

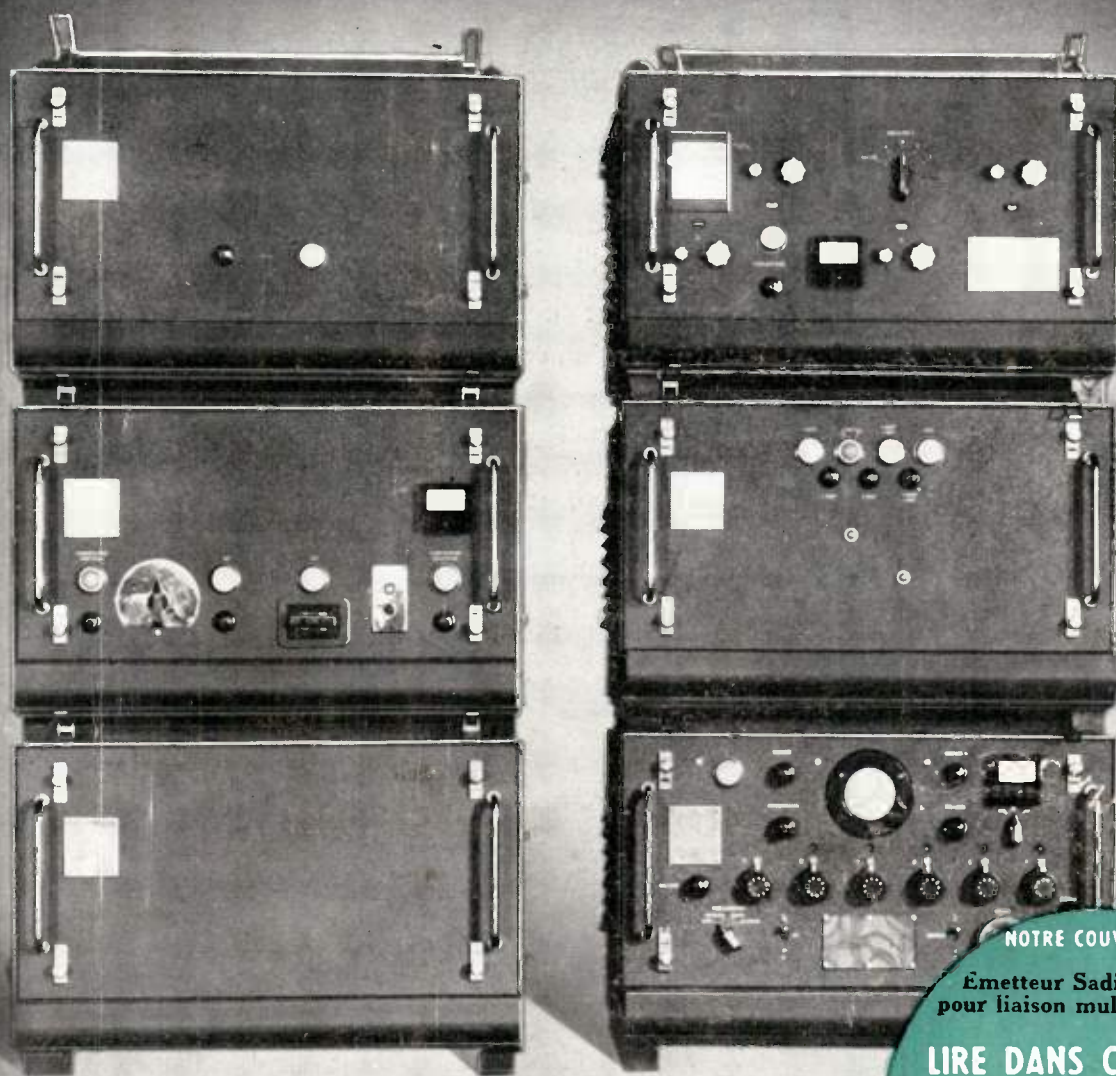
L'ONDE ÉLECTRIQUE

29^e ANNÉE N° 272

NOVEMBRE 1949

PRIX : 160 FRANCS

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



NOTRE COUVERTURE

Emetteur Sadir-Carpentier
pour liaison multiplex à 6 voies

LIRE DANS CE NUMÉRO

Le transistor triode, type PTT 601
SUEUR.

Etude géométrique du nombre de
canaux à adopter en Télévision
Cpt PAYEN.

Le rayonnement radioélectrique du
Soleil et de la Voie Lactée
M. LAFFINEUR.

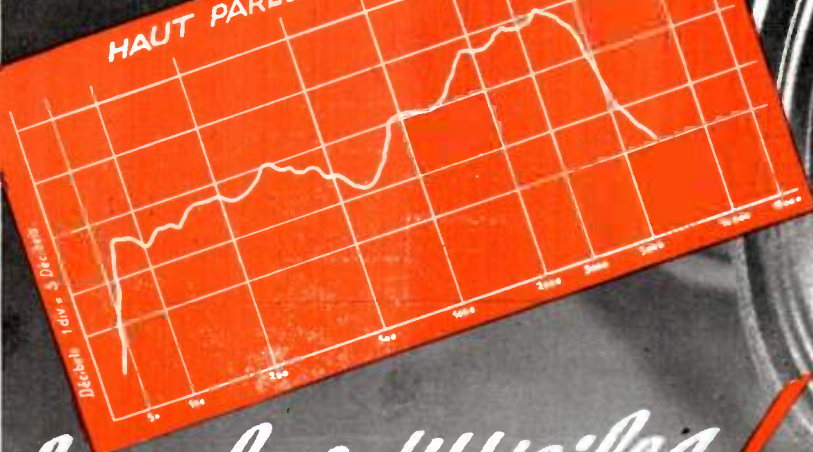
L'amplification sélective en basse
fréquence. — QUEIRCZ ORSINI

Le système "OBOE"
(suite et fin)

P. BESSON

Satisfaire...

HAUT PARLEUR S.E.M. 24 cm B48



les plus difficiles



MINIATURES-INTERPHONES-PORTATIFS



NOS 12 cm.

CINQ LAMPES DE CLASSE COURANTE



NOS 17 cm.

CINQ LAMPES MODÈLE CLASSIQUE



NOS 19 cm.

DANS CHAQUE CAS

La Régularité de notre fabrication donne aux constructeurs l'assurance d'une Production de **Qualité**, d'un **Rendement rigoureusement constant** et d'une **Sécurité absolue** dans la série.

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

LA FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS CONFIRME NOTRE QUALITÉ

UTILISEZ DES
HAUT PARLEURS ET MICROPHONES

SEM

SIX LAMPES type STANDARD



NOS 21 cm.

SIX et SEPT LAMPES LUXE



NOS 24 cm

AMPLIS CINÉMA • PUBLIC-ADDRESS



NOS 28 cm

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

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

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

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

Prix du Numéro :
160 francs

Vol. XXIX

NOVEMBRE 1949

Numéro 272

SOMMAIRE

		Pages
Le transistron triode, type P. T. T. 601	R. SUEUR	389
Etude géométrique du nombre de canaux à adopter en Télévision.	Cpt. PAYEN	398
Le rayonnement radioélectrique du Soleil et de la Voie Lactée ...	M. LAFFINEUR	402
L'amplification sélective en basse fréquence	QUEIROZ ORSINI	408
Le système "OBOE" (suite et fin)	P. BESSON	414

Sur la couverture :

Emetteur SADIR-CARPENTIER pour liaison multiplex à 6 voies.

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRÉ, Membre de l'Institut.

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

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

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

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

- 1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;
- 2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

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

- 1° Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique*;
- 2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;
- 3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;
- 4° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

- 1° Membres titulaires, particuliers 1.000 fr.
— sociétés ou collectivités 5.000 fr.
- 2° Membres titulaires, 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° Membres à vie :
Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit 15.000 fr.
- 4° Membres donateurs :
Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 3.000 fr.
- 5° Membres bienfaiteurs :
Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins 10.000 fr.

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

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

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
PRÉSIDENTS D'HONNEUR

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

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

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

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

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

Vice-Présidents :

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

Secrétaire général :

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

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

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

OFFRE D'EMPLOI

- 0.54 — Important Laboratoire, 80 km. de Paris, recherche : Un ingénieur électricien, diplômé E.S.E., des ingénieurs radioélectriciens, diplômés E.S.E. ou titulaires des certificats de radio-électricité générale et de physique générale de la Faculté des Sciences de Paris, des agents techniques radioélectriciens. Ecrire à la Société qui transmettra.
- 0.55 — USINE Matér. Radio Profes. rech. tr. bon INGÉNIEUR de préf. AM.E.S.E. poss. une dizaine d'années d'expér. ds spécialité

- et pratique étendue aux divers domaines de la construct. Radio-Electr, (émiss. et récept. profess.) situation très intéress. pour Candidat ayant réf. recherch. Ecr. Av. Curr. Vitae détaillé S.I.F. 168. Bd G.-Péri. à Malakoff (Seine).
- 0.56 -- USINE Matér. Radio Profess. rech. INGÉNIEUR dipl. gdes écoles ayant 4 ou 5 ans d'expér. ds spécialité pr Serv. d'Etudes matériel (émiss. moy. puiss.) Ecr. av. Curr. Vitae détaillé S.I.F. 168, Bd G.-Péri, à Malakoff (Seine).

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

Présentés par MM.

- CLAUVERGY Daniel, étudiant Ecole Française de Radioélectricité J. BOUCHARD. PINEAU.
- COUTARD Claude, étudiant Ecole Française de Radioélectricité J. BOUCHARD. PINEAU.
- CRESCENCE René, étudiant à l'E. C. T. S. F. QUINET. CHRÉTIEN.
- DELECHAPT Jean, étudiant au C. N. A. M. BERNARD. LE PARQUIER.
- DICHELOTTE Jean, étudiant Ecole Française de Radioélectricité J. BOUCHARD. PINEAU.
- DIOP Alassane, étudiant Ecole Française de Radio-électricité J. BOUCHARD. PINEAU.
- DUJON Jacques, étudiant au C. N. A. M. GAUCHOIX. LE PARQUIER.
- ELKINO Jacques, étudiant à l'E. C. de T. S. F. QUINET. CHRÉTIEN.
- FERTÉ Marc, étudiant Ecole Française de Radio-électricité J. BOUCHARD. PINEAU.

Présentés par MM.

- GUERGA Michel, élève ingénieur à l'Ecole Centrale de T. S. F. QUINET. CHRÉTIEN.
- HÉRICHER Pierre, élève ingénieur à l'Ecole Centrale de T. S. F. QUINET. CHRÉTIEN.
- LE BORGNE André, élève ingénieur à l'Ecole Centrale de T. S. F. QUINET. CHRÉTIEN.
- MALIFAUD Raymond, ingénieur-mécanicien de l'armée de l'Air. DAUPHIN. CROS.
- MARTY Jacques, élève ingénieur E. E. M. I. VEAUX. PHELIZON.
- MAZERAU Guy, étudiant à l'école de Radioélectricité de Bordeaux CAU. COMBE D'ALMA.
- NEUVY José, élève ingénieur E. E. M. I. VEAUX. PHELIZON.
- OLIVIER Maurice, Ingénieur des Télécommunications de la France d'Outre-Mer RIGAL. LIBOIS.
- RICHE Lucien, élève à la Section radio de l'E. S. E. ... RIGAL. FROMY.

LE TRANSISTRON TRIODE TYPE P.T.T. 601

PAR

R. SUEUR

Ingénieur en Chef des P.T.T.

Chef du Département Transmission au Service des Recherches et du Contrôle techniques des P.T.T.

Le mercredi 18 mai 1949, M. le Ministre des P. T. T. présidait dans les laboratoires du Service des Recherches et du Contrôle techniques des P.T.T. la présentation du transistron triode P.T.T. 601 et celle de quelques appareils équipés de ces éléments.

Une présentation analogue avait eu lieu en Amérique aux Bell Telephone Laboratories en 1948.

A cette époque, les travaux sur les semi-conducteurs conduits en France depuis quelques années, en collaboration entre l'Administration des P.T.T. et la Société des Freins et Signaux Westinghouse allaient permettre d'obtenir des résultats identiques à ceux des Américains.

S'appuyant sur leurs travaux antérieurs les Docteurs WELKER et MATARE et une équipe de chercheurs préparaient du germanium à résistivité élevée et lançaient la fabrication de détecteurs à grande tension inverse, prélude à la réalisation de la triode à germanium ou transistron triode. Au cours de la même année les premiers transistrons fabriqués avec du germanium préparé en France, sortaient des Laboratoires.

Nous aurions pu en français appeler cet élément « Transistance » nom qui est la traduction littérale du terme américain « Transistor ». Toutefois la transistance serait au sens français comme la résistance, une grandeur électrique. Nous l'avons donc appelé « Transistron », de *Résistance de transfert*, la terminaison « tron » classe le montage parmi les éléments actifs mettant en jeu des électrons ou des ions.

1° Les semi-conducteurs.

A température normale, suivant leur conductibilité électrique, les corps solides peuvent être divisés en 3 classes.

- Les conducteurs ;
- Les isolants ;
- Les semi-conducteurs.

Le phénomène de conductibilité est lié à l'organisation électronique des atomes du corps considéré, à l'organisation de son réseau cristallin et à ses imperfections physiques cristallines et chimiques.

On sait que les plus récentes théories sur la constitution de la matière montrent l'atome comme formé d'un noyau central et d'électrons possédant une énergie déterminée. Parmi ces électrons, on en distingue de deux sortes : les électrons liés à l'atome et les électrons libres.

L'énergie d'un électron lié est insuffisante pour qu'il puisse se séparer de lui-même de l'atome et sa variation est quantifiée.

L'énergie d'un électron libre est suffisante pour qu'il puisse s'éloigner indéfiniment de l'atome et sa variation n'est pas quantifiée.

Suivant le principe d'exclusion de PAULI où il est dit que « Dans un atome il ne peut exister deux électrons définis par les mêmes coordonnées quantiques » (1) « il ne peut exister dans un atome plusieurs électrons liés possédant une même énergie. On dit que chaque électron a un « Niveau d'énergie » défini et ce niveau d'énergie ne peut varier que par quantum, sous l'influence des rayons X par exemple.

On sait que ce quantum d'énergie dw est égal à

$$dw = h\nu$$

où b est la constante universelle de PLANCK égale

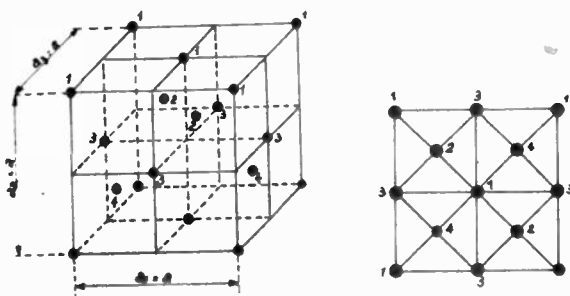


Fig. 1

Maille élémentaire du Ge. Tous les autres atomes du réseau se déduisent de ceux qui sont dessinés, par des translations $b_{a1} + b_{a2} + l_{a3}$.

Projection, sur un plan horizontal, des atomes numérotés dans la maille élémentaire.

à $6,55 \cdot 10^{-27}$ erg. sec. et ν est la fréquence de l'onde électromagnétique rayonnée au cours de la variation d'énergie de l'électron.

Le germanium 32e corps de la table de Mendeleïeff a normalement 32 électrons autour du noyau.

Les atomes des corps solides s'assemblent d'abord en un réseau élémentaire dit réseau cristallin à trois dimensions. La fig. n° 1 donne par exemple le réseau cristallin théorique du germanium.

Dans le réseau cristallin d'un corps déterminé il peut exister des électrons liés au réseau provenant d'électrons libres d'atomes d'impuretés chimiques ou d'atomes du corps, ils y font apparaître des niveaux d'énergie. Dans une structure sans impureté

(1) Les coordonnées quantiques sont au nombre de 4 : n, l, m, s
 n : caractérise une position de l'électron, elle est comprise entre 1 et 7
 l : est liée à la quantité de mouvement
 m : est le nombre quantique magnétique
 s : est le nombre quantique qui caractérise le spin

ni défaut physique les niveaux d'énergie sont groupés en bandes et chaque bande peut comprendre en général au maximum deux fois autant de niveaux qu'il existe d'atomes dans le réseau cristallin, en vertu du principe d'exclusion de PAULI.

Plusieurs bandes peuvent exister, elles sont séparées dans ce cas par des zones dites « régions interdites » où il ne peut y avoir d'électrons. Une bande remplie a tous ses niveaux occupés par des électrons, une bande vide n'a pas d'électrons. Les bandes supérieures d'énergie sont constituées d'électrons de grande énergie cinétique (fig. 2).

A température normale un conducteur solide a ses bandes supérieures d'énergie remplies partiellement d'électrons, de ce fait un champ électrique appliqué au conducteur provoque facilement dans cette bande un changement de niveau d'énergie des électrons et ceci explique la conductibilité élevée

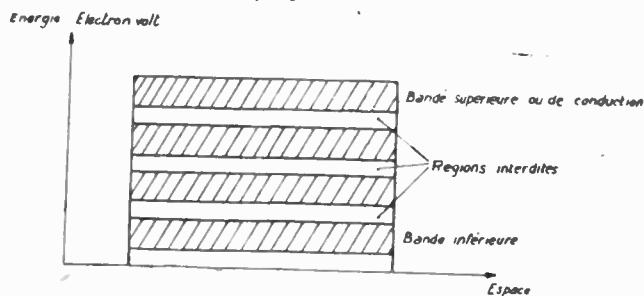


Fig. 2
Représentation conventionnelle
des bandes d'énergie et des régions interdites

des conducteurs. Au zéro absolu il a encore des électrons dans la bande supérieure.

Un isolant au contraire a ses bandes supérieures sans électrons et ses bandes inférieures remplies, de plus les régions interdites peuvent être de plusieurs électrons volts. Un champ électrique même intense ne peut déplacer que très difficilement les électrons à faible énergie des bandes inférieures. Les électrons pourraient seulement passer d'une bande d'énergie à une autre ce qui est très improbable. De ce fait, la conductibilité d'un isolant est très faible. Au zéro absolu, il n'existe pas d'électrons dans la bande supérieure.

Les semi-conducteurs sont de ce point de vue des corps intermédiaires, leur bande d'énergie supérieure est vide et leur bande inférieure est remplie. Entre ces bandes il en existe de partiellement remplies, de plus et contrairement aux isolants l'écart d'énergie entre la bande vide supérieure et la bande pleine inférieure est assez faible. A température normale, ils ont une très faible conductibilité. Au zéro absolu ce sont des isolants et leur coefficient de température est négatif.

Il existe deux types de semi-conducteurs. Le premier que l'on appellera « simple » où l'on trouve le germanium pur le deuxième que l'on appellera « composé » résulte de l'existence d'imperfections physiques ou d'impuretés chimiques dans la structure cristalline des semi-conducteurs simples, ces impuretés peuvent suivant leur nature recevoir des électrons du semi-conducteur ou lui en donner et ils y créent des niveaux d'énergie supplémentaires qui augmentent la conductibilité.

La très faible conductibilité des semi-conducteurs simples à température normale (10^{-2} mho/cm pour le germanium) ne permet pas de les utiliser pratiquement.

On dit d'un semi-conducteur composé qu'il est du type N ou P suivant que les impuretés cèdent des électrons au réseau cristallin ou en reçoivent et cela semble être une question de valences chimiques relatives entre le semi-conducteur simple et les impuretés.

Ainsi le phosphore et l'antimoine font du germanium un semi-conducteur composé type N ; le bore et l'aluminium font du silicium un semi-conducteur composé type P. L'oxyde cuivreux Cu_2O est un semi-conducteur composé du type P.

Lorsque des atomes d'impuretés tombent dans un réseau de semi-conducteur simple deux cas peuvent se produire :

— La valence des impuretés est inférieure à celle du semi-conducteur simple. Dans ce cas, si un atome d'impuretés prend la place d'un atome du réseau cristallin, un ou plusieurs électrons du semi-conducteur simple peuvent en compléter la valence en faisant apparaître une cavité dans la bande qu'ils quittent.

Cette cavité peut être traitée comme une charge égale et de signe opposé à l'électron. Elle provoque l'apparition d'un niveau d'énergie vers la bande correspondante.

