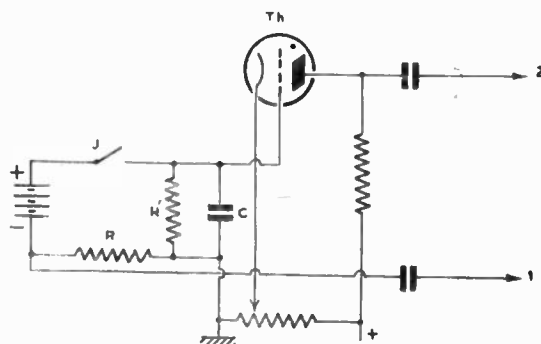


Fig. 14. — Mesure du retard donné par un dispositif électronique (1-2 bornes de l'interrupteur électronique).

d'un temps t par rapport à l'instant de la fermeture de l'interrupteur. Le montage de la figure 14 permet la mesure de t au chronomètre à compteur électronique ; il permet également de se rendre compte que, moyennant certaines précautions, les variations du retard obtenu peuvent être inférieures à 2 %.

Conclusion :

Le chronomètre à compteur électronique a pour principaux avantages une mise en œuvre facile, une grande facilité de dépouillement, et celui d'une gamme de mesures très étendue.

Au prix d'une certaine complication dans la présentation des résultats (difficulté qui n'existe pas dans les compteurs électroniques à base décimale), les appareils présentés donnent une sécurité de fonctionnement suffisante ; il sera néanmoins toujours bon, lors de mesures réelles, de grouper en parallèle plusieurs de ces appareils, de façon à dépister une erreur accidentelle éventuelle.

Le chronomètre à compteur électronique présenté résout le problème de la mesure des temps supérieurs à dix microsecondes ; la précision relative est meilleure que le millièème pour des temps supérieurs à dix millisecondes.

MÉTHODES MODERNES D'ESSAIS PERMETTANT DE METTRE EN ÉVIDENCE LES CARACTÉRISTIQUES ET LIMITATIONS DES TUBES ÉLECTRONIQUES EN V.H.F. ET U.H.F.⁽¹⁾

(Suite et fin)

PAR R. REMILLON

Ingénieur au service Essais Lampes de la Société Française Radioélectrique

III. — TRIODES ET TÉTRODES D'ÉMISSION V. H. F. ET U. H. F. UTILISÉES AVEC LES CIRCUITS A CAVITÉS

Le même problème va d'ailleurs se poser dans le cas des circuits à cavités.

La plupart des tubes de cette gamme seront appelés à fonctionner à des fréquences supérieures à 500 ou 600 Mc/s., donc à leur émission cathodique

moins de circuit d'adaptation en amplificateur (le circuit en oscillateur est plus facile à concevoir) et qu'il donne à l'utilisateur les caractéristiques de ce circuit.

Nous ne parlerons ici que des triodes, mais ces considérations s'appliquent également aux tétrodes.

Cependant que les triodes seront utilisées chaque fois que l'on voudra amplifier une très large

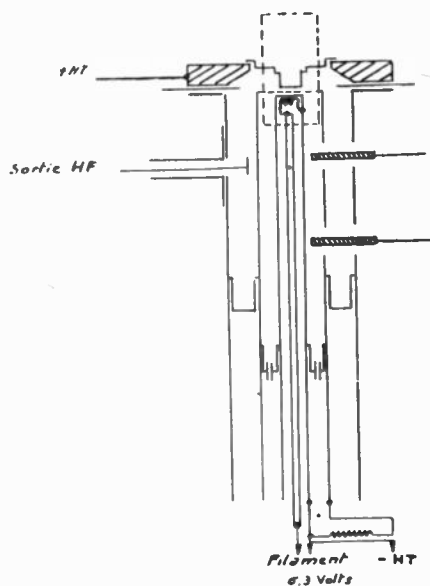


Fig. 23 a.

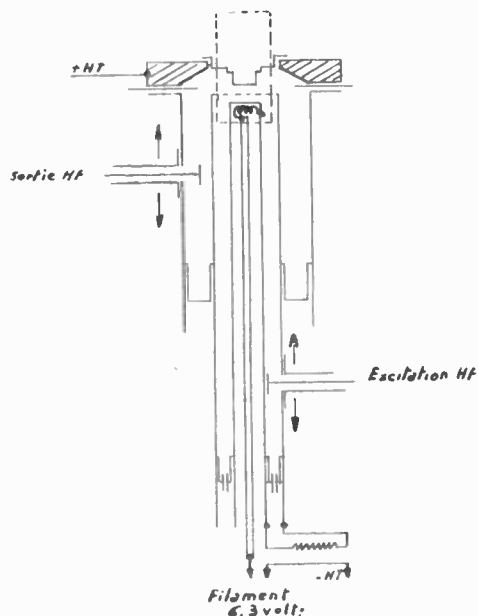


Fig. 23 b.

maximum. Les problèmes de dissipation n'en seront d'ailleurs pas moins ardues à résoudre.

Un problème nouveau se pose dans ce cas : il ne sera plus possible comme dans les cas précédents d'étudier séparément les tubes et leurs circuits d'utilisation. Il faudra au contraire que le constructeur de tubes mette lui-même au point un type au

bande de fréquence, les tétrodes seront utilisées lorsqu'on voudra avoir une grande puissance à bande étroite et à très haute fréquence.

En effet du fait des tensions plaque très élevées on aura des temps de transit faibles, l'émission secondaire est annulée par la charge d'espace écran-anode, et on pourra réaliser une excellente séparation des cavités d'entrée (cathode-grille de contrôle) et de sortie (écran-anode) grâce à l'écran.

(1) Voir *Onde Electrique*, n° 268, du mois de juillet 1949.

Si on veut augmenter la largeur de bande, il faut diminuer la tension plaque, mais cette diminution ne sera pas compensée par un accroissement correspon-

Les caractéristiques que l'on devra donner pour ces tubes sont les suivantes :