— La valence des impuretés est supérieure à celle du semi-conducteur simple, dans ce cas les atomes d'impuretés peuvent placer des électrons dans les régions permises et ils font apparaître des niveaux d'énergie dans la bande interdite.

Ces niveaux d'énergie se placent respectivement très près (0,1 eV.) de la limite des bandes normales et augmentent la conductibilité du corps.

Dans le premier cas la conduction se produit par défaut d'électrons et tout se passe comme si des électrons positifs étaient mis en jeu, dans le second cas la conduction est électronique.

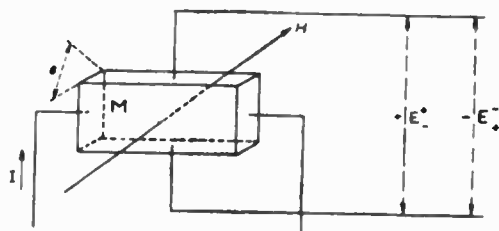


Fig. 3

Il est commode d'utiliser l'effet de Hall, pour déterminer le type et la qualité d'un semi-conducteur.

Un ruban de matière M soumis simultanément à l'influence d'un champ magnétique H normal à son épaisseur e et à un courant électrique I longitudinal, est le siège d'une f.e.m. transversale E (fig. 3).

Pour un corps déterminé et pour une température θ ces grandeurs, H, e, I, E sont reliées entre elles par l'expression :

$$R = \frac{E \text{ volt} \times e \text{ cm}}{H \text{ gauss} \times I \text{ ampère}}$$

où R est appelé « coefficient de Hall » du nom du physicien Hall qui mit cet effet en évidence en 1879.

Avec l'orientation donnée à l'intensité I et au champ H la f.e.m. E peut apparaître orientée positivement ou négativement.

Ce signe se répercute directement sur celui du coefficient R et il dépend du corps soumis à l'expérience. Les corps à conductibilité électronique ont un coefficient de Hall négatif, (type N) : ceux à conductibilité par défaut d'électrons ont un coefficient positif (type P).

En général, le germanium à température normale a une conductibilité électronique.

La valeur de R peut être comprise entre 10^{-7} et quelques 10^{-4} pour le germanium.

L'origine du phénomène de Hall peut s'expliquer par la déviation sous l'influence du champ magnétique, des trajectoires des électrons libres ébranlés par le courant électrique.

Le coefficient de Hall permet de déterminer par son signe le genre de conductibilité des corps et par sa grandeur :

- Le nombre d'électrons par unité de volume qui participent à la conductibilité.
- Le libre parcours moyen des électrons.
- Leur mobilité.

La conductibilité σ d'un semi-conducteur à conductibilité électronique ou à conductibilité par défaut d'électron est donnée par l'expression :

$$\sigma = \frac{4}{3} \frac{e^2 l N}{(2 \pi m k T)^{\frac{1}{2}}}$$

où e = charge d'un électron

l = libre parcours moyen des électrons ou des cavités

N = nombre d'électrons ou de cavités libres par unité de volume

m = masse de l'électron

k = constante de Boltzmann

T = température absolue.

La mobilité b d'un courant d'électrons ou de cavités est définie comme la vitesse de l'électron ou de la cavité dans le champ électrique unité.

$$b = \frac{4}{3} \frac{e l}{(2 \pi m k T)^{\frac{1}{2}}}$$

d'où la relation :

$$\sigma = e N b$$

L'inertie des couches d'arrêt d'un redresseur est d'autant plus accentuée que la mobilité est plus petite.

La théorie des corps solides permet en outre de poser :

$$R = \pm \frac{3 \pi e}{e N} \text{ u. e. s.}$$

Ainsi la mesure du coefficient de Hall, R , permet de calculer N .

En outre la mesure de σ et de R permet le calcul de b :

$$b = \pm \frac{8}{3 \pi e} \sigma R$$

et par conséquent celui de l .

La connaissance de ces différentes grandeurs est indispensable pour définir du mieux possible les propriétés des semi-conducteurs, les méthodes actuelles d'analyses chimiques et spectrographiques étant insuffisantes pour faire un dosage convenable des impuretés.

De plus, les défauts de la structure cristalline ont une très grosse influence sur le comportement des semi-conducteurs et ces défauts se répercutent sur la valeur de ces paramètres physiques, notamment sur la mobilité.

Pour différentes sortes de germanium français

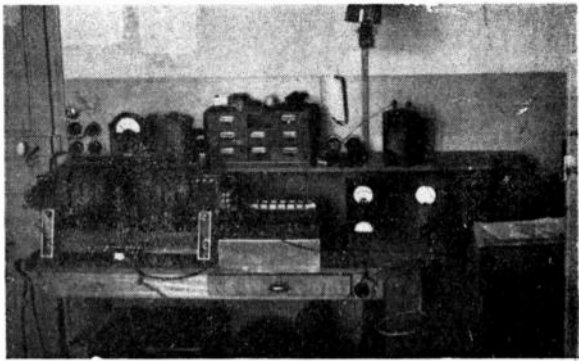


Fig. 4

de type N ou a, à température normale, les valeurs spécifiques moyennes données dans le tableau suivant :

Résistivité ρ $\Omega \text{ cm}$	Constante de Hall R $\frac{\text{cm}^3}{\text{Amp.} \times \text{sec}} \times 10^{-13}$	Concentration en électrons libres N cm^{-3}	Mobilité des élec- trons b $\frac{\text{cm/sec}}{\text{Volt/cm}}$
0,004	1	$0,75 \cdot 10^{19}$	400
0,004	0,7	$1 \cdot 10^{16}$	200
0,007	4	$1 \cdot 10^{16}$	2.000
0,008	10	$1 \cdot 10^{16}$	1.000
0,02	50	$5 \cdot 10^{16}$	800
0,1	800	$1 \cdot 10^{19}$	2.000
0,4	700	$1 \cdot 10^{17}$	2.000
0,5	700	$1 \cdot 10^{18}$	1.000
1	900	$0,5 \cdot 10^{17}$	900
12	2.000	$0,3 \cdot 10^{16}$	1.500
20	6.000	$0,12 \cdot 10^{16}$	3.000

La figure 4 montre une installation pour la mesure du coefficient de Hall.

Le germanium a été découvert en 1886 par le chimiste allemand WINKLER.

On peut l'obtenir de sources diverses :

a) Naturellement, à partir de la germanite, pyrite

comprenant de 30 à 40 % de cuivre et de 1 à 4 % de germanium, les gisements les plus riches en sont situés dans le sud-ouest africain vers Tsumeb. Ils se présentent sous forme de poches qui semblent accompagner des gisements de zircon. On en trouve également dans certaines argyrodites, cette pyrite pouvant en contenir jusqu'à 1 %, des gisements en ont été trouvés vers Freiberg (Saxe).

Certains charbons sulfureux, comme ceux de Durham, en contiennent également.

b) Comme sous produit métallurgique dans le traitement du zinc et du cadmium.

Le germanium brut ne présente pas en général une composition chimique convenable ni une homogénéité de structure cristalline suffisante pour pouvoir être utilisé directement à la confection des détecteurs ou des amplificateurs.

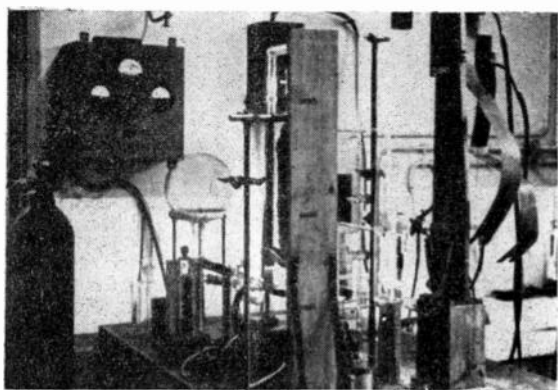


Fig. 5

Il doit subir encore des traitements chimiques et physiques qui lui donnent les propriétés convenables dans le genre P ou N et une résistivité appropriée à l'usage qu'on veut en faire.

La figure 5 montre une installation de traitement du germanium.

2° Contact entre un conducteur et un semi-conducteur.

On sait que deux corps différents mis au contact l'un de l'autre font naître au voisinage du point de contact une différence de potentiel dite « Différence de potentiel de contact » due à la différence du travail d'extraction des électrons dans chacun des corps.

Le travail d'extraction est celui qu'il faut fournir pour arracher un électron du corps et le rendre libre. Le travail d'extraction x_s dans un semi-conducteur composé dépend du taux d'impuretés qu'on y trouve. La différence des travaux de sortie entre un métal et un semi-conducteur est de l'ordre de 0,2 à 0,5 eV.

Des formules pour la différence des travaux de sortie ont été données par Fowler pour différents cas. Pour un semi-conducteur composé on a :

TYPE N

Faibles ionisations ($n_1 \ll N_1$)

$$-eV = x_s - x_m - \frac{1}{2} kT \log \left(\frac{N_1}{v_1} \right)$$

Fortes ionisations ($n_1 \approx N_1$)

$$-eV = x_s - x_m - kT \log \left(\frac{N_1}{v_1} \right)$$

TYPE P

Faibles ionisations ($n_2 \ll N_2$)

$$-eV = x_s - x_m + \frac{1}{2} kT \log \left(\frac{N_2}{v_2} \right)$$

Fortes ionisations ($n_2 \approx N_2$)

$$-eV = x_s - x_m + kT \log \left(\frac{N_2}{v_2} \right)$$

où :

v = est une fonction de (h, k, T, n) ;

e = charge de l'électron ;

V = différence de potentiel de contact ;

x_s = travail de sortie du semi-conducteur ;

x_m = travail de sortie du métal ;

k = constante de Boltzmann ;

T = température absolue ;

N_1 = Nombre de niveaux fournisseurs d'énergie par unité de volume et situés à un certain niveau en-dessous de la bande vide.

n_1 = nombre d'électrons libérés dans la bande vide par unité de volume.

N_2 = nombre de niveaux récepteurs d'énergie par unité de volume et situés à un certain niveau d'énergie au-dessus de la bande pleine.

n_2 = nombre de cavités libérées dans la bande pleine par unité de volume.

La différence de potentiel de contact provoque l'apparition de barrières de potentiel placées au voisinage des surfaces en contact. Entre ces barrières il existe une zone dite couche d'arrêt isolante à haut pouvoir inducteur spécifique.

Des explications sur la formation et l'existence des barrières de potentiel ont été données par de nombreux auteurs, Schottky, Mott etc... elles se réfèrent à la différence des travaux d'extraction c'est-à-dire la différence des niveaux d'énergie qui peut exister entre les deux corps en présence.

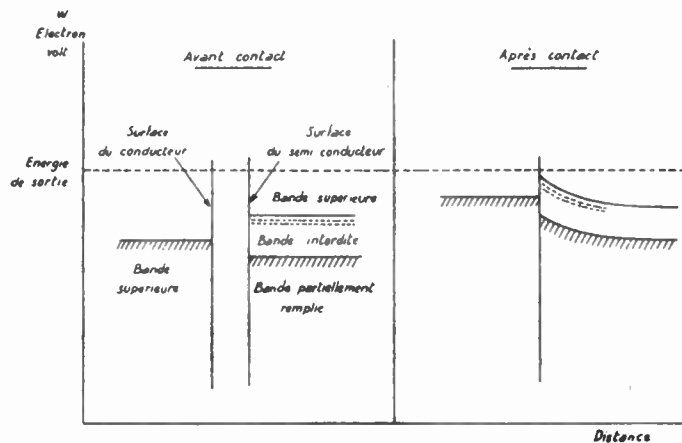
Suivant une représentation conventionnelle la figure 6 indique la position des bandes et niveaux d'énergie qui existent au voisinage de leur surface dans un métal et dans un semi-conducteur type N avant et après leur contact.

Dans le semi-conducteur les niveaux d'énergie des électrons créés par les impuretés sont placés vers la bande supérieure normalement vide et ils sont plus élevés que ceux de la bande supérieure du conducteur.

Quand le contact est établi on constate que le courant électrique circule plus facilement dans le

sens « conducteur vers semi-conducteur » que dans le sens inverse.

Au moment du contact on pourrait dire d'abord que du fait de la différence d'énergie des électrons de chacun des corps en présence, les électrons du semi-conducteur diffusent vers le conducteur et lais-



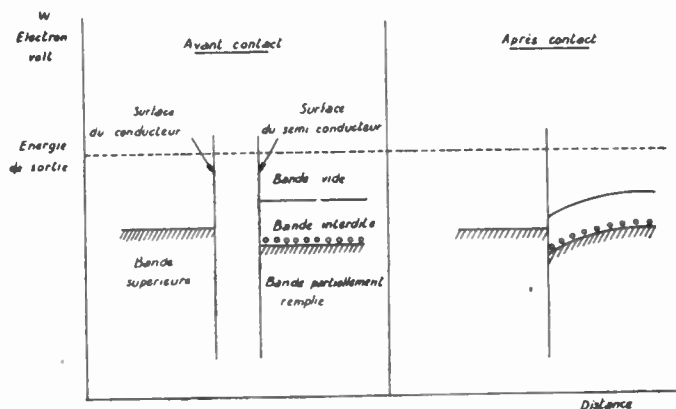
--- Niveaux d'énergie créés par les électrons des impuretés.

Fig. 6

sent subsister une couche superficielle positive vers la surface du semi-conducteur, une autre négative apparaît dans le conducteur; une double barrière de potentiel est ainsi formée et entre elles apparaît la couche d'arrêt.

Une différence de potentiel électrique appliquée déplace plus facilement les électrons à haute énergie du semi-conducteur vers le conducteur qu'inversement, le sens privilégié ou direct de circulation du courant électrique est donc bien celui observé.

Cet aperçu sur le mécanisme probable de formation des barrières de potentiel et des couches d'arrêt ne saurait donner une vue exacte d'une théorie qui se cherche encore. Retenons seulement que la différence de conductibilité qui existe dans un contact entre un conducteur et un semi-conducteur en fonction du sens de circulation du courant électrique, est utilisée dans les détecteurs et constitue l'un des phénomènes physiques utilisés dans le transistor.



o o o o Niveaux d'énergie créés par les cavités

Fig. 7

Les théories les plus récentes sur les corps solides, compte tenu des expériences faites, semblent montrer que la couche d'arrêt a une épaisseur de l'ordre de 10^{-4} mm.

S'il s'agit d'un semi-conducteur composé type P l'équilibre s'établit différemment (fig. 7).

Au moment du contact, les cavités situées vers la bande partiellement remplie du semi-conducteur s'écoulent vers le conducteur, y créent une barrière positive et laissent subsister une barrière négative dans le semi-conducteur, la conductibilité de l'ensemble n'est pas électronique et l'on constate que le sens de circulation le plus commode pour le courant électrique est celui de semi-conducteur vers conducteur.

3° Fonctionnement du transistor (fig. 8).

Établissons sur un fragment de germanium type N à résistivité élevée, une surface polie puis attaquée à l'acide pour obtenir une structure cristalline superficielle convenable et enfin traitée chimiquement pour y faire apparaître une couche à semi-conduction type P ou pour en renforcer l'existence et appliquons sur cette surface ainsi traitée une pointe métallique en bronze, en tungstène ou en molybdène.

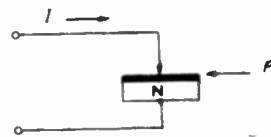


Fig. 8

On constate que le sens direct de passage du courant est celui observé pour les semi-conducteurs N.

Faisons circuler un courant électrique I de 1 à 2 milliampères dans le sens direct c'est-à-dire dans le sens « pointe vers semi-conducteur ». Il apparaît que la conductibilité électrique autour du point de contact dépend de la valeur de I c'est le deuxième phénomène dit de transistance utilisé dans le transistor.

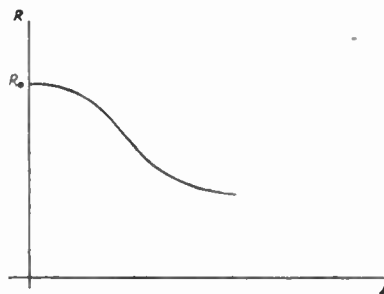


Fig. 9

Si l'on place alors une deuxième pointe sur cette surface à une distance d de 20 à 50 microns de la première, on constate que la résistance R mesurée entre les deux pointes dépend de I suivant une loi donnée qualitativement par la figure 9.

On sait par ailleurs qu'un amplificateur est essentiellement une vanne d'énergie où le rapport $\frac{W_s}{W_c}$ entre l'énergie W_s de sortie libérée par la vanne et l'énergie W_c mise en jeu pour commander la vanne est plus grand que l'unité.

Réalisons maintenant le montage de la figure 10

ou le courant I_E direct est de l'ordre du milliampère, la résistance variable r a quelques centaines d'ohms, la pile p a une force électromotrice e de 1 à 2 volts, la pointe « a » est la pointe de commande et la résistance de la couche autour de a est de quelques dizaines de milliers d'ohms.

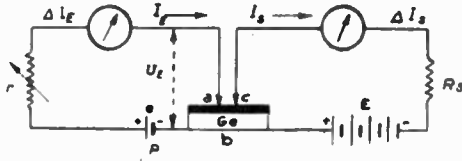


Fig. 10

Une tension E très forte (50 à 100 volts) est appliquée à travers une grande résistance R_s (20.000 à 30.000 ohms) à la pointe c dans le sens où la résistance du semi-conducteur est très grande. On constate que le courant I_s dépend de I_E , le courant I_s pour circuler doit donc certainement emprunter en partie la couche entre les points « a » et « c ». La vanne est là représentée par la résistance de la couche, elle est commandée par le courant I_E et il se trouve que la puissance nécessaire à la commande est beaucoup plus faible que celle qui apparait dans la résistance de sortie R_s .

La grandeur du rapport des puissances d'entrée et de sortie donnée par :

$$\frac{R_s (\Delta I_s)^2}{(\Delta U_E \times \Delta I_E)} = \frac{W_s}{W_e}$$

peut atteindre actuellement 100 à 200 et la puissance de sortie W_s est de l'ordre de quelques dizaines de milliwatts.

Des explications du phénomène physique de variation de conductibilité de surface attribuée à une couche P et à la masse du semi-conducteur N en fonction de la polarisation de l'électrode de commande

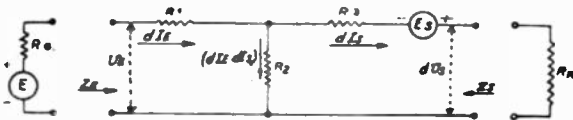


Fig. 11

de ont été fournies par Bardeen et Brattain (voir bibliographie) et nous renvoyons le lecteur aux articles de ces auteurs. Les calculs et les essais effectués en France semblent confirmer jusqu'à présent le rôle d'une couche où la conductibilité se produit par défaut d'électrons. Ces vérifications exigent la mise en œuvre de mesures très délicates, notamment de mesures précises de capacités interélectrodes.

Un des schémas électriques à notre avis le plus commode équivalent au transistor est le suivant (fig. 11).

Il résulte de l'analyse mathématique du fonctionnement du transistor.

On peut en effet poser les équations suivantes où les paramètres correspondent aux quatre éléments du schéma équivalent.

$$\begin{aligned} dU_E &= R_E dI_E + R_r dI_s \\ dU_s &= R_C dI_E + R_s dI_s \end{aligned}$$

où nous appellerons :

- R_E = résistance d'entrée.
- R_r = résistance de réaction entre la sortie et l'entrée,
- R_C = résistance de couplage qui fait apparaître à la sortie du montage la F.E.M. de transfert.
- R_s = résistance de sortie.

Ces deux équations permettent d'établir le schéma équivalent suivant (fig. 12).

Avec :

$$\begin{aligned} E_r &= R_r dI_s \\ E_C &= R_C dI_E \end{aligned}$$

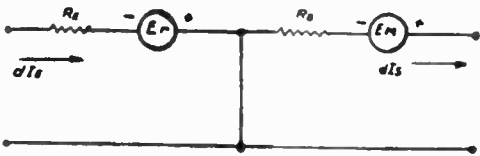


Fig. 12

d'où l'on passe facilement au schéma de la figure 11 par application du théorème de Thévenin. Dans ce schéma on aura :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_E - R_r \\ R_2 &= R_r \\ R_3 &= R_s - R_r \\ E_s &= (R_C - R_r) dI_E \end{aligned}$$

Le réseau de courbes de la figure 13 relevé sur un transistor type 601 montre, comme on devait s'y attendre (voir fig. 9) que I_s croît avec I_E .