a) Schémas des circuits d'adaptation en oscil-

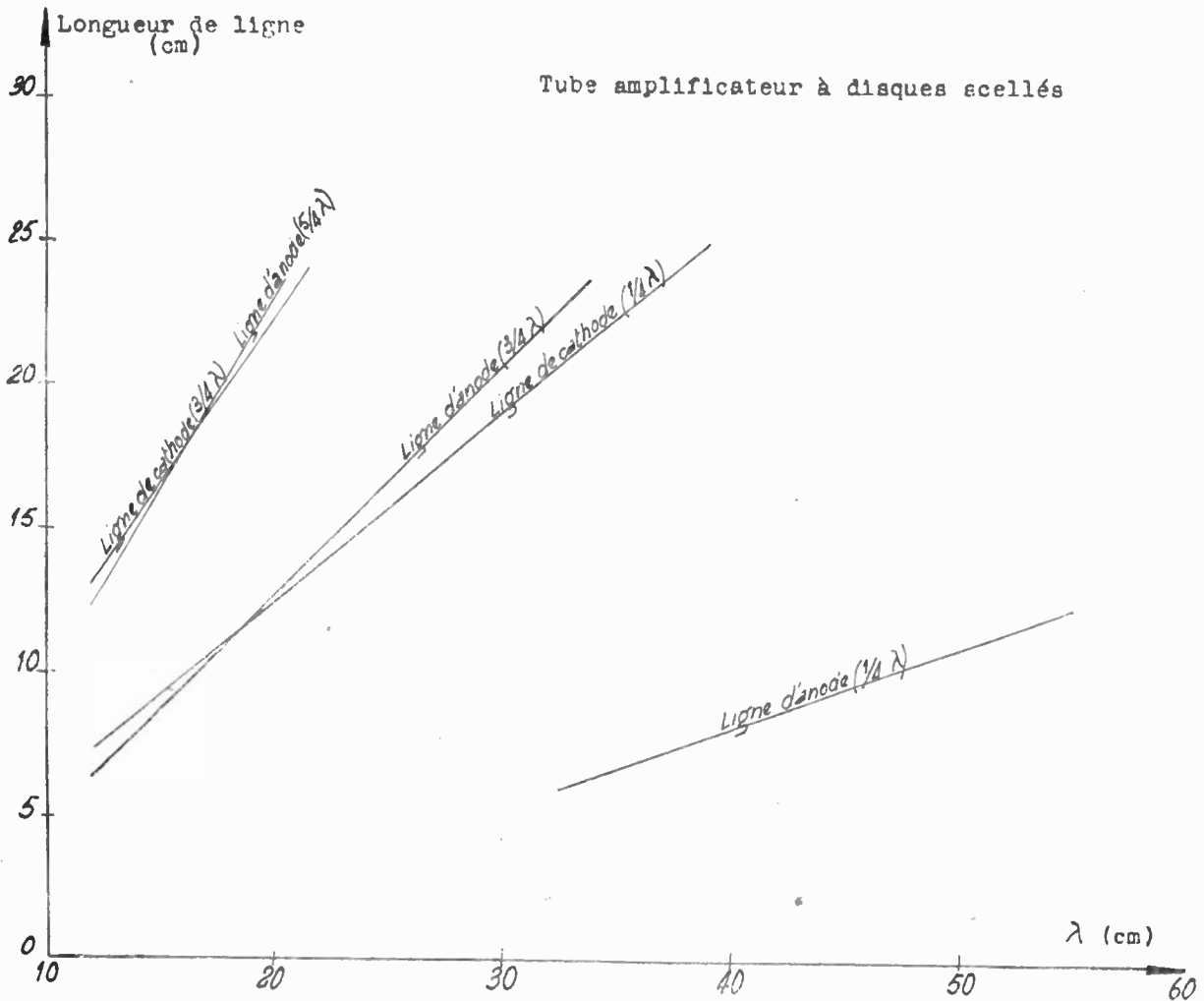


Fig. 24

Tube amplificateur à disques scellés

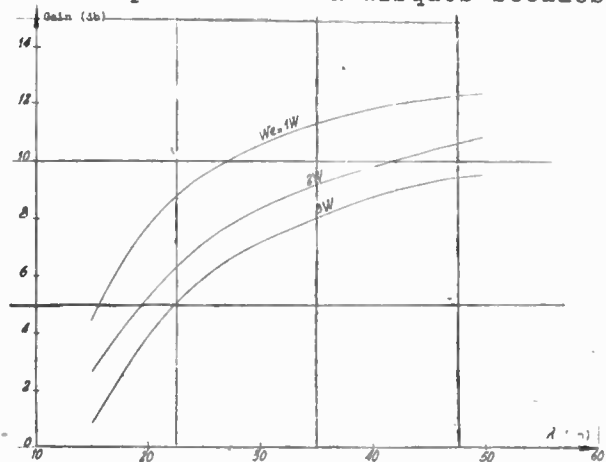


Fig. 25. — $G \text{ (db)} = f(\lambda)$ pour une puissance dissipée d'anode de 20 watts max

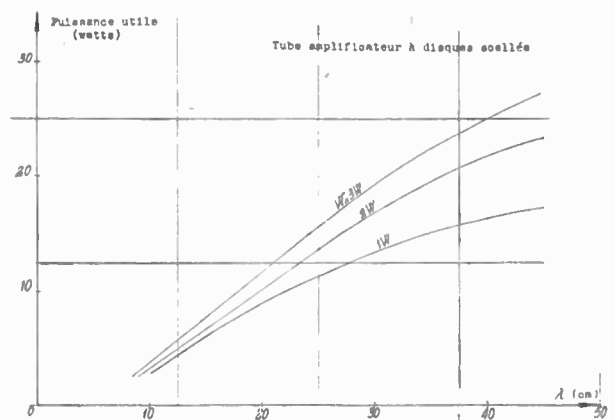


Fig. 26. — $P_u \text{ (W)} = f(\lambda)$ pour une puissance dissipée d'anode max de 20 watts

dant du courant puisqu'on se trouve au maximum d'émission, on aura de l'émission secondaire, et la puissance diminuera considérablement. D'où l'utilisation presque exclusive des triodes dans ce dernier cas.

lateur et en amplificateur, du genre de ceux représentés figures 23 a et b pour un tube à disques scellés à structure plane.

Pour des tubes de puissance en ondes très courtes,

nous avons vu que Q en charge augmentait très rapidement avec ϕ , d'où pour des ϕ supérieurs à 2,5 nécessairement une qualité excellente des cavités pour ne pas diminuer le rendement. La qualité des contacts glissants et des couches superficielles sera d'une importance capitale.

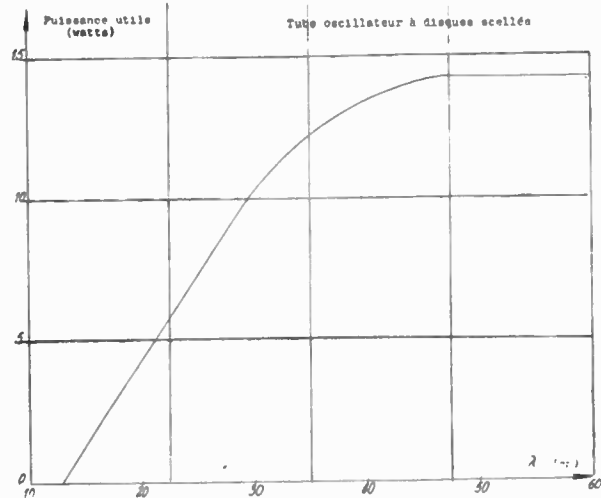


Fig. 27. — $P_u(w) = f(\lambda)$ pour une puissance dissipée d'anode de 20 watts max.

b) Indication des diamètres intérieur et extérieur des cavités d'entrée et de sortie ainsi que des longueurs des cavités d'anode et de cathode pour les fonctionnements en $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{3\lambda}{4}$ et $\frac{5\lambda}{4}$ en fonction de la longueur d'onde (fig. 24).

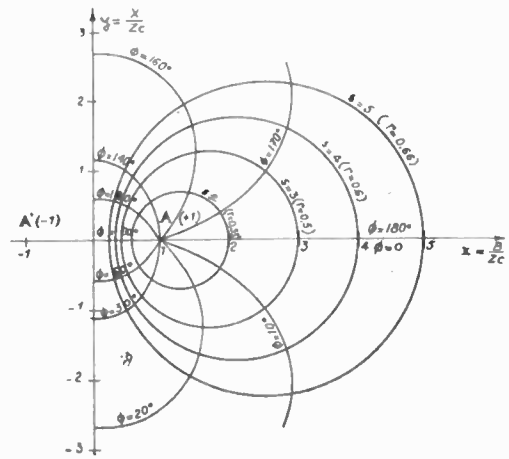


Fig. 28 — Représentation cartésienne des impédances avec lignes à coefficient d'ondes stationnaires constant et à angle de phase constant.

c) Tracé des réseaux $I_p - V_g$ et $I_p - V_p$ classiques.

d) Courbes du gain en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs puissances de commande (fig. 25).

e) Courbes de la puissance utile en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs puissances de commande (fig. 26).

f) Courbes de la puissance utile en fonction de la

longueur d'onde au maximum de dissipation plaque dans le fonctionnement en oscillateur (fig. 27).

Il sera en outre utile de donner des indications sur une baisse éventuelle de puissance de chauffage en fonction de la longueur d'onde par suite du bombardement en retour de la cathode que nous avons vu fig. 5 (d). Cette baisse peut atteindre dans certains cas 50 % de la puissance de chauffage normale.

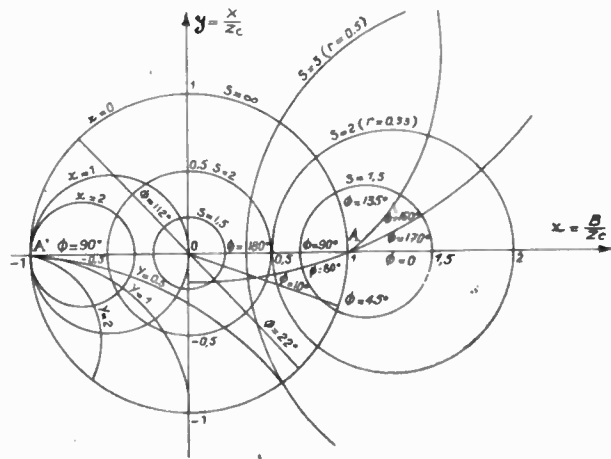


Fig. 29. — Schéma de passage de la représentation cartésienne des impédances à la représentation circulaire.