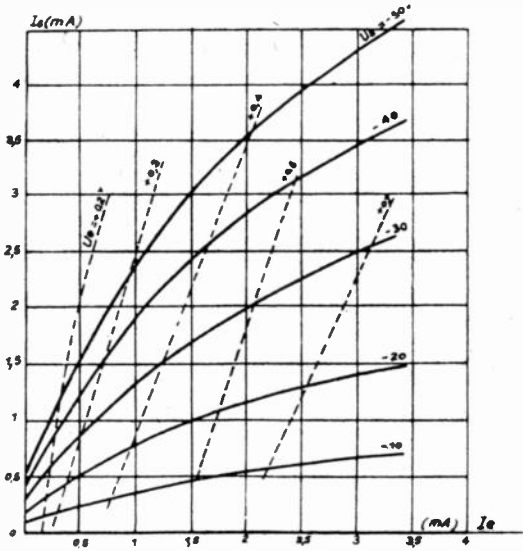


Fig. 13

Par ailleurs la F.E.M.

$$E_r = R_r dI_s$$

est une F.E.M. de réaction.

Nous pouvons maintenant établir une méthode commode de calcul des différentes caractéristiques d'un amplificateur en fonction des grandeurs définies précédemment.

Plaçons le transistor entre un générateur de F.E.M. $e = E \sin \omega t$ par exemple et d'impédance interne égale à R_G et un récepteur d'impédance égale à R_R .

La figure 14 montre le schéma du montage, dans ce cas, il n'est pas nécessaire d'y faire figurer les sources de polarisation.

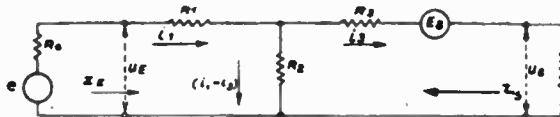


Fig. 14

Pour la commodité du calcul nous poserons :

$$\mu_0 = \frac{E_c}{U_E} = \frac{R_G - R_r}{R_E} \approx \frac{R_c}{R_E}$$

$$\beta = \frac{R_r}{R_R}$$

$$\frac{i_3}{i_1} = \frac{R_c}{R_R + R_s}$$

$$\mu = \frac{R_R i_3}{R_E i_1} = \frac{R_c}{R_E} \times \frac{R_R}{R_R + R_s} = \mu_0 \frac{R_R}{R_R + R_s}$$

$$\mu \beta = \frac{R_r}{R_E} \frac{R_c}{R_R + R_s}$$

Et nous trouvons alors :

a) L'impédance d'entrée Z_E

$$Z_E = R_E (1 - \mu \beta)$$

b) L'impédance de sortie Z_s

$$Z_s = R_s + R_r (1 - \mu_0 \beta) \approx R_s$$

c) Le gain en tension, en Népers

$$G_t = \log_e \frac{U_s}{U_E} = \log_e \frac{R_R i_3}{Z_E i_1} = \log_e \frac{R_R}{R_R + R_s} + \log_e \frac{R_c}{R_E} + \log_e \frac{1}{1 - \mu \beta}$$

Si R_R est très grand

$$G_{tm} = \log_e \frac{R_c}{R_E} + \log_e \frac{1}{1 - \mu \beta}$$

d) Le gain composite, en Népers.

$$G_c = \log_e \frac{2 \sqrt{R_G Z_R}}{R_G + Z_R} + \log_e \frac{\sqrt{2 R_R R_s}}{R_R + R} + \log_e \frac{R_G}{\sqrt{Z_R R}}$$

Pour $R_G \neq Z_R$ le premier terme est négatif ainsi que le deuxième pour $R_R \neq R_s$, ils sont égaux à zéro pour :

$$R_G = Z_R$$

$$R_R = R_s$$

Pour avoir un bon rendement en puissance l'impédance du générateur et du récepteur devra être respectivement adaptée à Z_R et R_s et le gain sera égal à :

$$G_{cm} = \log_e \frac{R_c}{R_E} - \log_e \sqrt{\frac{R_s}{R_E}} + \log_e \frac{1}{\sqrt{1 - \mu \beta}}$$

Autour d'un point de fonctionnement relevé sur la figure n° 13 et défini par

$$U_B \approx + 0,35 \text{ volt}$$

$$U_s \approx - 45 \text{ volts}$$

On trouve pour le transistor 601 les caractéristiques primaires suivantes :

$$R_E \approx 170 \text{ ohms}$$

$$R_r \approx 70 \text{ ohms}$$

$$R_c \approx 30.000 \text{ ohms}$$

$$R_s \approx 20.000 \text{ ohms}$$

ce qui donne le schéma équivalent de la figure 15.

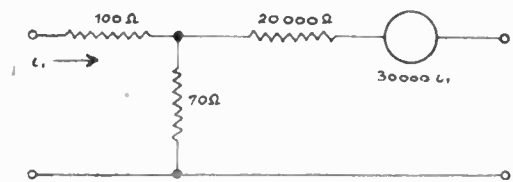


Fig. 15

On trouve, pour $R_R = R_s$ et $R_G = Z_R$

$$\mu_0 = \frac{30.000}{170} \approx 176$$

$$\mu = \frac{176}{2} = 88$$

$$\beta = 3,5 \cdot 10^{-3}$$

$$\mu \beta = 0,308$$

$$Z_E = 170 (1 - 0,308) \approx 118 \text{ ohms}$$

$$Z_s = 20.000 \text{ ohms}$$

$$G_t \approx 5,5 \text{ Népers}$$

$$G_{cm} \approx 5,15 - 2,38 - 0,1 \approx 2,7 \text{ Népers} \approx 24,5 \text{ db}$$

On remarque incidemment qu'un transistor constitue un très bon amplificateur de tension.

Les montages de mesure du gain des transistors se déduisent aisément des définitions.

Dans la mesure du gain composite on encadre généralement le transistor de transformateurs d'entrée et de sortie.

4° Fabrication des transistrons.

La partie principale de la production des transistrons réside dans la préparation du germanium. dans la sélection des barreaux où des pastilles doivent être taillées, dans la recherche des points de contact optimum et dans le réglage de l'écartement des pointes. Ces deux dernières opérations s'effectuent d'ailleurs sous le microscope et sont rendues commodes dans le type 601 par les dispositions mécaniques qui sont utilisées (fig. 16).

Les deux tiges en bronze *a* et *c* reçoivent chacune une pointe *P* en fil de tungstène. La tige *b* supporte la pastille de G_e . Chaque tige coulisse dans un em-

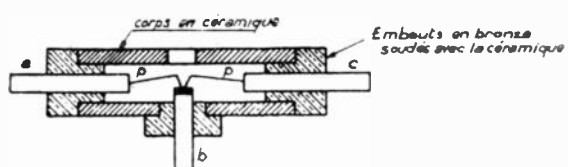


Fig. 16

bout en bronze et sa position peut être fixée par une vis pointeau. On voit que par le jeu des trois tiges, translation pour *a* et *c*, translation et rotation pour *b* on explore commodément tout en vérifiant les caractéristiques électriques du moment, la surface de la pastille. La translation de *b* permet notamment le réglage précis de l'écartement des pointes.

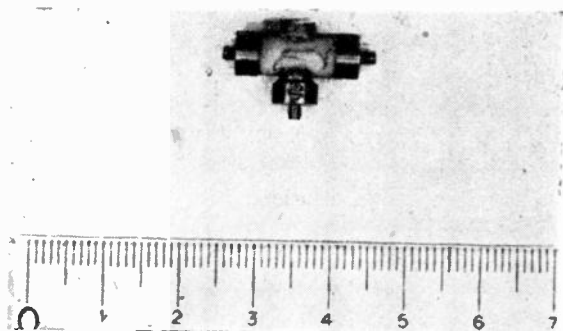


Fig. 17

Une petite série a déjà été fabriquée sur laquelle des méthodes de fabrication et de contrôle ont pu être étudiées ; à partir de novembre prochain la Société Westinghouse en produira en assez grande quantité pour les organismes d'Etat qui participent au financement des études dans cette Société.

La figure 17 montre une photographie du transistron type 601.

5° Utilisation des transistrons.

Des appareils d'essais fonctionnent actuellement dans les laboratoires du S.R.C.T. ce sont :

- Un poste récepteur de radiodiffusion (fig. 18) ;
- Un poste émetteur sur 300 mètres de longueur d'onde.

- Un amplificateur vidéo de radiodiffusion à 4 transistrons, de bande passante 40-10.000 p/s, de gain égal à 5,2 Népers et de 20 milliwatts de puissance de sortie.

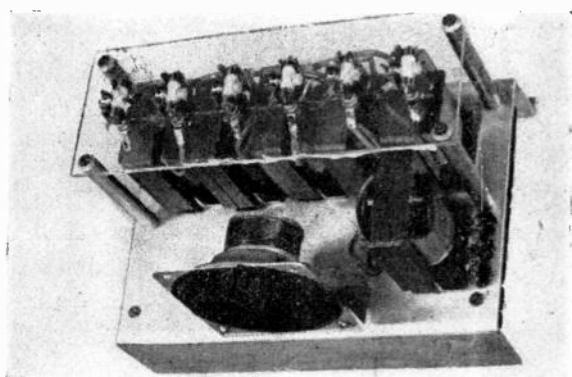


Fig. 18

- Un répéteur de ligne téléphonique à moyenne distance (fig. 19) ;
- Un répéteur téléphonique à grande distance pour circuit à 4 fils pupinisé.

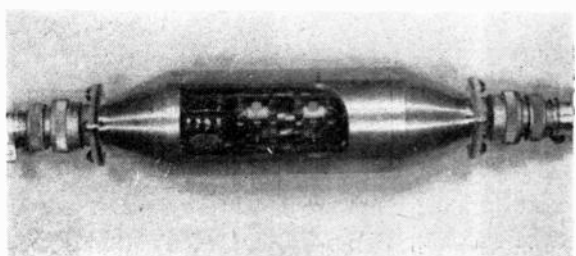


Fig. 19

Ce dernier appareil va être mis en exploitation à Paris sur un circuit Paris-Nancy et son schéma est donné par la figure 20.

Son gain maximum est égal à 3,5 Népers et la puissance de sortie disponible est de 15 milliwatts.

Sa consommation globale en énergie est de l'ordre de 0,9 watt par sens d'amplification. Un répéteur à pentodes de durée garantie 10.000 heures consommerait au minimum 4 watts par sens.

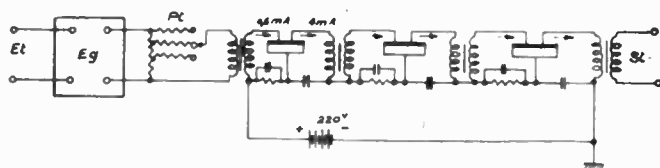


Fig. 20

En raison de l'unicité possible de la source de polarisation des électrodes et de leur faible consommation, les transistrons se prêtent commodément à la téléalimentation par la ligne téléphonique qu'ils équipent. Dans la mesure où les prévisions de durée

de ces éléments seront vérifiées ils permettront de diminuer le coût des lignes téléphoniques en multipliant les amplificateurs sur des lignes où la quantité de matières premières aura été réduite.

La figure 21 donne le schéma de l'amplificateur téléalimenté à deux transistors push-pull présenté sur la figure 19.

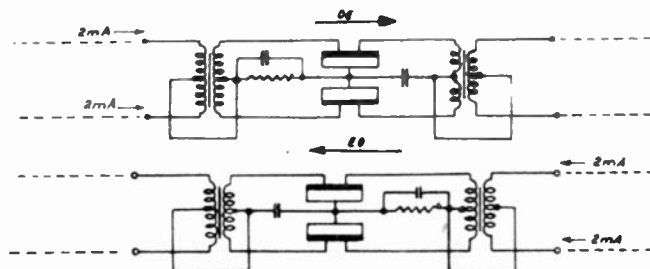


Fig. 21

Les laboratoires du S.R.C.T. développent actuellement plus particulièrement leurs recherches vers l'adaptation du transistor aux appareillages de lignes téléphoniques et dans un sens de simplification des équipements, de réduction des encombrements du matériel, d'accroissement de la sécurité de service, de diminution du coût annuel des circuits.

L'équipe qui effectue les recherches sur les semi-conducteurs et sur leur utilisation comprend :

Pour l'administration des P.T.T. :

MM. JOB, Ingénieur des P. T. T.

MOLL, Ingénieur Contractuel

CHALHOUB, Ingénieur Contractuel

PERINET, Inspecteur des I. E. M.

GANET, Inspecteur des I. E. M.

LE FLOCH, Contrôleur des I. E. M.

VALLNET, Contrôleur des I. E. M.

COULON, Contrôleur des I. E. M.

POTET, Contrôleur des I. E. M.

Pour la Compagnie Westinghouse :

MM. WELKER, Docteur Physicien

MATARE, Docteur Physicien.

PETIT-LEDU, Physicien

BETHGE, Ingénieur.

POILLEAUX, Technologiste.

CALON, Technologiste.

PHILIPPOTEAUX, Technologiste.

L'auteur remercie particulièrement M. ENGEL, Directeur Technique de la Compagnie Westinghouse, pour le précieux concours qu'il lui a accordé en toutes circonstances au cours des travaux sur les transistors.

BIBLIOGRAPHIE

Atomistique et Chimie Générale, par R. RENAULT. Dunod, Paris.

Modern Theory of Solids by SEITZ — Mc. Graw Hill, N. Y. and London.

Electronic Processes in Ionic Crystals by N. F. MOTT and R.W. GURNEY — Oxford University, London.

Cristal rectifiers, by TORREY and WHITMER — M.I.T., Mc. Graw Hill N.Y. and London.

Microwave Mixers by POUND — M.I.T. Mc. Graw Hill N.Y. and London.

Die Elektronenleitung des Kupferoxyduls von W. SCHOTTKY und F. WAIBEL, *Physikalische Zeitschrift* n° 23, 1933, (Traduction CNET N° 38).

Über die Elektrische leit fähigkeit des kupfer oxyduls im gleichgewicht mit weinen nachbarphalen von F. WAIBEL. *Zeitschrift für technische Physik* N° 11, 1935 (Traduction CNET N° 428).

Détecteurs à Pyrite pour ondes décimétriques par H. WELKER — (Traduction N° 5441 du ministère de l'armement S.E.F.T.).

Schottky's Theories of dry solid Rectifiers by JOFFE — *Electrical Communications* Vol. 22, N° 3, 1945.

Electrical resistance of the contact between a semi conducteur and a metal, by JOFFE — *J. Phys. U. R. S. S.*, Vol. 10, N° 1, 1946 (Traduction CNET, N° 622).

Sur l'intérêt et les possibilités d'application des semi-conducteurs électroniques dans la technique des hautes fréquences par M. TEZNER — *Note Technique CNET*, N° 1047.

Note relative aux redresseurs à contact ponctuel sur semi-conducteur — Note S.R.C.T. — Département Transmission 10-10-48.

Le courant électrique, le photon et l'électron par M. G. POCHOLLE, Ingénieur en Chef des P.T.T. — *Bulletin de Documentation du Secrétariat aux Forces armées « Guerre »*.

The Transistor a cristal triode, by D. G. F. and F. H. R., *Electronics*, september 1948.

The Transistor A semi-Conductor Triode, by J. BARDEEN and W. H. BRATTAIN, *the Physical Review*, july 15, 1948.

Nature of the Forward Current in Germanium point Contacts, by W. H. BRATTAIN and J. BARDEEN, *The Physical Review*, july 15, 1948.

Modulation of Conductance of Thin Films of Semi-Conductors by Surface Charges, by W. SHOCKLEY and G. L. PEARSON, *The Physical Review*, july 15, 1948.

Les détecteurs à Germanium par R. SUEUR, *Information Technique* — janvier-février 1949.

Germanium, important new Semiconductor, by Dr. W. Crawford DUNLAP VR, *Général Electric Review*, February 1949.

Temperature Dependence of the Work Function of Semiconductors by A. H. SMITH, *Physical Review*, 15 march 1949.

The Effect of Surface States on the Temperature Variation of the Work, Function of Semiconductors by Jordan, J. MARKHAM and PH MILLER Jr.

The Type-A Transistor by R.M. RYDER, *Bell Laboratories Record-March* 1949.

Some Novel Circuits for the Three Terminals Semiconductor amplifier by W. M. WEBSTER, E. EBERHARD and LE. BARTON, *R.C.A. Review*, march 1949.

Physical Principles Involved in Transistor Action by J. BARDEEN and W. H. BRATTAIN, *Physical Review*, 15 april 1949.

ÉTUDE GÉOMÉTRIQUE DU NOMBRE DE CANAUX A ADOPTER EN TÉLÉVISION

PAR

le Capitaine PAYEN

Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications

Dans l'établissement des normes de la télévision, la largeur de bande passante est un élément fondamental, puisqu'il caractérise la qualité même du système adopté. Directement lié à cette donnée est le nombre de canaux, rapport de la bande passante admise à la bande totale de fréquences réservée à la télévision. Or ce nombre est déterminé par la sujétion de retransmettre les émissions par des stations relais afin de couvrir la superficie d'un territoire donné, tout en évitant le brouillage entre stations.

Il est évident par ailleurs qu'on ne saurait fixer un standard pour la télévision en raison seulement de l'avenir immédiat où quelques stations plus ou moins dispersées seront mises en service, mais qu'on doit tenir compte du stade futur où un réseau complet couvrira la surface d'un, voire de plusieurs pays. A cet égard, si la question du nombre de canaux a parfois déjà été abordée sous cet angle, — en particulier par Monsieur Delvaux dans sa communication intitulée « Bases théoriques du choix de normes de télévision », parue dans l'Onde Electrique de Mai 1949 — il a paru intéressant d'en faire une étude plus approfondie. C'est cette étude qui est développée dans le présent exposé.

Énoncé du problème.

On se propose, en premier lieu, de répartir sur un territoire donné un certain nombre de stations émettrices diffusant un même programme de télévision, de manière à couvrir sans lacune l'ensemble du territoire considéré, ce qui revient à dire qu'en tout point doit pouvoir être reçue de manière satisfaisante une au moins des stations du réseau.

Il faut en outre que, si un récepteur est accordé sur l'une des stations, il ne puisse être brouillé par une autre station du réseau émettant sur la même fréquence. A cette fin, il est nécessaire d'utili-

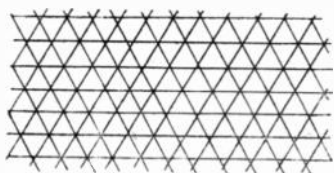


Fig. 1 a

liser plusieurs fréquences et de les répartir entre les stations de manière à ménager la plus grande distance possible entre les stations affectées d'une même fréquence.

Accessoirement, on s'efforcera d'éloigner les unes des autres les stations émettant sur des fréquences immédiatement voisines, dont les émissions sont susceptibles de se gêner mutuellement.

Comment répartir dans l'espace les stations émettrices, comment déterminer le nombre de fréquences à adopter et comment distribuer ces fréquences entre les stations, pour tenir compte au mieux des conditions ci-dessus, c'est ce que nous nous proposons de définir.

Répartition spatiale des stations émettrices.

Nous envisagerons le problème sous son aspect purement géométrique et supposons que le territoire à couvrir est un plan indéfini où les stations peuvent à priori occuper des emplacements quel-

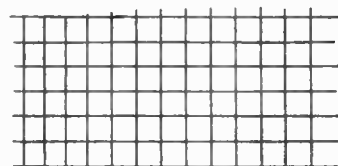


Fig. 1 b

conques. On voit aisément que seules deux configurations procurent une distribution spatiale régulière : le réseau triangulaire (fig. 1a) et le réseau rectangulaire (fig. 1 b).

Pour remplir la première condition (de recouvrement), les cercles de rayon r tracés sur les figures

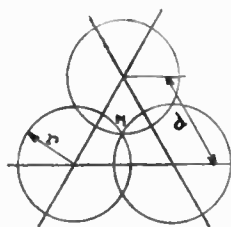


Fig. 2 a

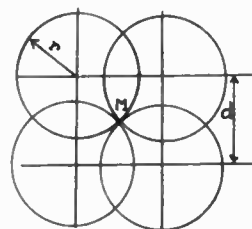


Fig. 2 b

2 a et 2 b doivent inclure le point M , r désignant la portée utile de chaque station. On peut considérer comme évident que la disposition la plus avanta-

geuse est celle de l'hypothèse a (réseau triangulaire). Nous en donnerons d'ailleurs la confirmation en annexe, où nous traiterons l'hypothèse du réseau rectangulaire et comparerons les résultats dans les deux cas.

Adoptant donc la disposition de la figure 2 a, nous

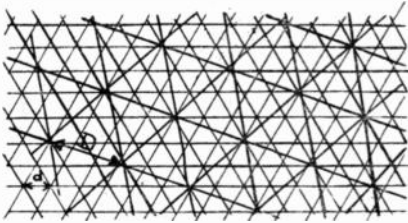


Fig. 3

voyons que la condition de recouvrement s'écrit $d \leq r \sqrt{3}$, d représentant la distance de 2 stations voisines.

Distribution des fréquences entre les stations.

Pour satisfaire la seconde condition (de non-brouillage) il faut, nous l'avons vu, disposer d'un certain nombre de fréquences. Soit N ce nombre. Si nous considérons l'ensemble des stations émettant sur l'une de ces fréquences, soit F_n , cet ensemble doit manifestement présenter une distribution spatiale régulière, et cette distribution ne peut être, dans le cas admis d'une configuration triangulaire pour la totalité des stations, qu'une autre configuration triangulaire se déduisant de la première par une similitude (fig. 3).

Appelons $s = \frac{D}{d}$ le rapport de similitude des 2 réseaux, que nous désignerons respectivement par (I) et (T). D représente la plus courte distance entre deux stations émettant sur la fréquence F_n . A chaque fréquence $F_1, F_2, \dots, F_n$ correspond un réseau particulier, chacun se déduisant de (T) par une translation.

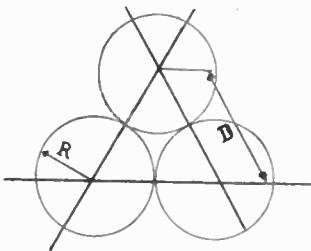


Fig. 4

Condition de non-brouillage.

Si R est la distance à laquelle une station est susceptible de provoquer le brouillage (distance toujours supérieure à la portée utile r), on voit, d'après la fig. 4, que pour éviter le brouillage en tout point du plan, il faut que D soit supérieur à $2R$.

Si l'on tient compte des relations $d = r \sqrt{3}$ et

$$s = \frac{D}{d}, \text{ la condition s'écrit } s > \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{R}{r}.$$

Relation entre le rapport s et le nombre de fréquences N .

Le rapport de similitude linéaire des deux réseaux (I) et (T) étant s , il en résulte que le rapport des

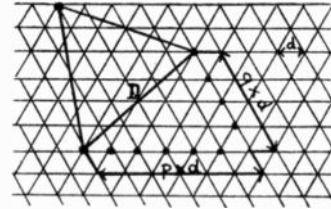


Fig. 5

aires des triangles élémentaires constituant respectivement ces deux réseaux a pour valeur s^2 .

Si nous délimitons dans le plan une surface quelconque, mais très grande par rapport aux dimensions d et D , cette surface contiendra s^2 fois plus de triangles élémentaires (I) que de triangles (T) et partant s^2 fois plus de stations au total que de stations affectées de la fréquence N . Comme d'autre part les fréquences sont équitablement distribuées parmi les stations, le nombre N de fréquences distinctes se trouve égal à s^2 .

$N \backslash p$	0	1	2	3	4	5
0	0	1	4	9	16	25
1	1	1	3	7	13	21
2	4	3	4	7	12	19

Fig. 6

Valeurs pouvant être prises par le nombre N .

Nous allons montrer que la valeur de N ne peut être choisie arbitrairement, mais doit être prise parmi une suite de nombres que nous allons définir. L'adoption de valeurs étrangères à cette suite con-

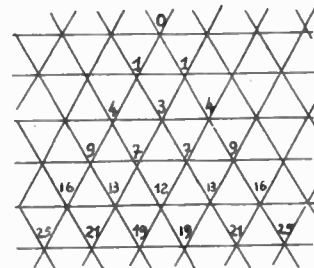


Fig. 7

duirait à des répartitions non homogènes, moins avantageuses que celles indiquées.

Nous savons que $N = s^2 = \left(\frac{D}{d}\right)^2$

La base D du réseau (T) est susceptible de prendre toutes les valeurs correspondant aux distances de

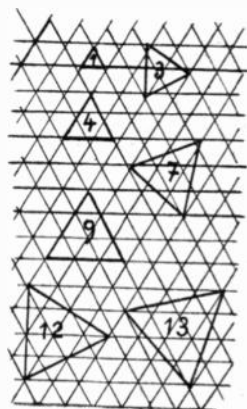


Fig. 8

deux sommets quelconques du réseau (t). (Voir fig. 5).

Ces valeurs ont pour expression générale :

$$D = d \sqrt{p^2 - pq + q^2}$$

p et q étant des nombres entiers quelconques.

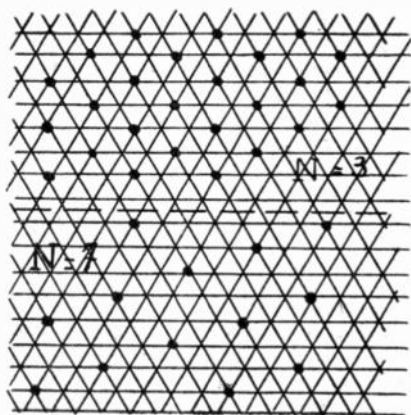


Fig. 9

Il en résulte pour N l'expression $N = p^2 - pq + q^2$. Les valeurs définies par cette formule se lisent figure 6.

La figure 7 indique les mêmes valeurs, portées sur le réseau (t) en regard des points dont la distance au point marqué O se trouve égale à $D = \sqrt{N}$. Cette figure permet donc de construire, N étant donné, le triangle élémentaire du réseau (T) correspondant.

Sur la figure 8 sont tracés les triangles (T), pour les nombres N de 1 à 13.

Enfin, la figure 9 montre la distribution spatiale des fréquences, pour $N = 3$ et $N = 7$.

Tableau I

N nombre de fréquences	$\frac{R}{r}$ portée de brouillage portée utile
3	$\frac{3}{2} = 1,5$
4	$\sqrt{3} = 1,7$
7	$\frac{\sqrt{21}}{2} = 2,3$
9	$\frac{3\sqrt{3}}{2} = 2,6$
12	3
13	$\frac{\sqrt{39}}{2} = 3,1$

Forme définitive de la condition de non-brouillage.

D'après les considérations précédentes, elle a pour expression :

$$N = \frac{4}{3} \left(\frac{R}{r}\right)^2$$

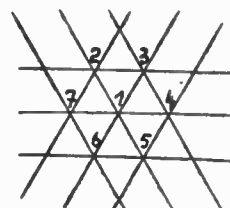


Fig. 10

Le tableau 1 explicite les valeurs corrélatives de N et de $\frac{R}{r}$.

On voit que, grâce à ce tableau, si l'on admet pour $\frac{R}{r}$ une certaine valeur qui, d'après les données que l'on possède sur la propagation, corresponde à

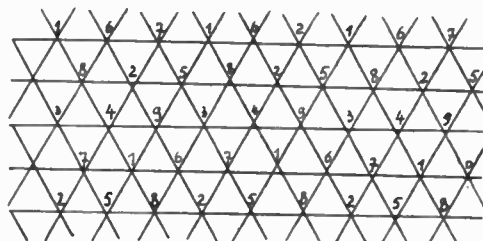


Fig. 11

une certaine probabilité de réception satisfaisante, on en déduit immédiatement le nombre de fréquences à adopter.

Brouillage dû aux fréquences voisines.

On peut craindre que la réception sur une fréquence donnée ne soit gênée par les stations émettant sur les canaux de fréquence adjacents, et en conséquence on peut chercher à éviter que deux fréquences consécutives ne soient attribuées à deux stations voisines dans l'espace.

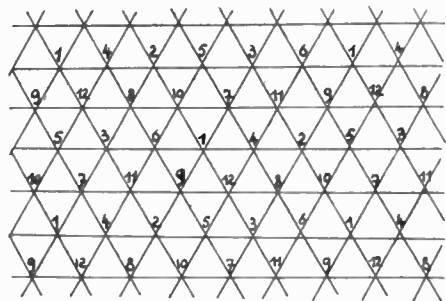


Fig. 12

Il est clair que cette condition supplémentaire ne peut être satisfaite pour les faibles valeurs de N , au moins jusqu'à $N = 7$, puisque chaque station se trouve entourée de 6 voisines, disposées aux sommets d'un hexagone (fig. 10).

Pour $N = 9$ (voir fig. 11), on peut éviter le rapprochement entre des stations prises par groupes de 3, par exemple (1, 2, 3) (4, 5, 6) (7, 8, 9) mais sur l'ensemble des 9 fréquences, il se trouvera nécessai-

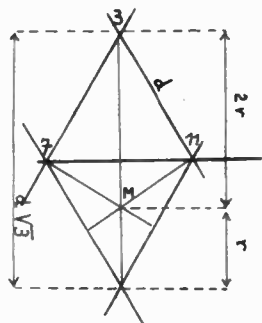


Fig. 13

rement 2 couples tels que (3, 4) (6, 7) pour lesquels la proximité dans l'espace de stations affectées de fréquences contiguës ne pourra être évitée.

Par contre, pour $N = 12$, et à fortiori pour les

valeurs plus élevées, on pourra satisfaire la condition de non-voisinage. Cela se voit en particulier sur la figure 12, établie pour $N = 12$ en supposant que les fréquences se suivent dans l'ordre des indices croissants. On y remarque que 2 stations affectées de fréquences consécutives se trouvent séparées par une distance au moins égale à $d \sqrt{3}$. Le récepteur le plus mal placé, c'est à dire en M se trouve à $\frac{2d}{\sqrt{3}} = 2r$ de la station perturbatrice (figure 13).

Cas du réseau rectangulaire.

Nous avons adopté, dans les considérations qui précédent, le réseau triangulaire, admis comme le plus favorable.

Reprenons néanmoins les calculs dans le cas du réseau rectangulaire.

Tableau 2.

N	$\frac{R}{r}$
2	1
4	$\sqrt{2}$
5	$\sqrt{\frac{5}{2}}$
8	2
9	$\frac{3}{\sqrt{2}}$
10	$\sqrt{5}$

On obtient :

$d = r \sqrt{2}$

$D = s r \sqrt{2}$

$N = 2 \left(\frac{R}{r} \right)^2$

$N = p^2 + q^2$

D'où le tableau 2.

Si l'on compare au tableau 1, il apparaît que, pour une valeur donnée du rapport $\frac{R}{r}$, on est conduit à prendre un nombre N plus grand qu'avec la disposition triangulaire, ce qui confirme bien l'avantage de cette dernière.

LE RAYONNEMENT RADIOÉLECTRIQUE DU SOLEIL ET DE LA VOIE LACTÉE⁽¹⁾

PAR

M. LAFFINEUR

Ingénieur à l'Institut d'Astrophysique de Paris (C. N. R. S.)

Notre collègue M. Lehmann nous a fait ici, il y a maintenant deux ans, une conférence très documentée, sur ce même sujet, qui nous a fait connaître l'origine de ces recherches et leurs premiers développements. C'est donc très brièvement que je rappellerai ces premiers travaux :

Les ondes extra-terrestres.

La découverte des ondes décamétriques venant du ciel et plus particulièrement de la Voie Lactée, est due à un ingénieur radioélectricien, Karl J. Jansky, elle eut lieu en 1932 au cours d'un travail d'ensemble entrepris aux États-Unis par les laboratoires de la Bell Telephone. Ces recherches avaient pour objet la mesure du bruit de fond des récepteurs et du niveau des parasites.

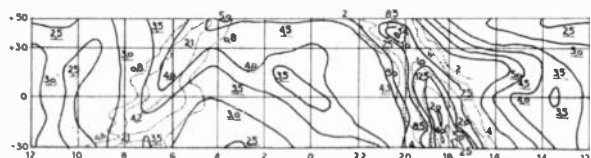


Fig. 1. — Cette carte céleste, en coordonnées équatoriales, représente les régions d'émission sur ondes radioélectriques de la partie de la Voie Lactée que l'on peut mesurer sous nos latitudes. Les courbes obtenues par G. Reber sur 160 Mc/s sont en pointillé. Les lignes en trait plein se réfèrent aux mesures de J. S. Hey sur 64 Mc/s. L'unité est le Watt. 10^{-24} . (cycle/seconde) $^{-1}$. (degré circulaire) $^{-1}$.

C'est encore un radioélectricien, Grote Reber, qui établit pour la première fois la répartition dans le ciel des régions d'émission, dressant une carte désormais classique d'une Voie Lactée perceptible aux seuls récepteurs de Radio. La figure 1 montre, superposées, les courbes d'émission observées par Reber pour la fréquence de 160 Mc/s et celles que J. S. Hey a mesurées récemment sur 64 Mc/s.

Premiers travaux.

Bien avant les Radioélectriciens pourtant, les astronomes avaient déjà pensé à l'existence d'un rayonnement hertzien des corps célestes : Scheiner et Wilsing en Allemagne. Deslandres, Nordmann et

Decombe en France, ont essayé de déceler, aux environs de l'année 1900, le rayonnement du Soleil aux fréquences radioélectriques. Les résultats ont été négatifs, ce qui n'a rien d'étonnant quand on apprend que le récepteur employé était un coléreur de Branly.

Ce n'est que quarante ans plus tard, exactement les 26, 27 et 28 février 1942 que les récepteurs de Radar de l'armée Britannique décelèrent avec certitude, dans la bande des ondes métriques (4 à 6 mètres) une émission solaire dont l'énergie a pu être évaluée à 10^{-13} watts. m^{-2} . (c/s) $^{-1}$, soit 10^5 fois plus grande que le rayonnement électromagnétique calculé en assimilant le Soleil à un « corps noir » à 6000°K. Ces observations, publiées seulement en 1946 par Appleton et Hey, donnèrent un regain d'actualité à l'étude de l'émission du Soleil et apportèrent également l'explication des sifflements anormaux signalés par Arakawa et aussi par les amateurs travaillant sur ondes courtes. Ces renforcements de l'émission coïncident avec l'apparition sur le disque du soleil de taches sombres et de plages brillantes.

L'atmosphère du Soleil est, on le sait, le siège d'un brassage dont il nous est difficile de nous former une représentation concrète tant par suite des dimensions énormes des phénomènes que par les énergies mises en jeu ⁽²⁾

Les plus petites des formations visibles à la surface du Soleil, appelées « grains de riz » par analogie d'aspect sur les photographies, ont des dimensions comprises entre 300 et 1500 km, elles évoluent et disparaissent en quelques minutes pour être remplacées par d'autres, ce qui donne une idée de l'extraordinaire turbulence qui règne dans la photosphère solaire. Des formations plus grandes, les « taches solaires », moins lumineuses que le reste de la surface apparaissent en quelques heures, se développent et peuvent persister plusieurs dizaines de jours. Leurs dimensions s'étagent entre 1000 et 100 000 km, elles sont entourées de plages brillantes ou « facules ».

⁽¹⁾ Communication présentée à la Société des Radioélectriciens, le 6 avril 1949.

⁽²⁾ N'oublions pas, en effet, que la Terre reçoit du Soleil, 167.000 milliards de Kw, elle n'intercepte pourtant que la deux-milliardième partie du rayonnement solaire total. Le Soleil lui-même rayonne 70.000 Kw par mètre carré de surface (son diamètre est, rappelons le, de 1,39 millions de Km).

Dans les plages faculaires récemment formées, en pleine activité disent les astrophysiciens, on voit quelquefois apparaître des lueurs intenses, à allure d'explosion, les éruptions chromosphériques, qui ne durent en général que peu de minutes. Ces phénomènes n'affectent que d'une manière à peine perceptible la lumière totale émise par le Soleil dont ils augmentent temporairement la partie ultraviolette ; par contre ils sont responsables de l'évanouissement brutal des O.C., c'est l'effet Dellinger-Jouaust bien connu des radios et on sait maintenant qu'ils sont accompagnés d'une énorme émission d'ondes radioélectriques. (Dans le cas des éruptions de février 1942, la puissance du flux d'ondes de 4 à 6 m intercepté par la Terre s'élevait à plus de 30 000 Kw). Nous verrons à la fin de cet article un exemple de ces « Sursauts » observé récemment à l'Observatoire de Meudon.

Les ondes solaires.

On doit distinguer le rayonnement permanent du Soleil calme et le rayonnement accidentel en période troublée.

En période calme le soleil ne produit à la surface de la Terre, heureusement pour nos transmissions, qu'un faible champ radioélectrique. L'énergie incidente varie avec la fréquence, elle est d'autant plus grande que celle-ci est plus élevée. Ceci n'a pu être mis en évidence qu'avec difficulté car les récepteurs que nous savons construire actuellement ont un « bruit » d'entrée relatif (défini par le facteur de bruit) d'autant plus élevé que la longueur d'onde est plus petite.

Pour une longueur d'onde de 54 cm, la puissance du rayonnement solaire est de $15,4 \cdot 10^{-22}$ watts. $\text{m}^{-2} \text{ (c/s)}^{-1}$. La figure 2 résume les résultats des

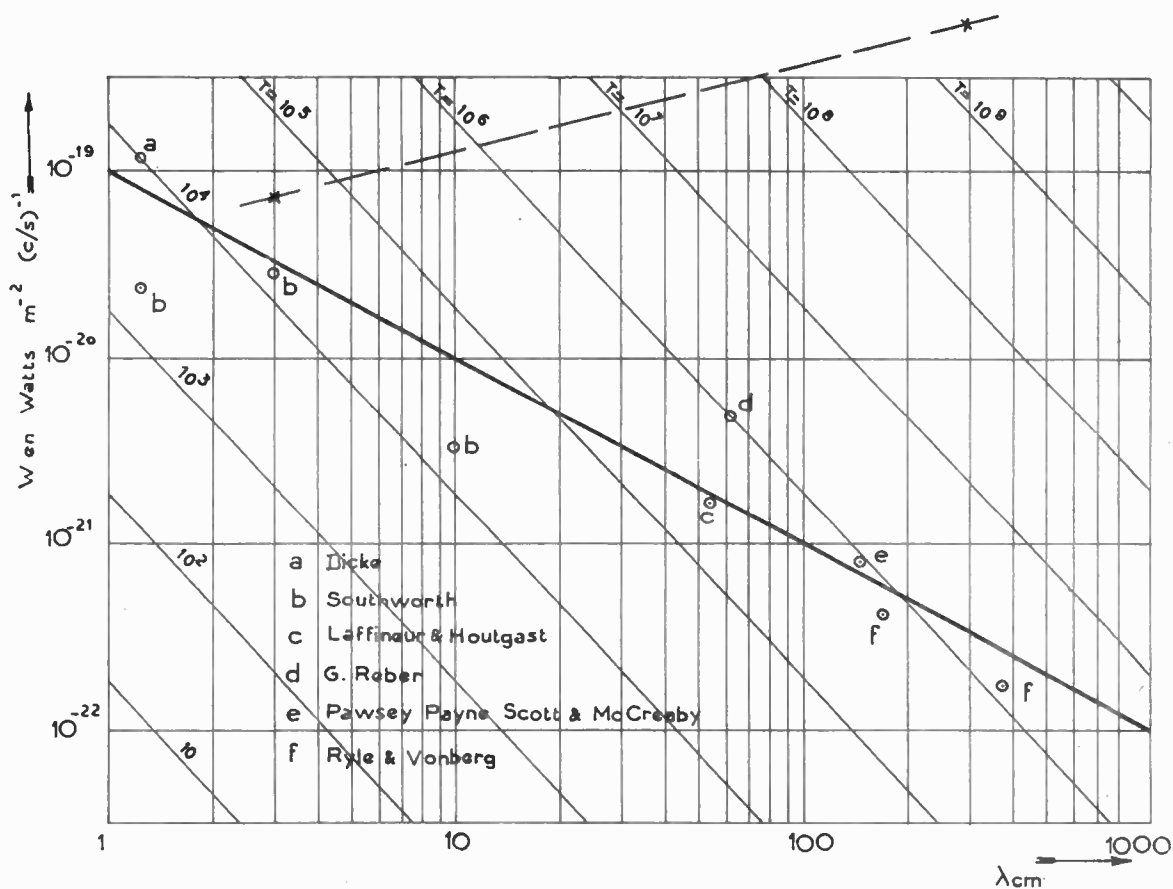


Fig. 2. — Énergie du rayonnement radioélectrique du soleil en fonction de la longueur d'ondes. Ce graphique, en coordonnées logarithmiques montre comment se disposent les résultats des mesures obtenues par six expérimentateurs. La droite moyenne, en trait plein correspondrait à la relation : $W = 10^{-(19 + \log \lambda_0)}$. La droite en trait interrompu représente l'intensité des sursauts. Le réseau de droites correspond à l'énergie émise par un soleil assimilé au corps noir théorique pour différentes températures absolues.