On a pris l'habitude ces dernières années de tracer, pour les tubes U. II. F. utilisés avec des cavités, un diagramme donnant, en fonction des variations de la charge sur laquelle est adapté le tube, les variations des éléments de sortie du tube, c'est-à-dire la puissance utile et la fréquence. Ce diagramme est appelé diagramme de Rieke.

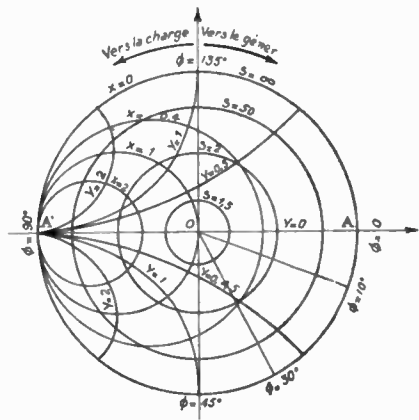


Fig. 30. — Diagramme circulaire de Smith tel qu'il est utilisé couramment dans les calculs d'adaptation sur ondes très courtes.

Dans tous les calculs de lignes, on a intérêt à introduire la représentation circulaire des impédances dont nous allons dire quelques mots.

Afin de rendre plus généraux les résultats obtenus, on utilise toujours les impédances réduites :

$$z = \frac{Z}{Z_c} = \frac{R + jX}{Z_c} = x + jy \quad (44)$$

L'ancienne représentation dans le système cartésien (fig. 28) présente l'inconvénient de posséder des points à l'infini et de ne pas permettre une représentation géométriquement simple des lignes

à angle de phase constant $\Phi = Cl$

et à coefficient d'ondes stationnaires

$$s = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = Cl$$

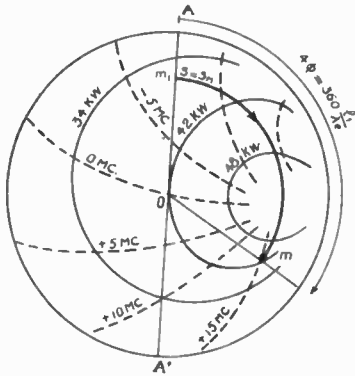


Fig. 31. — Détermination graphique sur diagramme de Smith d'une impédance de sortie de magnétron

m_1 est le point représentatif du minimum de tension détectée.
 m est le point représentatif de l'impédance de sortie du magnétron dans les conditions particulières :

$$\begin{aligned} P_{\text{at}} &= 42 \text{ KW} \\ \Delta f &= + 15 \text{ Mc/s} \end{aligned}$$

Notons ici la relation simple entre le coefficient d'ondes stationnaires et le coefficient de réflexion.

$$s = \frac{1 + r}{1 - r} \quad (45)$$

L'Américain Smith a contourné ces difficultés en inversant le diagramme cartésien par rapport au point A' ($y = 0, x = -1$), la puissance d'inversion étant 2. Le diagramme obtenu présente les avantages suivants (figures 29 et 30) :

a) Toutes les impédances possibles sont représentées par des points situés à distance finie, à l'intérieur d'un cercle de rayon $x = y = 1$, cercle correspondant à la ligne $x = 0$ ou $s = \infty$.

b) Les lignes à $\Phi = Cl$ sont les rayons issus de O, le cercle $x = 0$ peut être directement gradué en Φ , le contour complet correspondant à un $\Delta\Phi = 180^\circ$.

c) Les lignes à $s = Cl$, donc à $r = Cl$ sont des cercles concentriques autour de O.

Les figures 29 et 30 montrent l'allure des lignes $x = Cle$ et $y = Cle$.

Sur les diagrammes, très complets, on a également tracé les lignes à conductance ($g = \frac{G}{Y_c}$) et susceptance ($b = \frac{B}{Y_c}$) constantes.

L'abaque représenté fig. 30 est l'abaque circulaire ou diagramme de Smith dont l'utilisation tend de plus en plus à se généraliser. Le C. N. E. T. a fait imprimer en 5 couleurs de tels diagrammes dont l'utilisation est commode et qui sont employés couramment dans nos laboratoires.

Pour mesurer une impédance en U. H. F., il suffira donc, comme le montre le diagramme de Smith, de faire une mesure de coefficient d'ondes stationnaires et une mesure de phase.

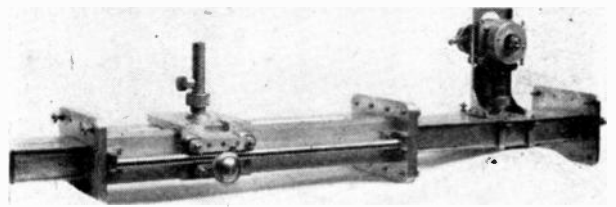


Fig. 32 a. — Ensemble de mesure d'impédances sur 10 cm

Pour tracer un diagramme de Rieke, nous parlerons du diagramme de puissances et de fréquences, il faudra faire les mesures suivantes :

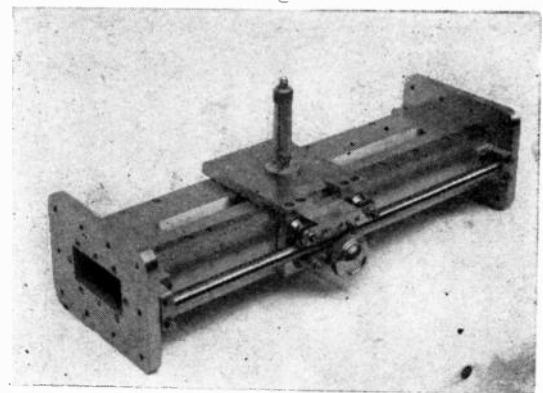


Fig. 32 b. — Détail d'un tronçon de guide fendu avec sonde mobile à enfoncement réglable sur 10 cm

- | | |
|------------------------|---|
| a) Mesure d'impédance | $\left\{ \begin{array}{l} \text{mesure de coefficient} \\ \text{d'ondes stationnaires,} \\ \text{mesure de phase,} \end{array} \right.$ |
| b) Mesure de fréquence | |
| c) Mesure de puissance | |

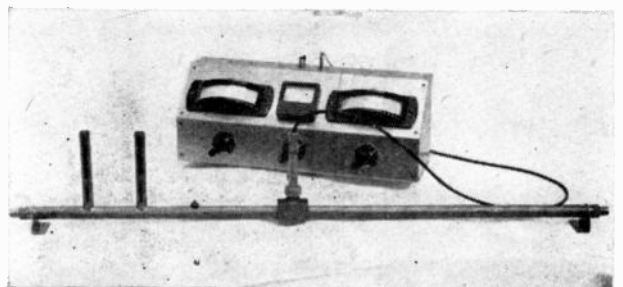


Fig. 33. — Ensemble de mesure d'impédances sur ondes décimétriques

- a) Mesure d'impédance :

Cette mesure se fait en déplaçant un voltmètre le long de la ligne reliant le tube à la charge. Ce

voltmètre permet de mesurer le rapport $\frac{V_{max}}{V_{min}} = s$

par lecture directe. Il permet également de mesurer la phase en déterminant avec précision la position d'un minimum de tension. Le point m , représentant

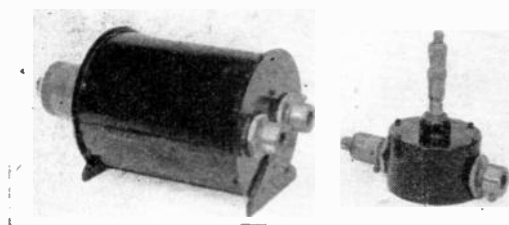


Fig. 34. — Ondemètres à cavités pour vérification de fabrication en série dans les bandes centimétrique et décimétrique

l'impédance en ce point sera situé à l'intersection du cercle s et du segment OA , axe des impédances réelles et inférieures à Z_c . On aura la phase de la charge rapportée à la sortie du tube en se déplaçant

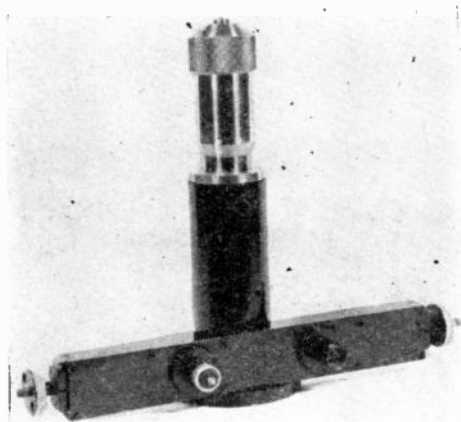


Fig. 35. — Ondemètre de haute précision pour la bande des 3 cm

dans le sens des aiguilles d'une montre d'un angle $\Delta\Phi = 360 \frac{l_1}{\lambda_l}$ correspondant à la distance du minimum détecté de la sortie du tube.

La figure 31 montre l'opération sur le diagramme de Smith, la figure 32 a montre un ensemble expérimental pour mesures d'impédance à 10 cm (avec le klystron essayé), la figure 32 b montre le détail du tronçon fendu avec la sonde, la figure 33 enfin montre un ensemble équivalent sur coaxial pour ondes décimétriques.

La difficulté principale de ce genre d'appareillage réside dans sa réalisation mécanique : l'enfoncement de la sonde doit rester constant à quelques 1/100 de mm près, le déplacement de la sonde le long du guide doit être lu avec précision, enfin les différents contacts doivent être soit mécaniquement parfaits, soit réalisés à l'aide de pièges en $\frac{\lambda}{4}$.

b) Mesure de fréquence :

Cette mesure se fera à l'aide d'un ondemètre à

réaction ou d'un ondemètre à transmission dont le fonctionnement est bien connu.

Il existe en France une série d'ondemètres à grande gamme et à précision moyenne, cependant qu'il existe une série d'ondemètres à transmission à grande précision pour les gammes de 3 et 10 cm. La figure 34 donne deux exemples de réalisation d'ondemètres à réaction de matériel courant dans les bandes centimétrique et décimétrique, les figures

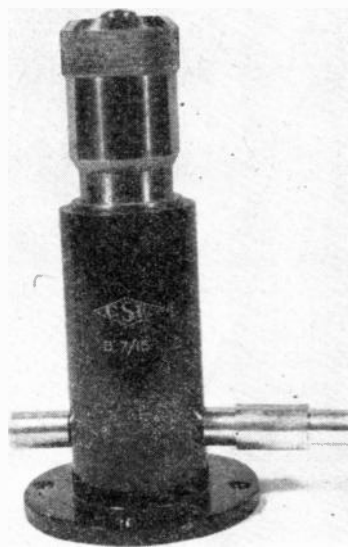


Fig. 36. — Ondemètre de haute précision pour la bande des 10 cm

35 et 36 deux exemples d'ondemètres à grande précision pour les bandes des 3 cm et 10 cm. Les précisions relatives en fréquence sont de l'ordre de 10^{-4} , les surtensions de l'ordre de 1.000 à 3.000.

Comme on cherche à éviter en général les réactions des dispositifs de mesure sur l'ensemble actif ainsi

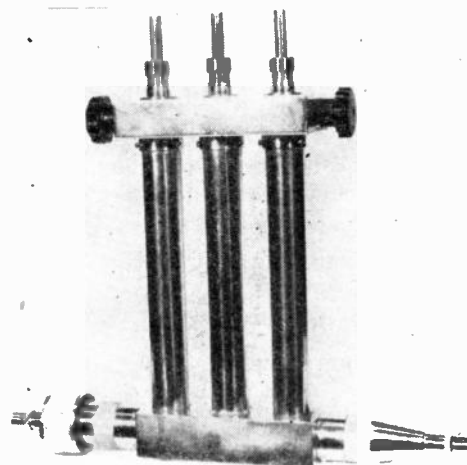


Fig. 37. — Ensemble d'adaptation d'impédance à trois tronçons dans la bande des 23 cm

que les réactions des appareils de mesure entre eux, on a intérêt à employer les ondemètres à transmission, la puissance absorbée du dispositif étant très

faible et la lecture de l'accord facile sur un oscillographe cathodique.

c) *Mesure de puissance :*

Les mesures de puissances faibles (≤ 10 watts) se font au bolomètre dont nous verrons un exemple de montage lors de l'examen d'un ensemble de me-

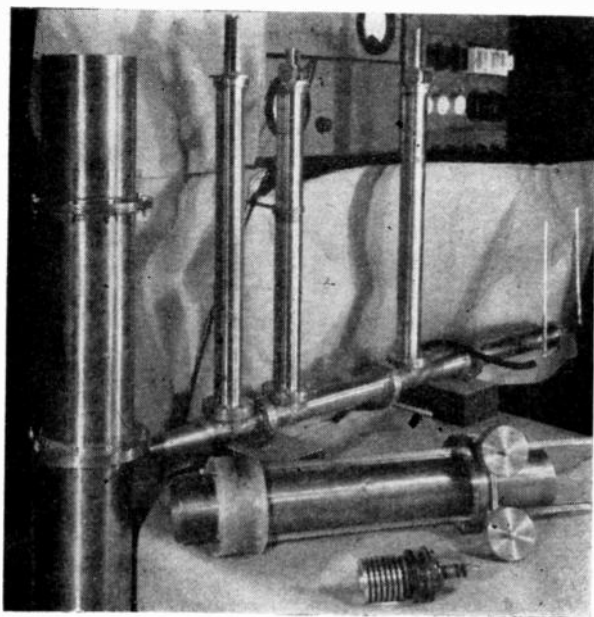


Fig. 38. — Ensemble de mesure de puissance pour triode à disques scellés sur ondes décimétriques

sure de bande d'accord électronique de klystron réflexe : grâce à des atténuateurs étalonnés, on peut augmenter le domaine de mesures de ces éléments et remplir ainsi la plage allant de 10 watts à quelques centaines de watts où l'on fera la mesure

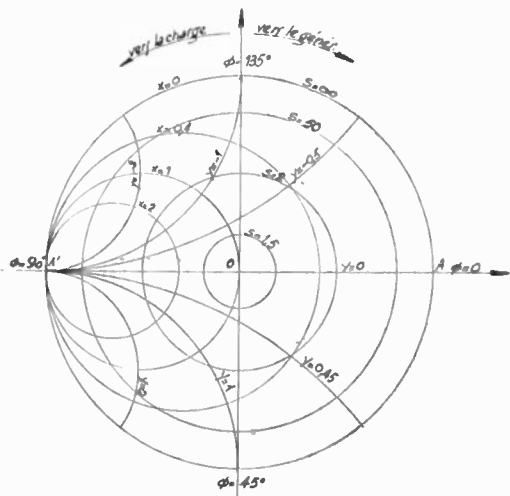


Fig. 39. — Diagramme de Rieke d'une double triode U.H.F. 600 Watts, 400 Mc's 7 C 22

de puissance par des coins d'eau en alcatène (dans le cas d'un guide).

La mesure de la puissance fournie par le tube à un tel coin en alcatène peut se faire soit en valeur absolue à l'aide d'une mesure du débit et de

l'échauffement de l'eau lors de son passage à travers le coin, soit par comparaison avec un second coin de débit identique dans lequel l'eau est chauffée à l'aide d'une résistance dissipant une puissance connue. La comparaison des températures de l'eau à la sortie des deux coins se fera par thermocouple : lorsque ces températures seront égales, on lira directement la puissance dissipée dans la résistance de chauffage. Cette deuxième méthode, une méthode de zéro, est donc très sensible, mais nécessite une grande constance de débit de façon à avoir des débits strictement égaux dans les deux coins, ainsi qu'un système de brassage de l'eau dans le coin auxiliaire.

Nous venons de passer en revue rapidement les diverses mesures à effectuer pour tracer un diagramme de Rieke. En pratique, la difficulté majeure réside souvent dans la méthode de variation de la phase et du module de l'impédance de charge permettant au point de fonctionnement de se déplacer sur toute la surface du diagramme. L'étude de l'adaptation d'une cavité active sur une charge à l'aide du diagramme circulaire d'impédance montre que l'on obtiendra une gamme d'adaptation satisfaisante en utilisant 3 tronçons court-circuités de longueurs variables en parallèle sur la ligne de liaison entre cavité et charge.

Nous ne reviendrons pas sur la méthode de calcul des longueurs des tronçons d'adaptation, leur détermination est d'ailleurs rapide et simple pour qui a l'habitude de se servir du diagramme circulaire de Smith.