Il est donc bien établi désormais que les corps célestes nous envoient, en plus de leur lumière, des ondes radioélectriques suffisamment intenses pour que leur mesure soit possible et susceptibles même, dans certaines conditions, de perturber les réceptions aux faibles niveaux.

Examinons maintenant les caractéristiques de ces rayonnements, dans la mesure en particulier où ils peuvent intéresser les radioélectriciens. Commençons par le rayonnement solaire.

observations de 6 expérimentateurs ayant mesuré le rayonnement du « soleil calme ».

En période troublée on observe, nous l'avons vu, de grandes recrudescences de l'intensité des ondes radioélectriques, des sursauts qui peuvent atteindre, sur 54 cm, près de 10 fois l'émission habituelle.

L'expérience montre que l'énergie « de pointe » des sursauts ne semble pas avoir la même répartition suivant la longueur d'onde que l'énergie provenant du soleil calme. Les mesures sont ici particulièrement

difficiles et leur interprétation délicate puisqu'il s'agit de phénomènes survenant inopinément et présentant une forte irrégularité. La droite en trait interrompu figurant à la partie supérieure du graphique de la figure 2 représente la moyenne des quelques résultats expérimentaux disponibles actuellement.

Les ondes galactiques.

Examinons maintenant le rayonnement de la Voie Lactée. Pour fixer un ordre de grandeur, disons tout de suite que dans un bon récepteur accordé sur dix mètres de longueur d'onde et relié à une antenne demi-onde verticale, l'adaptation des im-

vent insuffisamment décrites par leurs auteurs, ont été portées après réduction (1), montre cette absorption des ondes « longues ».

Etant donnée la disparité des résultats qui y figurent, il ne convient pas d'accorder une trop grande confiance à la précision de ce graphique ; il permet toutefois de mettre en évidence le gradient positif en λ , opposé nettement à celui de la figure 2, relative au rayonnement solaire. Il a lieu de remarquer, lorsque nous comparons ces deux courbes, que l'échelle des ordonnées de la courbe du soleil se rapporte au rayonnement global que cet astre nous envoie tandis que l'échelle correspondante de la figure 3 correspond à des valeurs unitaires

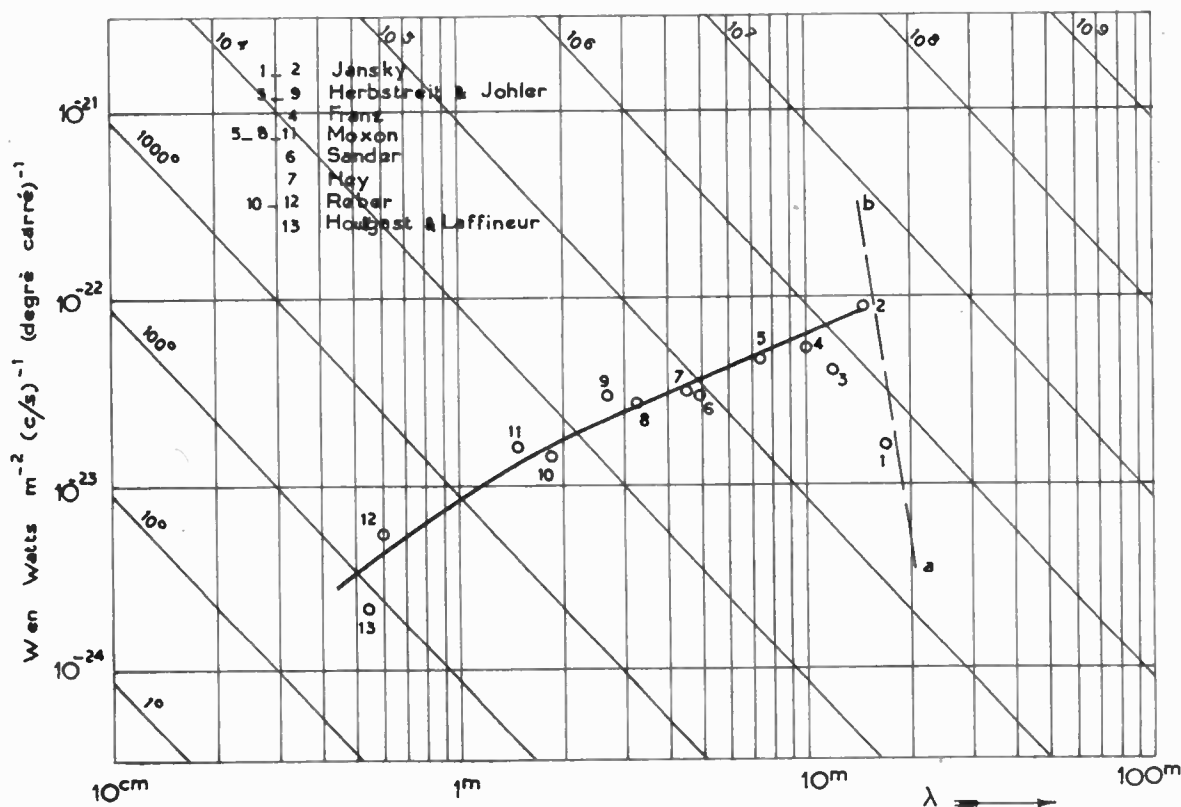


Fig. 3. — Energie du rayonnement radioélectrique de la voie lactée en fonction de la longueur d'ondes.

Ce graphique de présentation analogue à celui de la fig. précédente a été construit comme il est indiqué page 403 Il est loin d'être rigoureux. La répartition énergétique spectrale de la Voie Lactée, semble d'ailleurs varier avec la région visée. La droite a b montre l'absorption ionosphérique.

pédances étant réalisée de façon soignée, la moitié du bruit de fond (en énergie de sortie) provient, à certaines heures de la journée, de l'émission de la Voie Lactée. Il s'agit donc là d'un phénomène d'importance dont les radioélectriciens devront de plus en plus tenir compte au fur et à mesure qu'ils amélioreront la sensibilité absolue de leurs récepteurs. Contrairement à l'émission solaire, le rayonnement galactique est plus intense sur ondes décimétriques que sur ondes métriques, on arrive difficilement à le mesurer dans la bande des ondes décimétriques.

À partir de dix mètres de longueur, le rayonnement de la Voie Lactée est partiellement absorbé lors de la traversée de l'ionosphère. Le graphique de la figure 3 dans lequel des mesures très diverses, sou-

par degré carré de ciel dans les régions à forte émission. L'énergie intégrée que nous envoie toute la Voie Lactée est beaucoup plus grande ($2,5 \cdot 10^{-20}$ watt/m² par cycle/seconde et pour une antenne isotrope).

Les étoiles radioélectriques.

L'année dernière a été marquée par une très grande découverte faite par les « radio-astronomes » dans

(1) Pour établir ce graphique on a réuni les groupes de résultats obtenus simultanément sur différentes longueurs d'onde par le même expérimentateur, ceci permet de faire passer une droite moyenne à travers les points ainsi définis. Puis on a, par translation, imposé à ces droites de passer par le point correspondant à la mesure très soignée de Hey pour normer le graphique. Les points 13 et 6 ont par contre été portés tels quels pour donner une idée de la dispersion des mesures brutes.

le domaine de l'émission de la galaxie (1). Jusque là, les mesures ayant été faites à l'aide d'antennes et de réflecteurs à faible pouvoir résolvant, le ciel paraissait être une surface émettrice diffuse comme le montre la carte de la figure 1. Une première brèche fut faite à cette conception, en 1947, par Hey lui-même lorsqu'il découvrit dans la constellation du Cygne une étroite région dont l'émission n'était pas stable comme celle des régions avoisinantes mais présentait des variations d'intensité en fonction du temps, des fluctuations de quelques minutes de période moyenne ; il paraît difficile d'admettre que des fluctuations si rapides, comparables à celles de l'émission de notre Soleil puissent avoir leur origine ailleurs que dans un astre de dimensions comparables au plus à celles des étoiles supergéantes (2).

Bolton et Stanley, en Australie, observant le lever de la constellation du Cygne au-dessus d'un horizon marin et cela au moyen d'un récepteur à

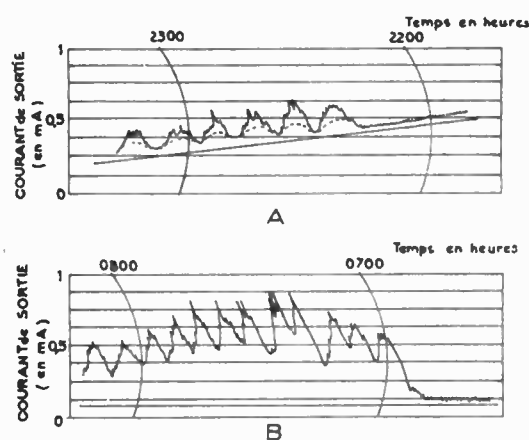


Fig. 4. — Exemples d'enregistrements du courant de sortie du récepteur montrant les interférences entre les ondes directes et les ondes réfléchies lorsque la source s'élève au-dessus de l'horizon marin. — fréquence 100 Mc/s — Altitude de l'antenne : 88 m

A. — Source variable dans le Cygne ; 19 juin 1947

B. — Le Soleil — 24 juin 1947 — (d'après Bolton et Stanley-ASJR).

faisceau dirigé, opérant en ondes métriques, constatèrent sur leur graphique enregistré d'intenses oscillations (figure 4). Ils attribuèrent à juste raison ce phénomène à l'interférence de deux faisceaux d'ondes cohérents : le faisceau direct venant d'une source céleste et un faisceau réfléchi par la surface de l'Océan ; au fur et à mesure du lever de la source, l'antenne réceptrice se trouve alternativement dans un maximum puis dans un minimum d'énergie du système de franges non localisées. Or le calcul montre que l'existence de ces interférences implique une source de dimensions réduites qui est certainement, sur la sphère céleste, contenue dans un rectan-

gle sphérique de 9×12 minutes d'angle de côtés, M. Ryle entreprit des expériences analogues, au Laboratoire Cavendish (Cambridge Grande-Bretagne). A la latitude de l'Angleterre, la constellation du Cygne est circumpolaire, elle ne passe jamais au-dessous de l'horizon, aussi le dispositif employé est-il quelque peu différent de celui de Bolton et

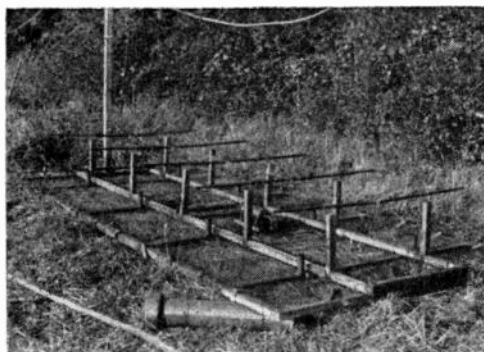


Fig. 5. — Antenne en herse sur 175 Mc/s avec réflecteur en grillage ; deux ensembles identiques délimitent une base de direction E-O dont la longueur est de 500 m. (Laboratoire Cavendish - Cambridge G.-B.).

Stanley. C'est un interféromètre de Michelson transposé à l'échelle des ondes de la radio : deux antennes directives espacées de 130 longueurs d'onde dans la direction Est-Ouest sont orientées de telle sorte que l'axe de symétrie de leur diagramme de réception se trouve dans le plan méridien (figure 5). Un câble coaxial à faible atténuation relie chacune d'elles à l'entrée d'un récepteur très sensible réalisant automatiquement et en permanence la

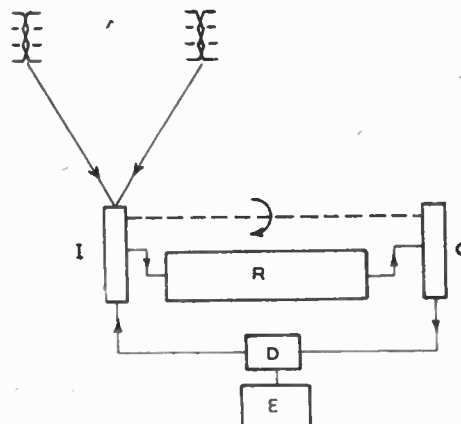


Fig. 6. — Schéma de l'appareil à modulation de l'entrée et détection synchrone employé par Ryle à Cambridge. Le « bruit » d'une diode saturée est comparé à celui de l'antenne plusieurs fois par seconde ; un dispositif agit sur le chauffage de la diode de façon à établir l'égalité des deux bruits. C est le courant anodique de la diode, qui actionne l'enregistreur.

A : Antennes directives écartées de 130λ .

I : Inverseur mécanique permutant à l'entrée du récepteur l'antenne double et la diode de bruit (diode saturée).

R : Récepteur.

C : Commutateur redressant la composante modulée du courant de sortie en synchronisme avec I. Le courant ainsi redressé commande le chauffage de D. C'est l'organe de comparaison de D et de A.

D : Diode saturée produisant un courant de fluctuation connue.

E : Enregistreur actionné par le courant anodique de D.

(1) La Galaxie est, rappelons le, l'énorme amas de soleils (leur nombre est estimé à 30 milliards) dont le notre fait partie, entouré de son petit univers local. La forme générale de ce nuage d'étoiles est celle d'un disque ou mieux d'une lentille biconvexe. Nous nous trouvons à une certaine distance du plan équatorial de cette lentille et assez loin de son centre.

(2) Les étoiles « supergéantes » ont des diamètres mesurés atteignant jusqu'à 3000 fois celui de notre soleil, soit $4,17 \cdot 10^8$ Km.

comparaison de l'énergie venant des antennes et de celle que fournit une « diode de bruit » (figure 6). L'allure des enregistrements fournis par l'appareil au moment du passage de la constellation du Cygne au méridien (figure 7) montre très nettement les ondulations correspondant au passage d'une source

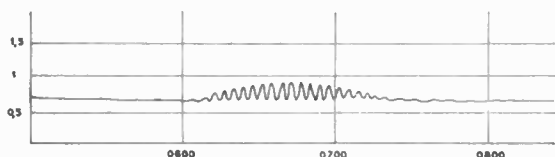


Fig. 7. — Enregistrement obtenu à l'aide d'un interféromètre à deux antennes écartées de 500 m ($F = 80$ Mc/s). La source de rayonnement est située dans la constellation Cassiopée et passait au méridien à 6 h 40 T. U. le 28 mai 1948 (Travaux de MM. Ryle et Smith à Cambridge).

quasi ponctuelle dans le champ de l'interféromètre. L'étude de la grandeur et des instants des maxima permet de calculer l'ascension droite de la source, la période des ondulations donne l'autre coordonnée céleste ; la déclinaison. Huit sources ont été ainsi découvertes, la principale dans Cassiopée (A R 23 h. 17 min. 50 s. ; δ 50°0') la seconde dans le Cygne (AR 19 h. 59 min. δ 41°47').

L'observation visuelle et photographique des étroites régions émissives ne révèle la présence d'aucune étoile particulière, d'aucun corps céleste connu auquel on puisse attribuer cette extraordinaire émission. Ceci doit nous inciter à penser qu'il s'agit là d'une nouvelle classe d'étoiles, encore inconnue, composée d'astres obscurs, de très grandes dimensions rayonnant une importante quantité d'énergie par un processus non encore expliqué, sous forme de rayonnement localisé aux fréquences radioélectriques.

Travaux français.

Notre collègue J.-L. Steinberg vient d'évoquer devant vous les travaux sur l'émission radioélectrique solaire auxquels il se livre, sous la direction de Monsieur le professeur Rocard dans les laboratoires de l'Ecole Normale Supérieure et aux Services de Recherches de la Marine Nationale.

De mon côté, à l'Institut d'Astrophysique de Paris j'ai pu entreprendre, depuis deux ans déjà, des recherches du même ordre grâce aux crédits et aux facilités que m'a procurés le Centre National de la Recherche Scientifique ainsi qu'à la bienveillante collaboration des Observatoires de Paris Meudon.

Le radio télescope de Meudon.

Un grand miroir parabolique de 7,5 m de diamètre a été installé dans le parc de l'Observatoire de Meudon à proximité des services solaires auxquels l'observation radioélectrique apporte déjà de nouveaux renseignements. (Figure 8). Ce réflecteur qui provient d'un appareil de Radar allemand a été modifié en vue de sa nouvelle et pacifique destination. Le mouvement en direction et site a été, par l'adjonction d'un système de moteurs et de relais, asservi à un équatorial astronomique grâce auquel le miroir suit le Soleil tout au long de sa course diurne.

L'antenne tournante du Radar a fait place à un dipôle de 27,5 cm avec disque réflecteur. Cet ensemble, disposé dans le plan focal du miroir est relié, au travers d'une chaîne classique de circuits équilibres, transformateurs d'adaptation, coaxiaux rigides et souples etc. à un étage amplificateur

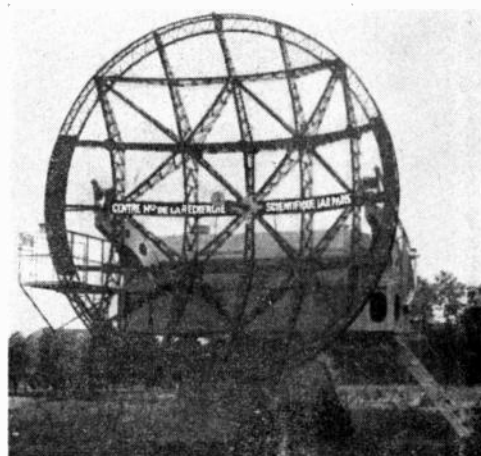
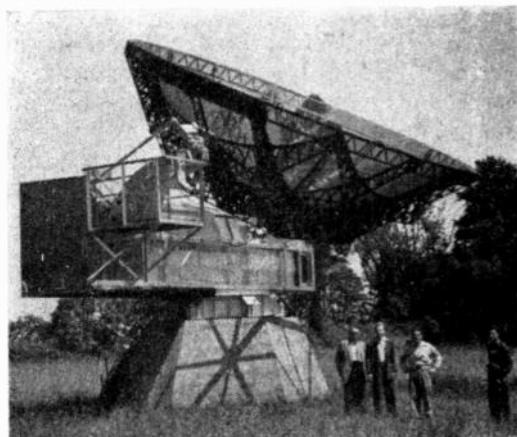


Fig. 8. — Le récepteur solaire installé par l'Institut d'Astrophysique à l'Observatoire de Meudon (S-et-O). L'appareil asservi à un mouvement d'horlogerie suit le soleil depuis son lever quel que soit l'état du ciel et enregistre l'intensité du rayonnement sur une longueur d'onde de 54,5 cm (555 Mc/s).

sur = 55 cm, à bruit de fond réduit composé d'un tube 2C40 monté sur cavités coaxiales. Tout cet ensemble a été réalisé dans les laboratoires et ateliers de l'Institut d'Astrophysique. Un récepteur

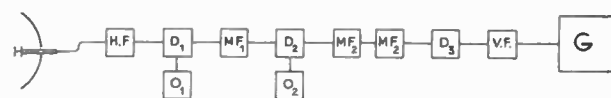


Fig. 9. — Schéma du récepteur à double changement de fréquence du radiomètre solaire de Meudon. La lampe d'entrée est une 2 C 40 en montage coaxial. A la sortie de l'étage vidéo, le redressement est assuré par des contacts rectifiants débitant directement dans l'enregistreur.

conventionnel de Radar suivi d'un amplificateur supplémentaire pour vidéo fréquences et terminé par un redresseur et un enregistreur (figure 9) complète l'installation.