La figure 37 montre un tel ensemble de trois tronçons (« triple stub ») en parallèle sur une ligne coaxiale utilisée dans la bande des 23 cm.

La figure 38 donne une vue d'un ensemble de mesure de puissance pour le tube CX.105 en oscillateur sur ondes décimétriques. Nous remarquerons les dimensions énormes des circuits d'utilisation par rapport au tube que nous voyons au premier plan.

Comme pour les tubes en V. H. F., nous dirons qu'il est beaucoup plus difficile de mesurer un tube en amplificateur qu'en oscillateur. On pourra en première approximation déduire les caractéristiques en amplificateur de celles en oscillateur comme nous l'avons dit plus haut, mais on sera forcé, en général, de mettre au point une cavité amplificatrice standard sur laquelle on effectuera les différentes mesures.

Les mesures de bande passante d'amplificateurs à triodes se feront en faisant varier la fréquence du driver et en mesurant le gain en différents points de la bande passante ou en traçant directement la courbe de bande passante sur un oscillographe. Nous reparlerons de cette mesure plus en détail lors des essais sur klystrons.

Sur la figure 39 nous avons représenté comme exemple le diagramme de Rieke d'une double triode U. H. F. de 600 watts. On voit les lignes à puissance constante (la grandeur en % indiquée donne la puissance en pour cent de la puissance maximum nominale) et les lignes à fréquence constante, la fréquence indiquée correspondant à la déviation de la fréquence d'accord de la cavité active lorsqu'on fait varier les caractéristiques de la charge.

IV. — KLYSTRONS ET TUBES A ONDES PROGRESSIVES

Nous ne dirons que peu de chose sur les essais relatifs aux tubes à ondes progressives vu que ces tubes sont encore en fabrication de laboratoire et non d'atelier de série.

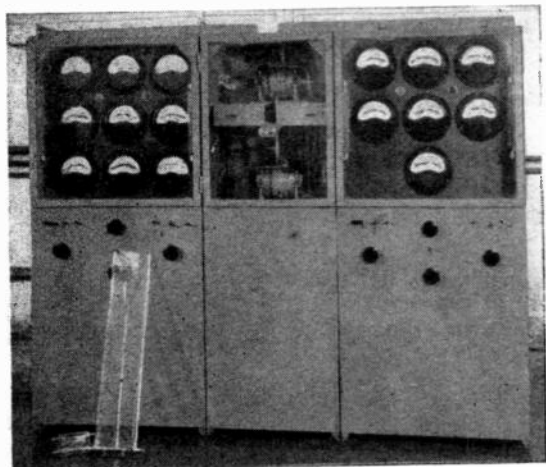


Fig. 40. — Bâti d'essais statiques et de tracé de diagramme de Rieke pour klystrons auto oscillateurs et amplificateurs dans les bandes des 23 cm.

Les klystrons par contre ont donné lieu à la réalisation de dispositifs de mesure simples et robustes dont nous donnerons quelques exemples.

Pour les klystrons comme pour les tubes classiques, on donnera d'abord un certain nombre de carac-

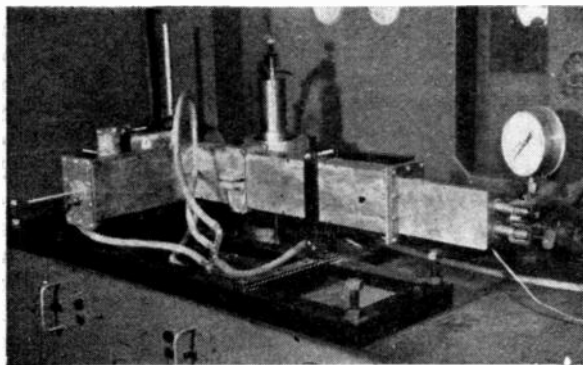


Fig. 41. — Circuit de mesure de puissance d'un klystron réflexe 1,5 KW cw sur 12,5 cm

téristiques de chauffage, les tensions des cavités ou des électrodes réflectrices, les caractéristiques de grille, les dissipations maximum des électrodes, le champ magnétique de focalisation et éventuellement les caractéristiques de refroidissement. On indiquera également les capacités interélectrodes à froid.

Beaucoup plus intéressantes seront les caractéristiques dynamiques dont nous allons dire quelques mots.

Dans le cas de klystrons oscillateurs, et en particulier de klystrons réflexes, le diagramme de Rieke

donne, lorsqu'il est soigneusement et complètement tracé, les principales indications nécessaires.

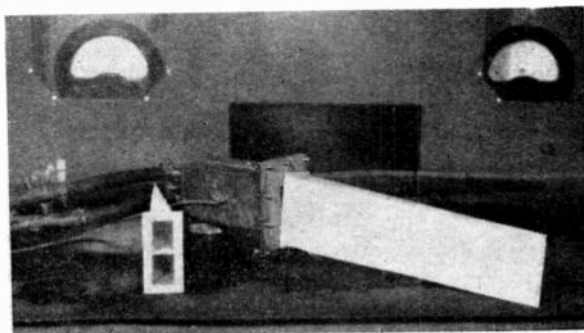


Fig. 42. — Coins en alcatène servant à la mesure de puissance dans le dispositif fig. 41

Le tracé d'un tel diagramme se fera ici de la même façon que pour les tubes U. H. F. avec la

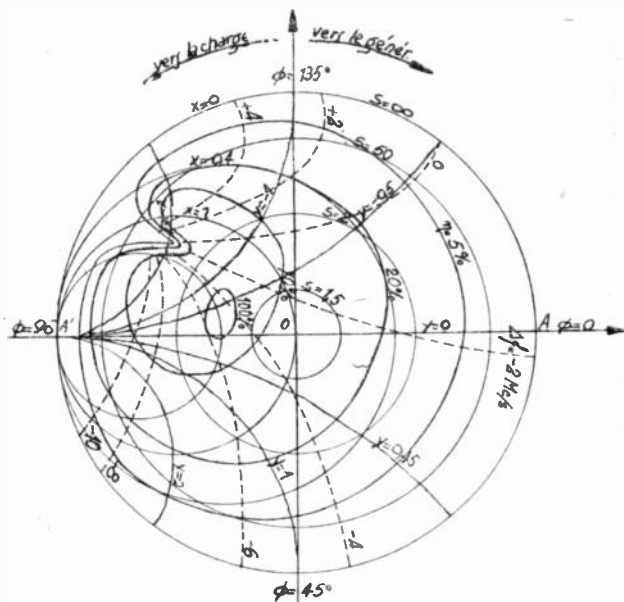


Fig. 43. — Diagramme de Rieke d'un klystron réflexe 723 AB 3 cm

seule différence que pour les longueurs d'ondes d'utilisation habituelle des klystrons, les coaxiaux seront remplacés par des guides.

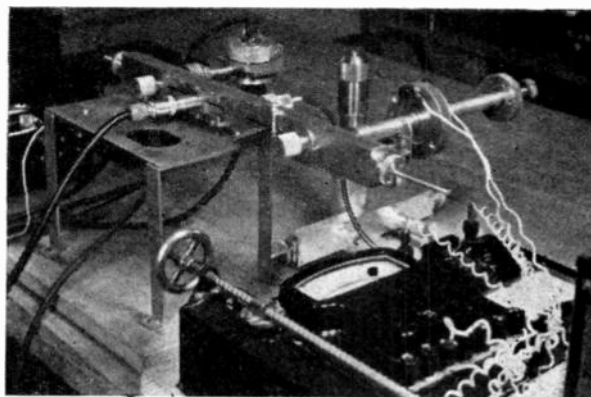


Fig. 44. — Dispositif de mesure de bande d'accord électronique pour klystrons réflexes sur ondes centimétriques

La figure 40 montre un bâti pour mesures de caractéristiques statiques et tracé de diagramme de Rieke de klystrons oscillateurs et amplificateurs à deux cavités dans la bande des 23 cm.

La figure 41 montre un dispositif de mesure de puissance d'un klystron à deux cavités de 1,5 KW. en régime permanent sur 12 cm. On voit les deux tronçons court-circuités de longueur ajustable formant les paramètres d'adaptation du tube sur la charge. Pour la mesure de puissance, on a utilisé la méthode à un seul coin en alcatène que nous avons représenté séparément sur la figure 42.

Nous décrirons lors de l'étude des essais sur magnétons un dispositif permettant de faire varier la phase et le module d'une charge sur guide. Le même dispositif peut être utilisé ici.

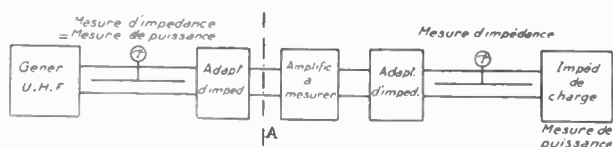


Fig. 45. —

La figure 43 enfin donne un exemple de diagramme de Rieke pour un klystron réflexe 723 AB sur 3 cm utilisé principalement aujourd'hui comme tube de puissance dans les petits radars à modulation de fréquence.

Un second renseignement indispensable est constitué par la ou les bandes d'accord électronique.

Pour les tubes à deux cavités il sera intéressant de donner les courbes de la longueur d'onde en fonction de la haute tension des cavités pour un ou deux modes de façon à donner une première idée de la tension à appliquer, cette tension étant ensuite soumise à un réglage plus fin.

Pour les tubes réflexes, il sera utile de donner pour plusieurs modes les courbes de puissance et de fréquence en fonction de la tension du réflecteur.

La figure 44 montre un dispositif provisoire permettant de tracer ces courbes pour un klystron réflexe dans la bande des 3 cm.

Ce montage est composé d'un guide de mesures sur lequel est adapté le klystron à mesurer. Les paramètres variables sont l'enfoncement de l'antenne du klystron et le piston en bout de guide, doté d'un

piège en $\frac{\lambda}{4}$. Sur le guide, on voit une sonde mobile

servant à la mesure du taux d'ondes stationnaires, donc de l'impédance de charge et une sonde fixe reliée aux plaques verticales d'un oscillographe en parallèle avec un ondemètre à cavité à réaction. A la suite on voit un affaiblisseur réglable 20 db servant à isoler le circuit précédent du circuit de mesure de puissance pendant les mesures de bande d'accord électronique. En effet la mesure de puissance se fait à l'aide d'un bolomètre dont le circuit d'adaptation est sélectif par rapport à la fréquence.

Pour mesurer la bande d'accord électronique on fait varier à la fréquence du secteur (50 p. p. s.) la tension du réflecteur et le balayage de l'oscillographe et on fait ainsi apparaître sur l'écran de

l'oscillographe la puissance en fonction de la tension du réflecteur. On étalonne cette courbe en fréquence en y faisant apparaître un creux à l'abscisse de la fréquence d'accord de l'ondemètre que l'on fait varier d'une extrémité à l'autre de la bande d'accord que l'on mesure.

Pour les klystrons appelés à être utilisés dans des montages spéciaux, par exemple comme tubes de puissance modulés, on tracera les différentes courbes fonctions de cette utilisation donnée. Nous n'entrerons pas dans le détail de ces essais spéciaux.

Dans le cas d'un tube amplificateur, aussi bien klystron que tube à ondes progressives, les grandeurs principales à mesurer sont au nombre de trois :

a) le gain en puissance de l'amplificateur : cette mesure se fera soit par comparaison des mesures absolues séparées de la puissance d'entrée et de la puissance de sortie, soit par comparaison directe de ces deux puissances grâce à la méthode d'opposition.

b) le déphasage dans l'amplificateur.

c) la largeur de bande de l'amplificateur.

Le montage de principe est indiqué sur la figure 45.

En pratique on s'arrangera pour étalonner le détecteur d'ondes stationnaires du circuit d'entrée directement en puissance grâce à une mesure préliminaire de puissance en substituant en A, à l'ensemble de droite, un appareil de mesure de puissance.

La mesure des performances de bande passante de l'amplificateur se fera en faisant varier la fréquence du générateur dans une bande supérieure à cette bande passante voulue et en mesurant le gain en différents points de celle-ci. Si on a à sa disposition un générateur à très large bande et à puissance et impédance de sortie constantes, on pourra faire varier à la fréquence 50 par exemple la fréquence du générateur et tracer directement la courbe de bande passante sur un oscillographe à la sortie de l'amplificateur. On utilisera par exemple comme générateurs de fréquence à large bande deux klys-

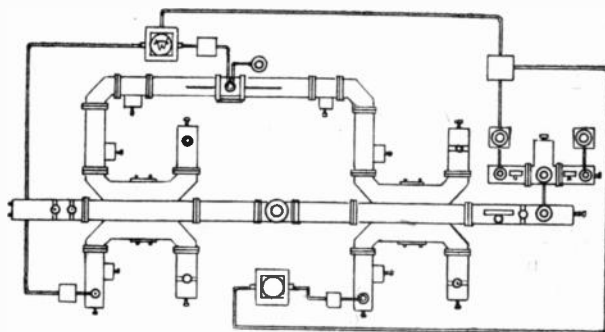


Fig. 46. — Pont de mesure de gain en puissance, de déphasage et de bande passante pour tubes amplificateurs sur ondes centimétriques

trons réflexes sur ondes centimétriques que l'on fera battre en modulant les deux réflecteurs en opposition de phase de façon à doubler la bande d'accord. En choisissant convenablement les fréquences des deux klystrons et leurs modes d'oscillation on pourra obtenir la fréquence centrale et la largeur de bande voulue avec une variation de puissance faible si l'on ne demande pas une puissance trop élevée.

La méthode de la figure 45 est basée sur la com-

paraison de deux puissances mesurées séparément en valeurs absolues.

La figure 46 donne un schéma très simplifié d'un pont permettant d'effectuer simultanément les trois mesures précédentes par la méthode de comparaison. Très complexe et de réglage très minutieux et très long, ce pont permettra, une fois ce réglage effectué, une exécution rapide de la mesure.

Le générateur est visible à droite de la figure. Ce générateur équipé par exemple de deux klystrons réflexes en battement de façon à permettre une variation assez grande de sa fréquence d'oscillation,

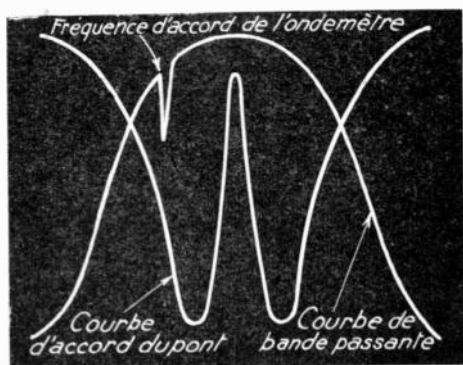


Fig. 47.

est conçu de façon à donner dans toute la bande passante de l'amplificateur une puissance de sortie constante à 0,1 db près.

Entre ce générateur et le pont de mesures est branché un atténuateur variable étalonné de façon à régler la puissance d'entrée de l'amplificateur. Après passage à travers un système d'adaptation d'impédances à 2 paramètres, l'onde incidente passe dans un coupleur directionnel servant à la comparaison de la puissance d'entrée à la puissance de sortie. Après passage à travers l'amplificateur, l'onde incidente devenue l'onde sortante passe à nouveau dans un tel coupleur identique au premier. Ces deux coupleurs directionnels ne laissent passer par définition que les ondes allant vers la gauche dans le pont, d'où possibilité de comparaison des ondes incidente et sortante dans le guide reliant les deux bras du pont et muni d'un détecteur d'ondes stationnaires. Chacun des bras du pont est muni d'un affaiblisseur étalonné, en plus on trouve des deux côtés du mesureur de taux d'ondes stationnaires des atténuateurs identiques à plusieurs positions fixes affaiblissant également les ondes incidente et sortante de façon à éviter la réflexion des ondes ayant traversé le mesureur d'ondes stationnaires dans les coupleurs directionnels.

On voit aisément qu'en ajustant les atténuateurs des bras du pont on peut arriver à rendre les amplitudes des ondes incidente et sortante égales dans la diagonale et à avoir ainsi des nœuds théoriquement égaux à zéro dans le mesureur d'onde stationnaire dont la sonde restera fixée sur un nœud pendant le réglage des atténuateurs. On fera apparaître la grandeur détectée sur l'écran d'un oscillographe de façon à obtenir rapidement un minimum.

L'ensemble tel que nous venons de le présenter, équipé avec un générateur à fréquence fixe est utilisé pour mesurer le gain à une fréquence quelconque de la bande passante de l'amplificateur.