Le rayonnement solaire sur 55 cm a pu être mesuré grâce à cet appareil dès le mois de septembre 1948 ⁽¹⁾. Depuis le début de 1949 l'ensemble est en service continu et les résultats des observations sont diffusés journalièrement au cours des émissions. « Ursigrammes » de la station nationale de Pontoise.

Une tempête solaire.

Bien entendu, le rayonnement du soleil sur ondes décimétriques peut être mesuré à travers les nuages, la pluie, la neige et en dépit même des orages, l'expérience l'a montré. C'est ainsi que le 26 mars dernier,

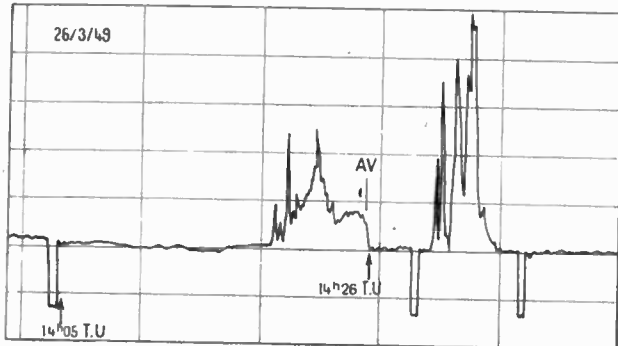


Fig. 10. — Sursaut radioélectrique solaire du 26 mars 1949 enregistré à l'Observatoire de Meudon.

par un temps maussade, nuageux avec de rares éclaircies, l'observation d'un « sursaut » nous a permis d'alerter le service solaire de l'Observatoire qui, en raison du ciel nuageux n'avait pas pris le cliché du Soleil. Profitant alors d'une fugitive éclaircie M. Servajean a pu ainsi fixer sur la plaque du grand spectrohéliographe l'éruption chromosphérique solaire ayant provoqué la perturbation de l'émission radioélectrique. Les figures 10 et 11 montrent les deux traces du phénomène. Nous avons appris depuis que Monsieur Bureau, au Laboratoire National de Radioélectricité a enregistré au même instant des singularités de la réception des parasites atmosphériques sur ondes longues ainsi que de la propagation des ondes courtes du trafic télégraphique.

(1) Observation d'une « perturbation remarquable du rayonnement solaire sur ondes décimétriques » par J. Houtgast et M. Laffineur. Note aux C. R. Ac. Sc. Sept. 1948.

Conclusion.

C'est sur ces images que je terminerai ce bref exposé, l'étude des rayonnements radioélectriques célestes n'en est encore qu'à son début. Les travaux expérimentaux sont encore bien peu nombreux et la précision des mesures devra être augmentée dans l'avenir. Les « radio-astronomes », leurs réflecteurs



Fig. 11. — Photographie de l'éruption ayant provoqué l'émission radioélectrique. Le cliché est obtenu avec la raie $H\alpha$ de l'hydrogène, à l'échelle de ce cliché le soleil entier aurait un diamètre de 27 cm.

et leurs antennes directives font songer aux premiers efforts de l'Astronomie d'observation aux temps lointains où Galilée et Hevelius dirigeaient vers le ciel de grêles petites longues-vues ou bien d'hétéroclites assemblages de madriers et de cordages. Les théories ingénieuses qui cherchent à rendre compte de l'origine du rayonnement radioélectrique céleste sont encore bien incertaines.

Quant aux renseignements pratiques intéressant l'activité humaine que pourront peut être nous fournir ces recherches, nous en sommes encore à essayer de les déchiffrer. Il faut donc savoir gré au Centre National de la Recherche Scientifique d'avoir ouvert aux chercheurs français ce magnifique terrain d'expériences.

L'AMPLIFICATION SÉLECTIVE EN BASSE FRÉQUENCE

PAR

Luiz de QUEIROZ ORSINI

Professeur Assistant à l'Ecole Polytechnique de Sao Paulo,
— Boursier du Gouvernement français —
Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure de Paris

INTRODUCTION

Nous aborderons dans ce travail les problèmes que posent le projet et la réalisation pratique des *amplificateurs sélectifs en basse fréquence*.

Nous définirons les *amplificateurs sélectifs en basse fréquence* comme des amplificateurs de tension, accordés sur une fréquence comprise entre 50.000 et 2 ou 3 Hz, avec une bande passante étroite par rapport à la fréquence d'accord.

Cet exposé sera divisé en deux parties :

Dans la première, nous ne traiterons que la réalisation des amplificateurs cités ci-dessus : nous montrerons que par l'utilisation convenable de circuits à réaction et contre-réaction on arrive à des montages assez simples, avec des propriétés très intéressantes. Nous étudierons ainsi les circuits à *réaction sélective et contre-réaction*, plus convenables pour les fréquences au-dessus de 500 Hz environ, et les circuits à contre-réaction par *T* parallèle, spécialement intéressants pour les fréquences très basses.

Dans la deuxième partie, nous étudierons les *limitations des amplificateurs en basse fréquence*. Ces limitations sont imposées par les bruits de fond qui peuvent être causés soit par les composantes résistives du circuit, soit par les lampes. Ces bruits se décomposent en deux catégories :

1. — Ceux qui sont *indépendants de la fréquence* (le cas des très hautes fréquences excepté), c'est-à-dire le bruit thermique des résistances et l'effet de grenaille (shot effect) dans les lampes. Ces deux effets étant déjà bien connus et inférieurs au deuxième, nous n'en parlerons pas.

2. — Les bruits qui *dépendent de la fréquence*. Ce type de bruit peut apparaître soit dans les résistances non bobinées traversées par du courant, soit dans les lampes, mais seulement dans le domaine des basses fréquences. Nous le désignerons par *effet de scintillation* (flicker effect) dans les deux cas (1).

Nous indiquerons la façon de calculer, au moins approximativement, cette limitation et aussi les moyens d'atteindre le maximum de sensibilité : emploi de résistances métalliques bobinées et de lampes à filament de tungstène pur, au moins dans le premier étage d'amplification.

Cette deuxième partie comportera ainsi l'étude théorique de l'effet de scintillation, son application aux lampes avec charge d'espace, l'exposition des résultats des mesures du bruit basse fréquence dans les lampes et les résistances, et l'interprétation de ces résultats dans le cadre de la théorie.

PREMIÈRE PARTIE

LA RÉALISATION DES AMPLIFICATEURS SÉLECTIFS EN BASSE FRÉQUENCE

0. — Introduction

La réalisation des amplificateurs sélectifs en basse fréquence conduit, en général à des montages encombrants et onéreux si on utilise seulement les propriétés des circuits résonants.

Des résultats équivalents, ou même, meilleurs, peuvent être obtenus d'une façon beaucoup plus simple en utilisant des systèmes sélectifs à *contre-réaction* ou à *réaction et contre-réaction*. Dans ces conditions, la construction peut être remarquablement simplifiée et les bandes passantes extrêmement réduites.

Les solutions présentées seront analysées ensuite, et nous donnerons finalement quelques exemples d'applications pratiques.

Nous diviserons le problème en deux parties : la construction d'amplificateurs sélectifs pour les fréquences 1) extrêmement basses, (au-dessous de 500 hertz environ). 2) assez basses, c'est-à-dire de l'ordre de 500 à 50.000 hertz.

Pour le premier cas, il nous semble plus convenable d'utiliser le montage à *contre-réaction sélective* avec, par exemple, un *circuit en T parallèle*. Pour le deuxième cas, l'utilisation simultanée de la *contre-réaction et de réaction sélective* à l'aide d'un seul circuit résonnant est plus intéressante.

Analysons en détail chacun de ces cas.

1. — Amplificateurs sélectifs pour les fréquences très basses ($f < 500$ Hz)

1.1 — Considérations générales :

La solution qui semble être la plus simple a été indiquée par Scott (1, 2) et a été aussi analysée par Hillan (3) et Gatti (4) dont nous allons résumer les calculs.

(1) En réalité l'effet de scintillation est un phénomène beaucoup plus général, qui apparaît toutes les fois qu'un semi-conducteur ou une couche métallique très mince sont traversés par des courants. Il apparaît ainsi dans les cellules photo-résistives, cristaux détecteurs, etc... Mais ici, nous ne nous occuperons que des éléments propres du circuit, c'est-à-dire les lampes et les résistances.

Ces auteurs ont réalisé un amplificateur ordinaire et y ont introduit une contre réaction sur toute la gamme de fréquences, la fréquence d'accord exceptée.

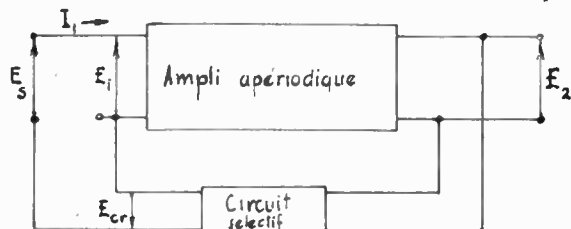


Fig. 1

Cela peut être fait en prenant la tension de contre-réaction aux bornes d'un circuit sélectif (figure 1). On pourra employer comme circuit sélectif, soit un *circuit pont*, soit un *circuit T parallèle*. Les circuits ponts dans lesquels les deux diagonales n'ont pas de point commun, exigeront l'emploi d'un transformateur de couplage. Pour cette raison, nous les jugeons moins facile à utiliser.

1.2 — Circuit sélectif T parallèle :

Le circuit sélectif T parallèle est représenté figure 2.

Supposons l'impédance d'entrée suffisamment élevée pour qu'on puisse admettre que $I_1 = 0$ (figure 1). L'application des lois de Kirchhoff donne alors :

$$K = \frac{E_{cr}}{E_2} = \frac{2RR'C^2\omega^2 - 1 + j(R^2RC'C^2\omega^3 - 2CR\omega)}{j2RC\omega(4C^2R^2\omega^2 - 5) + 20C^2R^2\omega^2 - 1} \quad (1)$$

On aura $K = 0$ (donc $E_{cr} = 0$) pour une pulsation ω_0 telle que

$$4RC = R'C' \quad (2)$$

Cette pulsation sera :

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{2RR'}} = \frac{\sqrt{2}}{R'\sqrt{CC'}} \quad (3)$$

Dans la pratique on cherche à faire :

$$R' = 2R, \quad C' = 2C \quad (4)$$

$$\text{et donc : } \omega_0 = 1/2RC = 2/R'C' \quad (5)$$

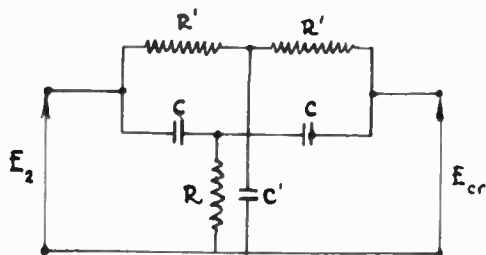


Fig. 2

Remarquons que l'équilibre peut être atteint même si le réseau n'est pas symétrique. Supposons que, au lieu des deux résistances R' et des capacités C on ait les résistances R'_1, R'_2 et les capacités C_1 et C_2 : les conditions déduites seront encore valables, pourvu qu'on pose :

$$R' = \frac{R'_1 R'_2}{R'_1 + R'_2} \quad \text{et} \quad C = \frac{C_1 + C_2}{2} \quad (6)$$

En introduisant les valeurs de (4) et (5) en (1) on a :

$$K = \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right)}{j \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 5\right) + 5 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1} \quad (7)$$

1.3 — Calcul de la bande passante :

Calculons maintenant la bande passante de ce circuit. Pour cela développons (7) en formule de

Taylor au voisinage de $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$: au voisinage immédiat de ce point, on peut négliger les puissances supérieures du développement (remarquons que nous n'envisageons ici que le cas des amplificateurs très sélectifs) et :

$$K \left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0} \right) = K(1) + K'(1) \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \dots = \frac{1}{2} j \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (8)$$

Nous pouvons maintenant calculer le gain total de l'amplificateur. Prenons $E_i/E_2 = -A_0$, avec A_0 réel et indépendant de la fréquence, c'est-à-dire E_2 déphasé de π par rapport à E_i et supposons le gain de l'amplificateur, contre-réaction exclue, indépendant de la fréquence ce qu'on peut réaliser avec une bonne approximation dans la pratique.

La relation connue qui donne l'amplification totale avec l'introduction de la contre-réaction prendra alors la forme :

$$A = \frac{-A_0}{1 - K(-A_0)} = \frac{(-A_0)}{1 + j A_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (9)$$

et comme $\Delta\omega/\omega_0 = \Delta f/f_0$ où $f_0 = \omega_0/2\pi$ est la fréquence de résonance.

$$A = \frac{-A_0}{1 + j A_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{f_0}} \quad (10)$$

A partir de l'expression (9) la bande passante peut être calculée très facilement. On voit immédiatement que, pour la fréquence de résonance f_0 , le gain sera :

$$A_{f_0} = -A_0 \quad (11)$$

La bande passante étant définie par la condition :

$$|A_{f_1}| = |A_{f_2}| = A_0/\sqrt{2} \quad (12)$$

où f_1 et f_2 sont les deux fréquences limites, c'est-à-dire les fréquences pour lesquelles la puissance de sortie est réduite de moitié ; la bande passante sera donnée par $f_2 - f_1 = \Delta f_p$.

De (9) on obtient :

$$A = \frac{A_0}{\sqrt{1 + A_0^2 \cdot \frac{1}{4} (\Delta f/f_0)^2}} \quad (13)$$

en introduisant la condition (12)

$$|A| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + A_0^2 \cdot \frac{1}{4} (\Delta f / f_0)^2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \quad (14)$$

$$\text{d'où :} \quad \Delta f = \pm 2 f_0 / A_0 \quad (15)$$

Evidemment la bande passante sera :

$$B = 2 |\Delta f| = 4 f_0 / A_0 \quad (16)$$

Si on compare cette expression avec :

$$Q = f_0 / B \quad (17)$$

on voit que tout se passe comme si nous avions un indice de mérite pour le circuit

$$Q_{ef} = A_0 / 4 \quad (18)$$

De cette façon on peut obtenir des valeurs très élevées pour la sélectivité de l'amplificateur, d'autant plus facilement que le gain sera plus grand. D'autre part, comme on n'a introduit que de la contre-réaction, la stabilité de l'amplificateur n'est pas compromise.

Résumons les conditions que nous avons imposées et qu'on doit satisfaire autant que possible dans les applications :

a) le gain de l'amplificateur sans contre-réaction, $-A_0$, doit être indépendant de la fréquence dans toute la gamme considérée et aussi la différence de phase des tensions à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur doit être constamment égale à π .

b) La résistance de sortie de l'amplificateur doit être petite par rapport à de l'impédance du circuit sélectif et, en même temps, cette dernière doit être petite vis-à-vis la résistance d'entrée de l'amplificateur. Observons que l'impédance du circuit T parallèle à la résonance est :

$$Z_0 = (R - jR) / 2 \quad (19)$$

$$\text{et} \quad |Z_0| = R / \sqrt{2} \quad (20)$$

1.4 — Emploi du T parallèle déséquilibré :

On peut encore augmenter la sélectivité du circuit, en déséquilibrant convenablement le T parallèle⁽⁴⁾. Pour cela, il suffit de donner à la résistance R un accroissement ΔR négatif, et augmenter la capacité C' de $\Delta C'$ (positif).

Dans ce cas, comme nous le montrerons ensuite, on introduit en même temps de la réaction : la sélectivité peut être encore augmentée.

En fait, développant l'expression (1) en série de Taylor, aux voisinages de $K = 0$, considérant ω , R et C' comme variables, on arrive à :

$$K = \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C'}{C'} \right) + j \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} + \frac{1}{8} \frac{\Delta R}{R} + \frac{1}{8} \frac{\Delta C'}{C'} \right) \quad (21)$$

L'expression (9) devient alors :

$$A = \frac{-A_0}{1 + A_0 \left[\frac{1}{8} \left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C'}{C'} \right) + j \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} + \frac{1}{8} \frac{\Delta R}{R} + \frac{1}{8} \frac{\Delta C'}{C'} \right) \right]} \quad (22)$$

Pour que la fréquence d'accord ne change pas, il faut imposer au module du dénominateur de (22)

d'être minimum pour $\Delta \omega = 0$: on arrive ainsi à la condition :

$$\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C'}{C'} = 0 \quad (23)$$

qui doit être satisfaite par les accroissements ΔR et $\Delta C'$.

Dans ce cas l'expression (22) devient :

$$A = \frac{-A_0}{1 + \frac{A_0}{4} \frac{\Delta R}{R} + i A_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta \omega}{\omega_0}} \quad (24)$$

L'amplification à la résonance sera donc :

$$A_{\Delta \omega = 0} = \frac{-A_0}{1 + \frac{A_0}{4} \frac{\Delta R}{R}} \quad (25)$$

En introduisant ces valeurs dans (24)

$$A = \frac{A_{\Delta \omega = 0}}{1 + i |A_{\Delta \omega = 0}| \cdot \frac{1}{2} \frac{\Delta \omega}{\omega_0}} \quad (26)$$

De la même façon on peut obtenir la bande passante :

$$B = 4 f_0 / |A_{\Delta \omega = 0}| \quad (27)$$

$$\text{et aussi :} \quad Q_{ef} = |A_{\Delta \omega = 0}| / 4 \quad (28)$$

ce qui montre bien la possibilité d'augmenter la sélectivité.

Mais l'introduction de ce déséquilibre correspond aussi à l'introduction d'une réaction. On peut le voir en remarquant que $A_{\Delta \omega = 0}$ est plus élevé que A_0 , une fois que, dans l'expression (25) ΔR est négatif.

S'il y a de la réaction il nous faut donc chercher les limitations dues à l'instabilité de l'amplificateur.

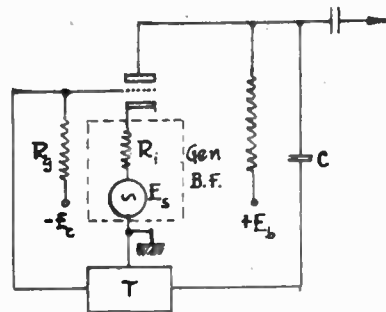


Fig. 3

1.5 — Conditions de stabilité :

En examinant l'expression (22) on voit que le circuit se mettra à osciller quand :

$$\frac{A_0}{8} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C'}{C'} \right) = -1 \quad (29)$$

où, en tenant compte de (23),

$$\Delta R / R = -4 / A_0 \quad (30)$$

donc, le circuit sera stable si :

$$|\Delta R| < 4 R / A_0 \quad (31)$$

On pourra ainsi réduire la bande passante dans la mesure où on aura la certitude d'avoir la condition (31) satisfaite, ceci en considérant la stabilité de R et de ΔR , aussi bien que celle du gain A_0 de l'amplificateur, en l'absence de la réaction.

1.6 — Réalisation pratique des amplificateurs sélectifs pour les fréquences très basses :

Le cas le plus simple est celui que l'on indique dans la figure 3 (5). L'amplificateur se compose seulement d'une triode : ainsi on remplit sûrement la condition de résistance de sortie de l'amplificateur, petite par rapport à l'impédance d'entrée du T parallèle. Si on emploie la 6SL7 comme lampe amplificatrice ($\mu = 70$), on peut, d'après la formule (16) obtenir facilement, avec le T équilibré, des bandes

passantes de l'ordre de : $B \sim \frac{1}{60} \frac{f_0}{15}$

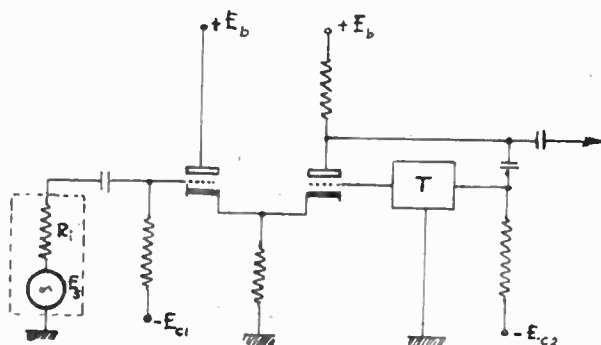


Fig. 4

Il va sans dire que la résistance interne R_i du générateur qui attaque le circuit doit être petite. On peut éviter cet inconvénient en attaquant le circuit au moyen d'une « cathode follower » : si on emploie la 6SL7 ou la 6SN7, une moitié de la lampe peut être employée à cet effet. On arrive alors au schéma de la figure 4. Evidemment, ce schéma donnera une amplification totale plus faible que le schéma précédent, mais une bande passante du même ordre.