Si l'on veut par contre représenter directement sur l'oscillographe la bande passante de l'amplificateur, il faudra faire varier, en synchronisme avec la tension de balayage d'un oscillographe, la fréquence de l'oscillateur, la puissance de sortie de celui-ci restant rigoureusement (à 0,1 db près) constante dans la bande voulue et détecter à l'aide d'un coupleur directionnel, coupleur identique aux précédents et d'un cristal à détection quadratique la puissance de sortie de l'amplificateur, qui agira sur les plaques horizontales d'un oscillographe. Un système identique à l'entrée permettra de vérifier si le générateur donne bien une puissance constante dans toute la bande.

En branchant comme nous l'avons déjà vu un ondemètre à réaction en parallèle sur le cristal, nous pourrions étalonner la courbe de gain. A l'aide d'un commutateur électronique, nous pourrions représenter simultanément sur l'écran d'un même tube cathodique la courbe de bande passante étalonnée (cristal) et la courbe montrant l'équilibre du pont (sonde de la diagonale) qui ne sera évidemment réalisé qu'à une fréquence bien déterminée.

La figure 47 donne un exemple d'une telle représentation.

La mesure du déphasage dû à l'amplificateur se fera en substituant à cet amplificateur un circuit passif de caractéristiques connues (tronçon court-circuité dont on déduit le déphasage du diagramme circulaire) et en mesurant le déplacement du nœud où était fixée la sonde de la diagonale lors de la première mesure.

Comme nous l'avons déjà dit, le réglage des diverses adaptations est très long, mais ce réglage une fois effectué, les mesures en elles-mêmes sont assez rapides, et on peut entreprendre un remplacement très rapide du tube amplificateur, d'où une méthode d'essai rapide et industrielle.

Nous ne parlerons pas ici des klystrons réflexes multiplicateurs de fréquence dont l'utilisation restreinte ne permet pas la fabrication en quantités industrielles.

V. — MAGNÉTRONS

Les magnétrons étant utilisés uniquement comme oscillateurs de puissance, le diagramme de Rieke donnera les informations recherchées. Ce diagramme sera accompagné de ce que l'on appelle le diagramme de performance dont nous parlerons plus loin.

Tracé du diagramme de Rieke :

Nous avons vu comment on effectue les différentes mesures partielles nécessaires au tracé d'un diagramme de Rieke. L'appareillage est dans ce cas identique à celui utilisé pour les mesures correspondantes sur les klystrons de quelques kilowatts, les puissances moyennes correspondant aux plus grandes puissances de crête actuellement produites étant de quelques kilowatts.

Nous ne parlerons ici que du dispositif de variation de la charge dont nous n'avons pas donné de description plus haut.

Il s'agit de faire varier la charge de façon à se déplacer dans tout le plan du diagramme de Smith.

De nombreux systèmes ont été imaginés, dont nous citerons un exemple permettant de faire varier indépendamment (ou presque) l'amplitude et la phase du coefficient d'ondes stationnaires.

Ce système particulier se compose de deux barrettes en micalex plongeant dans le guide reliant le tube à la charge (Fig. 48).

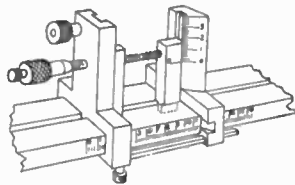


Fig. 48. — Dispositif de variation de phase et de module d'une charge sur guide pour $\lambda = 10$ cm

Ces deux barrettes sont reliées rigidement entre elles à l'extérieur du guide. On peut faire varier leur enfoncement, leur distance mutuelle et la position de l'ensemble le long du guide.

L'expérience montre que si l'on déplace l'ensemble des barrettes le long du guide en gardant constant leur enfoncement et leur distance mutuelle, on fait varier la phase du coefficient de réflexion, donc de la charge, sans influencer sur sa valeur absolue. On se déplace donc sur un cercle à $s = Cl$ dans le diagramme de Smith.

Si par contre on fait varier la distance mutuelle des deux barrettes sans déplacer le point milieu de l'ensemble, on peut faire varier la charge d'une valeur Z_1 relative à une certaine valeur de l'enfoncement à la valeur Z_1 . La valeur Z_1 elle-même dépend naturellement de l'enfoncement des barrettes. On se

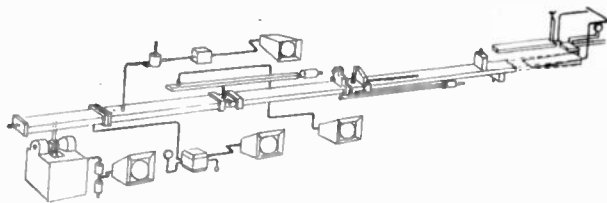


Fig. 49. — Ensemble de mesure permettant le tracé de diagrammes de Rieke et de performance pour magnétrons 10 cm

déplacera donc sur un rayon du diagramme de Smith.

On fera donc varier la charge de façon à se déplacer dans tout le diagramme, en chaque point on fera une mesure de puissance et une mesure de longueur d'onde et on réunira enfin par des courbes les points d'égale puissance et les points d'égale fréquence.

Le pont pour essais de magnétrons comprendra en outre un ensemble d'appareils de mesure permettant de lire directement sur des tubes cathodiques les caractéristiques de crête (courant et tension) en fonctionnement et d'observer, également sur un écran de tube cathodique, la forme de l'impulsion enveloppe de la H. F. préalablement détectée.

La figure 49 donne un schéma simplifié d'un tel pont. Nous y voyons de gauche à droite :

Le magnétron adapté sur le guide grâce à deux paramètre : l'enfoncement de la sonde et le piston en bout de guide. La tension de crête est mesurée à partir d'un potentiomètre de capacités sur un oscillographe cathodique.

Le courant de crête est mesuré entre guide et masse, en passant par un transformateur, par lecture directe sur un écran cathodique. Précisons que le premier tronçon de guide est isolé au point de vue continu du reste du pont.

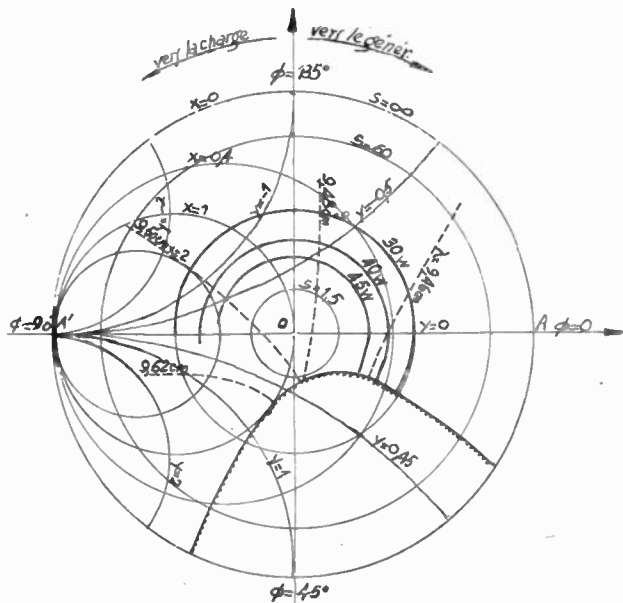


Fig. 50. — Diagramme de Rieke d'un donutron (N° 57 Harvard University).

Sur le second tronçon de guide, fendu pour permettre la mesure du coefficient d'ondes stationnaires, on mesure tout d'abord la fréquence à l'aide d'un ondemètre à transmission dont on vérifie l'accord sur un oscillographe cathodique après détection de l'impulsion. Le même écran pourra

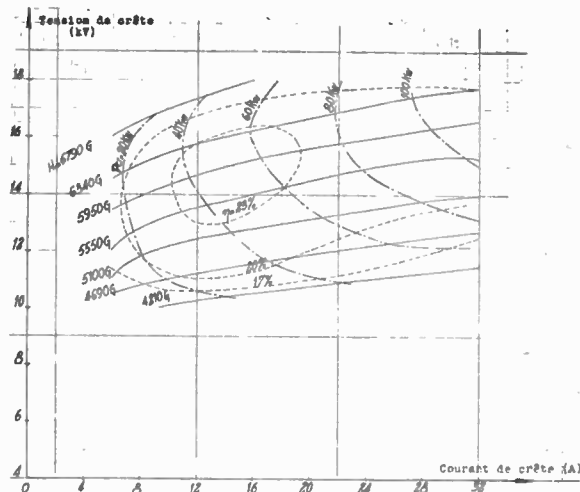


Fig. 51. — Diagramme de performance d'un magnétron 1,25 à 38 cavités. Durée d'impulsion : 0,2 μ sec. avec 1 000 impulsions par seconde.

servir à l'étude de la forme de l'impulsion. La sonde mue par un moteur se déplace d'un mouvement de va-et-vient le long de la fente, et la courbe d'onde stationnaire est tracée automatiquement sur l'écran d'un oscillographe cathodique à grande rémanence.

Vient ensuite le tronçon de variation de la charge avec le dispositif à deux plongeurs décrit précédemment.

Nous voyons enfin le dispositif de mesure de puissance par comparaison, l'adaptation de l'ensemble sur la charge étant parfaite par deux tronçons court-circuités de longueurs variables.

La figure 50 donne un exemple de diagramme de Rieke de magnétron à fréquence réglable en régime permanent : le donutron expérimental n° 57 de Harvard.

Le dispositif de mesure décrit plus haut permet également le tracé des diagrammes de performance des magnétrons. Ce diagramme représente les lignes à champ magnétique constant, à puissance constante et à rendement constant dans le plan des coordonnées (tension crête-courant-crête).

Ce diagramme est assez long à tracer du fait qu'il oblige à faire varier le champ magnétique donné par l'électro-aimant. Pour chacune des mesures faites lors du tracé du diagramme de Rieke, on relèvera donc la tension et le courant de crête à l'oscillographe et on recommencera ces mesures pour différents champs aux environs du champ nominal.

La figure 51 donne un exemple de diagramme de performance d'un magnétron 300 KW. dans la bande des 1,25 cm.

Conclusion.

Nous espérons avoir donné dans cet article un aperçu des essais nombreux et variés que doit entreprendre aujourd'hui le constructeur de tubes s'il veut donner à l'utilisateur le maximum de renseignements utiles. L'espace restreint n'a pas permis d'entrer dans les détails des dispositifs de mesure ni de donner des résultats quantitatifs de mesures effectuées sur les tubes courants. Nous pensons donner dans un proche avenir des résultats de mesure, en particulier sur la limitation des tubes conventionnels en ondes courtes.

Je voudrais exprimer ici toute ma gratitude envers MM. Warnecke, Guénard et Kleen du Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de Télégraphie sans fil et MM. Rivère, Dascotte et Jacquemin du Service U. H. F. de la Société Française Radioélectrique pour les nombreux conseils qu'ils ont bien voulu nous donner et pour le matériel qu'ils ont mis à notre disposition lors de la mise au point de ces essais.

BIBLIOGRAPHIE

- L. BRILLOUIN. — « Transit Time and Space Charge in a Plane Diode ». *Electrical Communication*, vol. XXII, n° 2, 1944.
- W. R. FERRIS. — « Input Resistance of Vacuum Tubes as UHF — Amplifiers ». *P.I.R.E.*, 23 (1936).
- K. FRANZ. — « Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang Elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit ». *E. N. T.* 16 (1939). — « Messung der Empfängerempfindlichkeit bei ultrakurzen Wellen ». *Hochfrequenztechnik und Elektroak.* 59 (1942).
- G. GRUNBERG. — « On the theory of operation of electron tubes with rapidly varying anode voltages ». *Techn. Phys. of the USSR*, vol. 3 (1936) n° 1. — « On the initial current flowing through an electron tube at the sudden application of an impulsive voltage ». *Techn. Phys. of the USSR*, vol. 3 (1936), n° 2.
- F. W. Gundlach. — « Die Raumladungssteuerung im Laufzeitgebiet bei hohen Aussteuerungsgraden ». — *Funk und Ton*, (octobre 48), n° 9 (septembre 1948), n° 8 (août 1948).
- W. A. HARRIS. — « Some notes on noise theory and its application to input circuit design ». *RCA Review*, vol IX, n° 3, septembre 1948.
- W. KLEEN. — « Entwicklungsstand der UKW-Röhrentechnik. *Telefunken-Mitteilungen*, n° 84, septembre 1949.
- G. LEHMANN. — « Application de l'analyse dimensionnelle aux tubes à vide fonctionnant aux très hautes fréquences, cas de la triode ». *Onde Electrique*, n° 230, mai 1946. — « Circuits oscillateurs et amplificateurs associés à des triodes d'émission à très haute fréquence ». *Onde Electrique*, n° 235, octobre 1946. — « Procédés théoriques d'étude et réalisations récentes de tubes d'émission pour la télévision ». *Onde Electrique*, n° 258-259, octobre 1948.
- D. O. NORTH et W. R. FERRIS. — « Fluctuations induced in vacuum-tube grids at high frequencies ». *P.I.R.E.*, 29 (1941).
- H. ROTHE et W. KLEEN. — « Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren ». 1948 — « Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker ». 1948. — « Das Verhalten der Elektronenröhren bei hohen Frequenzen ». A paraître. Akademische Verlaganstalt Geest und Portig, Leipzig.
- STRUTT et VAN DER ZIEL. — « Einfache Schaltmassnahmen zur Verbesserung der Eigenschaften von Hochfrequenz-Verstärkerrohren im Kurzwellengebiet ». *E. N. T.*, 13 (1936). — « Die Ursachen für die Zunahme der Admittanzen von Hochfrequenz Verstärkerrohren im Kurzwellengebiet ». *E. N. T.*, 14 (1937).
- CHAO-CHEN WANG. — « Large-Signal High-Frequency Electronics of thermionic Vacuum Tubes ». *Pire*, n° 4, avril 1941.
- R. WARNECKE. — « Aspect physique des principales limites au fonctionnement des tubes électroniques conventionnels en U. H. F. ». *R. G. E.*, tome XLIX, n° 4, avril 1941.
- H. ZUHRT. — « Die Leistungsverstärkung bei ultrahohen Frequenzen und die Grenzen der Rückkopplungsschwingungen ». *H. F. T. und Elektroak.*, 49 (1937). — « Die Verstärkung einer Dreielektrodenröhre mit ebenen Elektroden bei UHF ». *H. F. T. und Elektroak.*, n° 47 (1936).

ERRATA

Première partie de l'article de Monsieur REMILLON, parue dans « l'Onde Electrique » de juillet N° 268.

Page 277, dans la légende de la fig. 8 a, lire : C_0 est la capacité interélectrodes à froid.

Page 277, dans la légende de la fig. 8 bis, lire : Comparaison des courbes expérimentales et théoriques pour l'amortissement ($\eta\%$). La capacité électronique et le courant pour une diode en régime de charge d'espace en fonction de la tension appliquée donc de l'angle de transit.

Page 277, formule (12), lire : $\zeta P' = \zeta P (1 - j \omega \zeta P L_c)$ (12)

Page 278, fig. 13, lire : la droite coupe l'axe des ordonnées $\frac{1}{C_c}$

au point $\frac{1}{C_c}$ et l'axe des abscisses $\frac{1}{\lambda^2}$ au point $\frac{1}{\lambda_0^2 \infty}$

Page 278, formule (19), lire : $\delta = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4}{3} \frac{d_{sp}}{d_{cg}} \right)}$

Page 279, formule (25), lire : $R_c \approx \frac{\Delta C}{C_{gs} + \Delta C} \frac{1}{p}$

Page 279, formule (26), lire : $\frac{p'}{p} \approx \frac{1}{1 + p \cdot R_c}$

Page 279, 2° colonne, 10° ligne à partir du bas, lire : $\frac{V_p}{V_g}$

Page 280, 2° colonne, formule (30), lire :

$$G_{el} = \frac{1}{R_i} + \omega^2 \cdot p \cdot \left(C_{cp} L_c + \Sigma \right) \quad (30)$$

Page 281, sur la figure 17, lire : ω_{n1} et ω_{n2} au lieu de ω_{1x} et ω_{2x} .

Page 282, 2° colonne, dernière ligne, lire : α_d

Page 283, 1re colonne, 10° ligne, lire : ... et pour des α_d allant de 0 à 12 c'est-à-dire 4 π .

Page 284, figure 22, lire en ordonnée ζP (mA/v)