Dans les projets d'amplificateurs de ce type, il faut prêter attention aux déphasages introduits par le réseau de couplage de la contre-réaction. Ainsi on évitera les oscillations que pourraient produire l'addition des déphasages introduits par ce réseau et par l'amplificateur lui-même. Pour assurer la stabilité il faut que la fréquence à laquelle l'atténuation introduite par le réseau de couplage $R_g C$ (voir figure 3) atteint 3 db, soit de l'ordre de $1/10$ de la fréquence d'accord. Cela revient à dire que R_g et C doivent satisfaire à : $\omega_{3db} R_g C = 1$ (32)

Les deux circuits que nous avons présentés ne donnent qu'une amplification relativement faible (< 70) et un Q équivalent de l'ordre de 15.

Pour finir, présentons le circuit indiqué par Gatti (4), qui joint à une très bonne sélectivité une amplification élevée, et une réalisation facile. C'est le sché-

ma que nous indiquons dans la figure 5, et dont le principe a été imaginé par Zanarini (6). Nous y avons ajouté un étage en « cathode follower » pour attaquer le T parallèle.

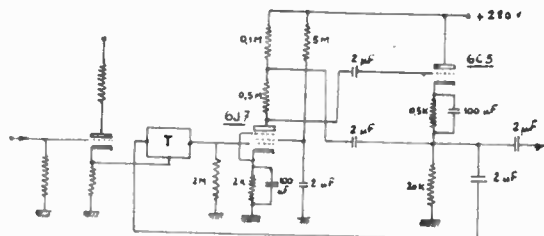


Fig. 5

Avec cet amplificateur, nous avons obtenu les caractéristiques suivantes (avec le circuit sélectif équilibré à ≈ 100 Hz) :

Amplification à la résonance, $\approx 1\,500$

Résistance de sortie, $\approx 3\,000$ ohms.

Nous n'avons pas pu mesurer le Q_{ef} : la bande passante du circuit était tellement étroite que nous n'avons pas pu la déterminer avec les générateurs B. F. dont nous disposons. Mais nous avons vérifié que cette bande passante était inférieure à 1 cycle.

Naturellement, il faut aussi que la résistance R_i du générateur soit petite : si on ne veut pas être limité par cela, il suffit d'attaquer le circuit avec un « cathode follower ».

Remarquons finalement que la fréquence d'accord peut être changée commodément si on monte le T parallèle sur un culot de lampe ; en changeant le T on peut alors accorder le circuit sur plusieurs fréquences. Nous avons ainsi réalisé des amplificateurs accordables de 15 à 10.000 Hz.

2. — Amplificateurs sélectifs pour les fréquences comprises entre 500 et 50.000 Hz.

2.1 — Principes généraux :

Dans cette gamme, au-dessus de 500 Hz, on peut réaliser facilement des circuits résonnants. Donc, pour la construction des amplificateurs sélectifs dans ce domaine de fréquences, nous proposons l'utilisation du système de contre-réaction et réaction sélective (7)

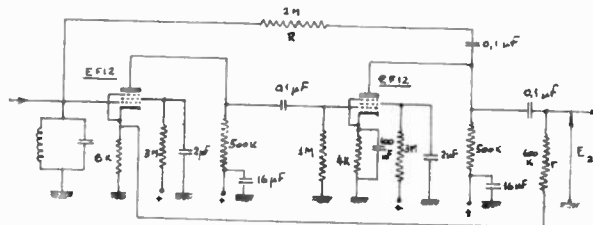


Fig. 6

simultanés, dont on trouvera un exemple dans le schéma ci-dessous (figure 6).

Dans ce cas on introduit une forte contre-réaction dans toute la gamme de fréquences, à travers r et

R_c . Avec l'introduction de cette contre-réaction seule, le gain de l'amplificateur sera (8) :

$$A_0 = - E_s/E_g = 1/\beta \tag{33}$$

où $\beta = R_c/(R_c + r)$

et donc : $A_0 = (R_c + r)/R_c$ (31)

et le gain est indépendant des constantes du circuit.

Introduisons maintenant la réaction sélective, au moyen du circuit résonnant LC et de R . On réglera R de telle façon que, à la fréquence de résonance, la réaction l'emporte sur la contre-réaction, d'où, comme on le démontrera ci-dessous, une grande augmentation de sélectivité, limitée seulement par les risques d'instabilité du circuit. En fait, l'introduction de la réaction correspond à brancher en parallèle avec le circuit résonnant une résistance négative, qui diminue la résistance parallèle du circuit et donc, augmente son Q . Étudions en détail ce point.

2.2 — Etude de la réaction sélective :

Pour cela appelons A_0 le gain de l'amplificateur sans réaction, c'est-à-dire le rapport de la tension de sortie de l'amplificateur à la tension à la grille d'entrée par rapport à la masse. Supposons aussi A_0 réel, positif et indépendant de la fréquence : cela revient à supposer que l'amplificateur, sans réaction, possède une courbe de réponse plate et introduit un déphasage constamment égal à 2π .

Substituons au circuit réel le circuit équivalent de la figure 7.

E_s est la tension du générateur en circuit ouvert, et R_i sa résistance interne.

Pour les courants I_1 , I_2 , et $I_1 - I_2$, on a les relations (si la grille est toujours négative) :

$$I_1 = (E_s - E_g)/R_i \tag{35}$$

$$I_2 = (E_g - A_0 E_g)/R = (1 - A_0) E_g/R \tag{36}$$

$$I_1 - I_2 = E_g/Z \tag{37}$$

où Z est l'impédance du circuit résonnant à une fréquence $f = f_0$ quelconque.

En éliminant les courants des relations (35) (36) (37) on obtient :

$$\frac{E_s - E_g}{R_i} - \frac{1 - A_0}{R} E_g = \frac{E_g}{Z} \tag{38}$$

d'où nous déduisons, en tirant E_s/E_g et après division des deux membres par A_0 :

$$\frac{E_s}{A_0 E_g} = \frac{R R_i + Z [R + R_i (1 - A_0)]}{A_0 Z R} \tag{39}$$

pour simplifier posons :

$$R + R_i (1 - A_0) = \alpha \tag{40}$$

L'équation (39) devient alors, en remarquant aussi que $E_s/A_0 E_g$ est l'inverse de l'amplification A du système :

$$\frac{E_s}{A_0 E_g} = \frac{1}{A} = \frac{R R_i + \alpha Z}{A_0 Z R} \tag{41}$$

Maintenant, il nous faut exprimer Z en fonction des paramètres du circuit résonnant (figure 8) et de $\omega = 2\pi f$. Si nous appelons $\omega_0 = 2\pi/f_0$ la pulsation correspondant à la fréquence de résonance, il vient les expressions bien connues :

$$Z = \frac{(R + j\omega L)(1/j\omega C)}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \tag{42}$$

$$\omega_0^2 = 1/LC \tag{43}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \tag{44}$$

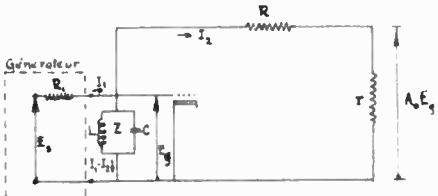


Fig. 7

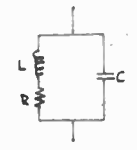


Fig. 8

Bornons nous maintenant à étudier la variation de l'impédance au voisinage de la fréquence de résonance : soit alors $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. Introduisons cette valeur dans (42), éliminons R et C avec l'aide de (43) et (44) et négligeons des termes d'ordre supérieur : nous arrivons finalement à :

$$Z = \frac{\omega_0 L Q}{1 + j 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q} \tag{45}$$

L'expression (41) devient alors :

$$\frac{1}{A} = \frac{R R_i + \frac{\omega_0 L Q}{1 + j 2 (\Delta\omega/\omega_0) Q}}{A_0 R \frac{\omega_0 L Q}{1 + j 2 (\Delta\omega/\omega_0) Q}} \tag{46}$$

Nous pouvons calculer immédiatement l'amplification à la fréquence de résonance : il suffit pour cela de faire $\Delta\omega = 0$ dans (46) : nous obtenons :

$$A_{(\omega=\omega_0)} = \frac{A_0 R \omega_0 L Q}{R R_i + \omega_0 L Q} \tag{47}$$

Voyons maintenant le gain au voisinage de la résonance : pour cela prenons le module de $1/A$. On arrive à :

$$\left| \frac{1}{A} \right| = \sqrt{\left(\frac{R R_i + \omega_0 L Q \alpha}{A_0 R \omega_0 L Q} \right)^2 + \left[\frac{R R_i \cdot 2(\Delta\omega/\omega_0) Q}{A_0 R \omega_0 L Q} \right]^2} \tag{48}$$

ou, en tenant compte de (47) et en simplifiant,

$$\left| \frac{1}{A} \right| = \sqrt{\frac{1}{A_{(\omega=\omega_0)}^2} + \left[\frac{2(\Delta\omega/\omega_0) R_i}{A_0 \omega_0 L} \right]^2} \tag{49}$$

Finalement :

$$|A| = A_{(\omega=\omega_0)} \sqrt{\frac{A_0^2 \omega_0^2 L^2}{A_0^2 \omega_0^2 L^2 + 4(\Delta\omega/\omega_0)^2 R_i^2 A_{(\omega=\omega_0)}^2}} \tag{50}$$

expression montrant la réduction d'amplification

en dehors de la résonance, $A_{(\omega=\omega_0)}$ étant multiplié par un facteur plus petit que 1.

Comme dans le cas précédent, calculons maintenant la bande passante.

2. 3. — Bande passante de l'amplificateur à contre-réaction sélective :

La bande passante est, comme dans le cas précédent, la gamme de fréquences dans laquelle $A \geq A_{(\omega=\omega_0)}/\sqrt{2}$. Soient $\omega_0 + \Delta\omega_p$ et $\omega_0 - \Delta\omega_p$ les pulsations correspondant aux fréquences limites. En introduisant dans (50) la condition ci-dessus, nous obtenons :

$$\sqrt{\frac{A_0 \omega_0 L}{A_0^2 \omega_0^2 L^2 + 4 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 R_i^2 A^2 \omega = \omega_0}} = 1/\sqrt{2}$$

$$\text{d'où } \Delta\omega_p = \pm \frac{\omega_0}{Q} \cdot \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\omega_0 L Q \alpha}{RR_i} \right\} \quad (52)$$

et en tenant compte de (40) et (52) :

$$\Delta\omega_p = \pm \frac{\omega_0}{G} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\omega_0 L Q}{RR_i} [R - (A_0 - 1) R_i] \right\} \quad (53)$$

En appelant B la bande passante, comme $B = 2 |\Delta\omega_p|/2\pi$ et $\omega_0 = 2\pi f_0$ on tire de (52), en remplaçant A_0 par sa valeur :

$$B = \frac{f_0}{Q} \left\{ 1 + \omega_0 L Q \left[\frac{1}{R_i} - \frac{A_0 - 1}{R} \right] \right\} \quad (54)$$

Le Q équivalent Q_{eq} du circuit sera alors :

$$Q_{eq} = \frac{f_0}{B} = \frac{Q}{1 + \omega_0 L Q \left[\frac{1}{R_i} - \frac{A_0 - 1}{R} \right]} \quad (55)$$

L'expression (54) montre bien la possibilité d'obtenir avec ce système des bandes passantes aussi étroites qu'on le désirera. Mais naturellement, nous serons limités par les conditions de stabilité du circuit. Vérifions ces conditions.

2.4. — Stabilité de l'amplificateur :

La condition de stabilité s'obtient immédiatement à partir de l'expression (47) : il faut pour cela que son dénominateur ne s'annule pas, c'est-à-dire que R soit plus grande que R_0 , valeur limite de R tirée de :

$$R_0 R_i + \omega_0 L Q \alpha = 0 \quad (56)$$

où, en remplaçant α par sa valeur (avec R_0 au lieu de R , et en tirant R_0

$$R_0 = \frac{R_i \omega_0 L Q (A_0 - 1)}{R_i + \omega_0 L Q} \quad (57)$$

La résistance R doit alors satisfaire à

$$R > \frac{R_i \omega_0 L Q (A_0 - 1)}{R_i + \omega_0 L Q} \quad (58)$$

Evidemment, il faut se donner une certaine marge de sécurité, de façon que l'amplificateur n'accroche pas, par suite de la variation d'un des paramètres de (58). Si, par exemple, R est une résistance à coef-

ficient de température négatif, il faut prévoir la variation permise de température, si l'on veut avoir une bande passante extrêmement réduite.

L'expression (58) montre aussi pourquoi ce système à réaction et contre-réaction est préférable aux circuits où l'on introduit seulement la réaction sélective. En fait, l'introduction de la seule réaction sélective entraînerait aussi une augmentation de sélectivité. Mais la stabilité du circuit serait ainsi moins satisfaisante puisque A_0 varierait beaucoup plus, n'étant pas stabilisé par la contre-réaction. L'équation (58) montre que R doit être alors beaucoup plus élevé et donc, que le dénominateur de (55) augmente, ce qui entraîne la diminution de sélectivité.

Nous avons pu obtenir avec ce système des Q_{eq} de l'ordre de 700 à 20 kHz, en employant une alimentation stabilisée seulement avec un stabilivolt.

2.5. — Réalisation pratique des amplificateurs sélectifs pour les fréquences assez basses :

En tenant compte des considérations précédentes, la réalisation d'un amplificateur à réaction sélective et contre-réaction n'offre aucune difficulté.

Il suffit de construire un amplificateur avec une bande passante plate dans la gamme de fréquences qu'il importe de couvrir : on introduit ensuite une forte contre-réaction comme il est indiqué dans la figure 6. Après, il suffit d'introduire la réaction au moyen de la résistance R , de façon que sa valeur soit suffisamment éloignée de la valeur R_0 qui produit l'accrochage. Cette valeur R_0 peut facilement être déterminée par l'expérience, ou calculée au moyen de (58) si les paramètres du circuit sont bien connus.

Il faut que les résistances par lesquelles on introduit les réactions soient assez stables, si l'on ne veut pas avoir des accrochages. Il faut aussi que la résistance interne R_i du générateur qui attaque le circuit soit bien stable.

La fréquence d'accord peut être changée de façon commode en modifiant l'accord du circuit résonant. Pour ne pas avoir des accrochages, il suffit seulement que l'équation (58) soit satisfaite sur toute la gamme de fréquences que l'amplificateur doit couvrir.

Finalement, remarquons que la sélectivité peut être aussi changée, si on prend la tension de réaction et contre-réaction aux bornes d'un potentiomètre, au lieu d'employer la disposition montrée sur la fig. 6.

BIBLIOGRAPHIE

1. — SCOTT H. H. — A new Type of Selective Circuit and some Applications. *P. I. R. E.*, 26, 226 (1938).
2. — TERMAN F. E. — Radio Engineering Handbook, 945 (1943), Première édition. New-York.
3. — HILLAN. — The Parallel-T Bridge Amplifier. *Journ. I. E. E.*, part. III, (1947).
4. — GATTI. — Amplificatori a seletivita variabile per basse frequenze. *Alta frequenza*, 17, 20-31 (1948).
5. — STAFF M. I. T. — Vacuumtube Amplifiers (*Radiation Laboratory Series*, n° 18) chapitre X.
6. — ZANARANI G. — L'amplificatore tipo M. U. *Elettronica*, I, 175, (1946).
7. — TERMAN F. E., BUSS R. R., HEWLETT W. R. et CAHILL F. C. Some Applications of negative feedback ... *P. I. R. E.*, 10, 649 (1939).
8. — STAFF M. I. T. — Applied Electronics, 527, Première édition, New-York (1943).

LE SYSTÈME OBOE (Suite et fin) ⁽¹⁾

PAR

P. BESSON

Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées

IV. — « Miestro ».

Le « Miestro » est un appareil électronique complexe qui peut se décomposer en deux parties principales :

1° La première a, tout d'abord, pour objet de créer le signal marqueur de but (ou d'emplacement de la trajectoire circulaire), et le « strobe mobile ». Lorsque ce dernier est maintenu, manuellement, par l'opérateur, ou automatiquement, sur la réponse de l'avion, elle produit, en outre, la tension électrique fonction de la distance de l'avion à la trajectoire à suivre ou au but, et la tension électrique fonction de la composante radiale de la vitesse l'appareil.

2° La seconde permet, en partant de la réponse de l'avion, d'asservir à celle-ci la position du « strobe mobile », de façon qu'une fois amené sur l'écho, le strobe le suive automatiquement, dans un sens ou dans l'autre, sans intervention de l'opérateur, la première partie du « Miestro » fournissant, comme précédemment, les tensions de distance et de vitesse.

PREMIÈRE PARTIE

On précisera, tout d'abord, qu'on appelle « région d'action » une zone s'étendant à quelques milles de part et d'autre de la trajectoire à suivre, ou du but, et dans laquelle l'avion sera particulièrement surveillé par l'« OBOE ». La position du début de cette « région d'action » est réglable au gré de l'opérateur, et elle est caractérisée par l'instant de retour à son régime initial d'un « Phantastron » de retard, dit « Phantastron de région d'action », qui est déclenché par l'impulsion de 5 milles sélectionnée précédemment, et qui produit, à la fin de sa période de fonctionnement, une impulsion caractéristique.

La partie inférieure de la fig. 22 représente schématiquement la disposition de ces premiers organes du « Miestro » où l'on voit le « Phantastron de région d'action » avec l'arrivée de l'impulsion de 5 milles sélectionnée, après passage par un amplificateur, le déclanche. A son tour, et après nouvelle amplification évitant les réactions, il déclanche :

a) un « Phantastron de marqueur de but », produisant, au bout d'un nouveau délai, réglable au gré de l'opérateur, une impulsion de 1 μ s de durée, destinée à éteindre, pendant ce bref laps de temps, le spot de l'oscillographe à écran amplifié.

b) un autre « Phantastron » dit « de strobe mobile », produisant, au bout d'un nouveau laps de temps, également réglable au gré de l'opérateur, une impulsion spéciale qui va créer ce « strobe mobile ». A cet effet, cette impulsion est appliquée à une

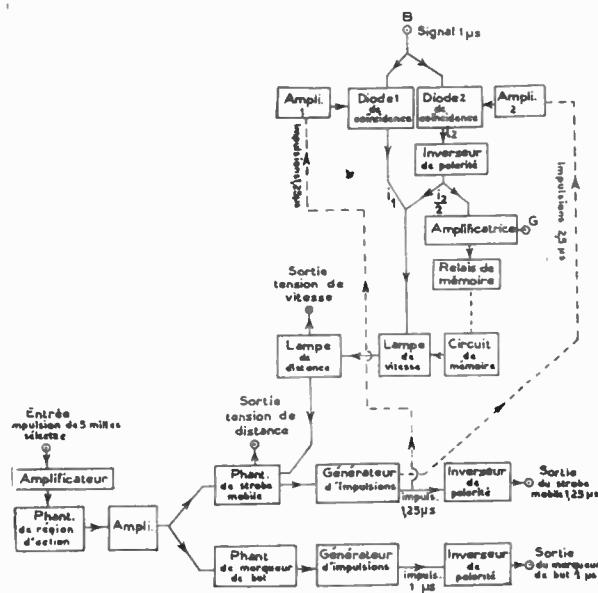


Fig. 22

lampe génératrice d'impulsions, et la sortie de cette lampe, dont le montage sera examiné ci-dessous, produit, après passage à travers un étage amplificateur inverseur de polarité, l'impulsion de 1,25 μ s qui sera injectée au second oscillographe pour obtenir le « strobe mobile ». La tension d'alimentation de l'anode du « Phantastron de strobe mobile » est très élevée (1.000 volts), la résistance du circuit anodique étant également très forte (2,2 M Ω), de façon que le temps de retard du « Phantastron » soit une fonction linéaire de la tension effective moyenne de l'anode.

On voit ainsi, dès à présent, qu'en maintenant l'impulsion créée par le « Phantastron de strobe

(1) Voir Onde Electrique N° 271, Octobre 1949.

mobile » sur la réponse de l'avion, cette tension effective moyenne de l'anode sera liée linéairement à la distance de l'appareil guidé.

La fig. 23 représente les courbes de variation, en fonction du temps, de certaines des électrodes des divers « Phantastrons », en liaison avec les courbes de variation des sélecteurs d'une impulsion de 5 milles et d'une impulsion de 1 mille, et la courbe de balayage du « Sanatron » du second oscillographe. L'échelle supérieure reproduit la chaîne des impul-

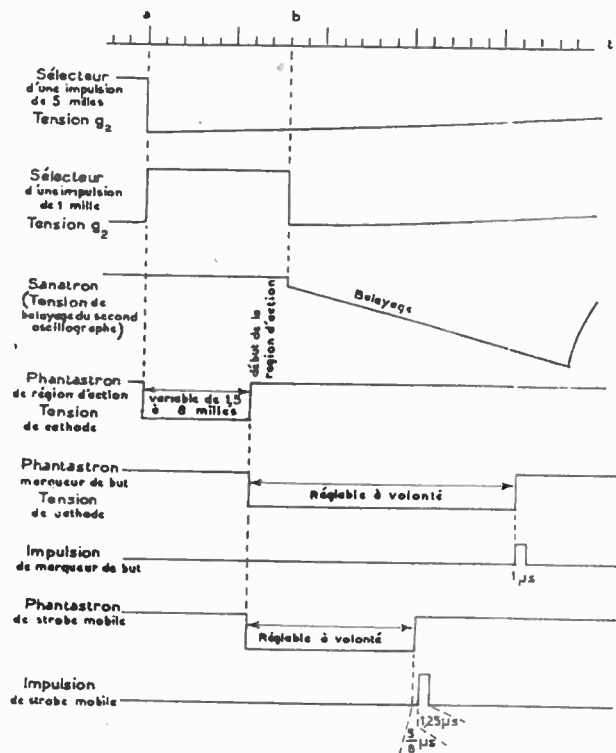


Fig. 23

sions des milles et des 5 milles ; la seconde courbe a trait à la tension de grille-écran du sélecteur de 5 milles, sélectionnant l'impulsion a, et la troisième, à la tension de grille écran du sélecteur de 1 mille sélectionnant l'impulsion b. La courbe suivante représente la tension de cathode du « Phantastron de région d'action », déclenché par l'impulsion de 5 milles sélectionnée, le retour de cette tension à sa valeur initiale, variable, au gré de l'opérateur, entre 1,5 et 8 milles, marquant le début de la « région d'action ». Sur l'achèvement de la période de ce « Phantastron » sont accrochés les déclenchements des deux autres « Phantastrons » : le « Phantastron de marqueur de but », dont la tension de cathode est représentée au-dessous, et le « Phantastron de strobe mobile », dont le retour de la tension de cathode à sa valeur initiale, fixe l'instant de formation du « strobe mobile ».

Pour que l'impulsion du marqueur de but soit très rectangulaire, et ait une durée bien déterminée, on ne se borne pas à la créer en différenciant la variation de la tension d'une électrode du « Phantastron » correspondant, mais on excite, par cette tension, une lampe spéciale génératrice d'impulsions, dont le montage est représenté sur la fig. 24.

On retrouve, tout d'abord, sur ce schéma, l'étage amplificateur A_1 suivant le « Phantastron de région d'action », excité par lui et transmettant des impulsions qui, agissant sur la grille g_3 du « Phantastron de marqueur de but » PM, le déclanche. En outre, une prise sur le circuit de sortie de la lampe A_1 permet d'exciter de la même façon le « Phantastron de strobe mobile ». La grille g_2 du « Phantastron » PM attaque la première grille de la pentode GI dont le circuit plaque comprend une ligne à retard LR formant l'impulsion de $1 \mu s$ de durée. Cette impulsion est appliquée à un étage amplificateur et inverseur de polarité A_2 , et transmise, ensuite, vers le « Wehnelt » du second oscillographe.

Quant au « Phantastron de strobe mobile » son montage est représenté sur la fig. 25. L'excitation provenant de l'amplificateur A_1 du schéma 24, est appliquée à la grille g_3 du « Phantastron » PS, et sa grille g_2 est reliée à la grille d'entrée d'une nouvelle pentode génératrice d'impulsions GI. Sur le circuit plaque de cette lampe est disposée une ligne à retard symétrique, dont une des extrémités est court-

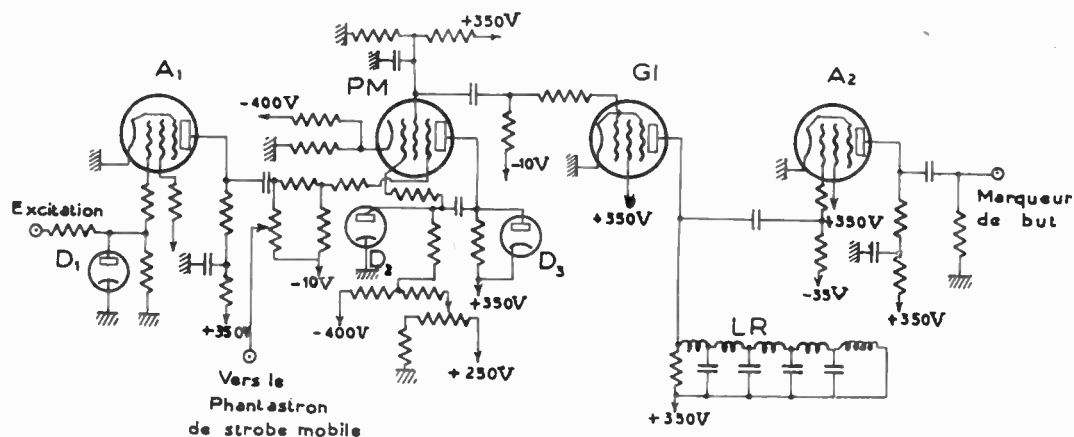


Fig. 24

tant l'impulsion b, 8 milles, par exemple, après l'impulsion a. Au-dessous est la tension de balayage du « Sanatron », déclenché lui-même par l'impulsion

circuitée en d, tandis que l'autre est fermée sur son impédance caractéristique R. Les retards entre a et b, entre b et c et entre c et d, sont tous de $5/8 \mu s$.

avec la vitesse de l'avion, et pourra être prise comme tension de vitesse. Supposons, tout d'abord, que le commutateur c_1 soit sur sa position 1. Alors, la tension de grille de commande est réglée par le potentiomètre P_1 , sur lequel agit l'opérateur, et qui permet de déplacer le « strobe mobile ». Tant qu'on ne change pas la position de P_1 , le « strobe » se déplace avec une vitesse constante (qui, pour une certaine position de P_1 , peut être nulle). En changeant la position de P_1 , on peut faire varier la vitesse et maintenir le « strobe » sur la réponse de l'avion (méthode dénommée « réglage par la vitesse », dans la technique des asservissements).

En réalité, dès qu'on a effectué les premiers réglages, on passe sur la position 2 du commutateur c_1 , et le commutateur c_2 étant sur sa position 1, la tension de grille est alors réglée par les potentiomètres P_2 , P_3 et P_4 , P_2 étant affecté au réglage grossier de la valeur correspondant à une vitesse nulle, et P_3 au réglage fin de cette même valeur, tandis que P_4 sert à modifier la vitesse, suivant les changements intervenant dans le vol de l'avion. La tension de vitesse est recueillie à la borne correspondante, et est envoyée vers le calculateur.

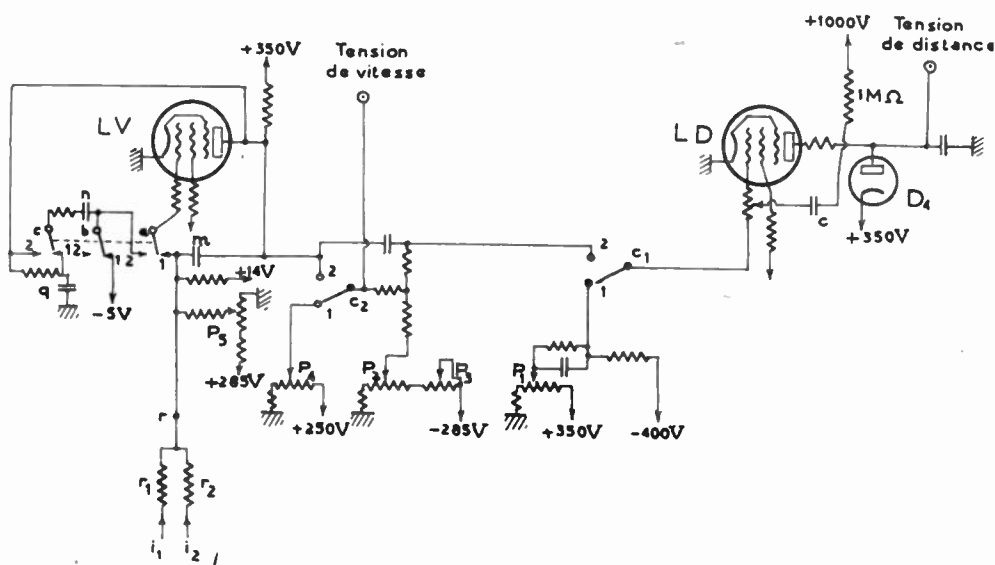


Fig. 27

Dans ce cas encore, les choses sont réglées pour que, si la composante radiale de la vitesse est nulle, la tension de vitesse ait la valeur 165 volts, servant de valeur de référence. D étant, comme précédemment, la distance au but ou à la trajectoire circulaire à suivre, la tension de vitesse V_v pourra donc s'écrire :

$$V_v \text{ volts} = 165 - k \frac{dD}{dt}$$

k étant un coefficient de proportionnalité qui dépend de l'amplitude de la « région d'action ». La mesure de la tension V_v permet d'apprécier la composante radiale de la vitesse avec une précision de l'ordre d'un demi-mille par heure.

DEUXIÈME PARTIE

Revenant au schéma de principe de la fig. 22, la partie supérieure concerne les dispositifs permettant

d'asservir automatiquement le « strobe mobile » à la réponse de l'avion. A cet effet, la tension grille de la lampe de distance, d'où découle la tension de vitesse, varie, non plus à la main, mais sous l'action d'une nouvelle pentode montée encore en intégrateur de Miller, dite « lampe de vitesse » (LV, sur le schéma 26), et dont la tension grille est, par conséquent, liée linéairement à la dérivée de la vitesse, c'est-à-dire à l'accélération du « strobe mobile ».

Le principe de l'asservissement consiste à faire varier la tension grille de cette lampe de vitesse sous l'action d'une tension, elle-même fonction de la position relative, dans le temps, de l'impulsion créée par la réponse de l'avion et de l'impulsion du « strobe mobile ». Le « strobe mobile » ayant été placé manuellement de façon à être exactement symétrique par rapport au front de la réponse de l'avion (comme on l'a vu sur la fig. 20), la tension grille de cette lampe a une certaine valeur, qui provoque un déplacement du « strobe ». Si le « strobe » se déplace plus vite que la vitesse de l'avion, la tension grille varie, entraînant une réduction de l'accélération, et, par conséquent, de la vitesse du « strobe ». Si, au contraire, il se déplace plus lente-

ment, le changement de la tension grille augmente alors la vitesse du « strobe ».

Cet effet est obtenu en utilisant les deux impulsions recueillies aux bornes S_1 et S_2 du schéma de la fig. 24, et dont la première, durant $1,25 \mu s$ et dénommée « strobe 1 », est synchrone du « strobe mobile », tandis que la seconde, durant $2,5 \mu s$ et dénommée « strobe 2 », commence en même temps que l'impulsion de « strobe mobile ».

Les deux premières courbes de la fig. 28 représentent ces impulsions en fonction du temps, la première pouvant représenter aussi le « strobe mobile », et la troisième courbe reproduit l'impulsion de réponse de l'avion, d'une durée de $1 \mu s$ et que l'on a supposé légèrement décalée par rapport à la position indiquée sur la fig. 20. Soit T_1 le laps de temps commun au « strobe 1 » et à cette réponse, et T_2 le laps de temps commun au « strobe 2 » et

à la réponse (dans le cas de la figure, T_2 aura pour valeur la totalité de la durée de la réponse). La réponse de l'avion est appliquée, par la borne B de la fig. 22, à deux diodes 1 et 2, dites « diodes de coïncidence » qui reçoivent, d'autre part, après amplification, l'une, le « strobe 1 », l'autre, le « strobe 2 ». Les choses sont disposées de telle sorte qu'un courant, dont l'intensité est constante, ne traverse l'une des diodes de coïncidence que pendant le laps de temps où elle reçoit simultanément la tension du « strobe » correspondant, et la tension de réponse de l'avion. Dès lors, le courant moyen sortant de la diode sera proportionnel au temps pendant lequel le « strobe » correspondant recouvrira la réponse de l'avion.

Soient i_1 et i_2 ces courants moyens, respectivement pour la diode 1 et pour la diode 2. D'après ce qui a été dit ci-dessus, on aura :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{T_1}{T_2}$$

À la suite de la diode de coïncidence 2 se trouve un étage inverseur de polarité, à la sortie duquel le courant est changé de signe et multiplié par un certain coefficient p . Il crée, dans une résistance, une tension proportionnelle à $-p i_2$, qui va s'op-

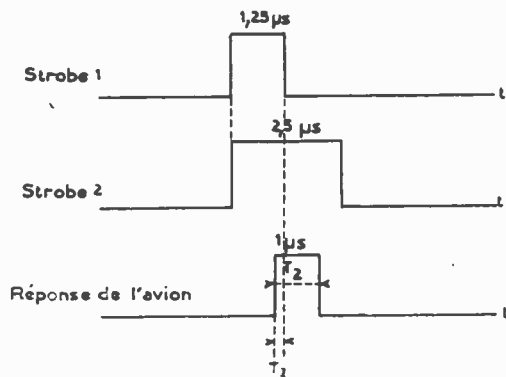


Fig. 28

poser à une tension proportionnelle à i_1 , apparaissant aux bornes d'une autre résistance. C'est la tension résultante qui est appliquée à la grille de la lampe de vitesse. Les réglages sont effectués de façon que, si les deux tensions s'opposent exactement, cette grille a une polarisation telle que la vitesse de déplacement du « strobe mobile » conserve la même valeur. Les diverses résistances étant réglées pour que le coefficient p soit égal à $1/2$, il en sera ainsi si l'on a :

$$T_2 = 2 T_1,$$

c'est-à-dire si le front de la réponse de l'avion est placé exactement au milieu du « strobe mobile »,

comme sur la fig. 20. Si le coefficient $\frac{T_1}{T_2}$ prend une valeur inférieure à $1/2$ (cas de la fig. 28), c'est que le « strobe », dans son déplacement vers la droite, est en retard sur la réponse de l'avion, mais alors la compensation des tensions ne se produit plus exactement, la tension grille de la lampe de vitesse se modifie, pour donner au « strobe mobile » une certaine accélération positive, et il rattrape la ré-

ponse de l'avion. Dans le cas contraire, où $\frac{T_1}{T_2}$ serait supérieur à $1/2$, le phénomène inverse se produirait, et le déplacement vers la droite du « strobe mobile » se trouverait ralenti ; il « attendrait » l'avion. En définitive, dès que le « strobe mobile » n'est plus disposé symétriquement par rapport à l'avion, une certaine modification des tensions intervient pour ramener ce « strobe » dans la position initiale symétrique où il a été placé manuellement. L'asservissement obtenu est donc stable.

Pendant les périodes où la composante radiale de la vitesse de l'avion varie, une certaine accélération de la vitesse de déplacement du « strobe mobile » doit naître, ce qui exige que ce « strobe » ne soit plus exactement symétrique par rapport à la réponse de l'avion. Mais, étant donné les grandes pentes des diverses lampes amplificatrices utilisées, il suffit d'un très léger décalage du « strobe » par rapport à sa position de la fig. 20 pour réaliser les plus grandes accélérations que puissent prendre les avions actuels. Pratiquement, il n'en résulte donc pas de grandes erreurs sur la tension de vitesse, ni sur la tension de distance.

Sur le schéma de principe 22, on a représenté encore un ensemble d'organes constituant un « circuit de mémoire », destiné à entrer en action dans le cas où, par suite, notamment, d'un évanouissement temporaire des ondes, la réponse de l'avion ne serait plus reçue, ou serait reçue avec une intensité insuffisante pour assurer un bon asservissement du « strobe mobile » (rapport du signal au bruit de fond inférieur à 6). Ce circuit donne, alors, automatiquement, au « strobe mobile », une vitesse de déplacement égale à celle qu'il avait au moment de la disparition du signal, de façon que, si celui-ci revient au bout d'un laps de temps qui ne soit pas trop long, et si, dans l'intervalle, la vitesse de l'avion n'a pas trop varié, l'asservissement du « strobe » à la réponse de l'avion se trouve réalisé de nouveau, sans intervention de l'opérateur.

Partant du courant i_2 ayant traversé l'inverseur de polarité, ce circuit comprend une lampe amplificatrice à courant continu actionnant un « relais de mémoire », dont les contacts restent dans une certaine position tant que la réponse de l'avion est reçue, et prennent une autre position si cette réponse vient à faire défaut, ou tombe au-dessous du niveau minimum fixé. Ils modifient alors les circuits de la lampe de vitesse qui ne fonctionne plus en intégrateur de Miller, mais en simple amplificatrice, et appliquent, sur sa grille de commande, une tension moyenne d'alimentation telle que la tension de l'anode de la lampe (liée à la tension de vitesse) garde la valeur qu'elle avait avant la disparition du signal.

Le courant i_2 , étant fonction de l'intensité de réception de la réponse de l'avion, est également utilisé, après amplification, pour assurer un réglage automatique du gain de l'amplificateur moyenne fréquence du récepteur, ceci par la sortie G du schéma 22.

La fig. 29 fournit le schéma simplifié des diodes de coïncidence, de l'inverseur de polarité, de l'amplificateur, et du « relais de mémoire ». Après amplification par plusieurs étages de vidéo-fréquence,

la réponse de l'avion est appliquée, en B , à une lampe 6V6 à couplage cathodique, qui alimente les plaques des deux diodes de coïncidence D_1 et D_2 . Les cathodes de ces diodes reçoivent, d'autre part, les impulsions des « strobes » 1 et 2, après amplification par les pentodes A_1 et A_2 , les diodes D_3 et D_4 évitant qu'à certains moments les anodes de A_1 et A_2 , et, partant, les cathodes de D_1 et de D_2 , puissent avoir un potentiel négatif par rapport à la masse. Le courant résultant i_1 passe dans une

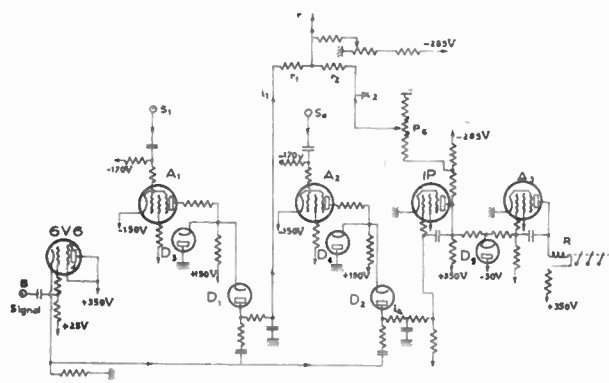


Fig. 29

résistance r_1 , tandis que le courant i_2 , après traversée de l'étage inverseur de polarité IP, et multiplication par le coefficient p , passe dans la résistance r_2 . Le potentiomètre P_6 permet d'ajuster le coefficient p à la valeur $1/2$. La sortie r se rend à la grille de la lampe de vitesse. D'autre part, sur le circuit plaque de la lampe amplificatrice à courant continu A_2 , est disposé le bobinage du « relais de mémoire » R .

Sur la partie gauche du schéma de la fig. 27 sont représentés les circuits de la lampe de vitesse LV, où l'on retrouve les deux résistances r_1 et r_2 et la borne r du schéma 29, et les trois contacts du « relais de mémoire », qui sont figurés dans leur position normale, lorsque la réponse de l'avion est suffisamment intense, et que la lampe fonctionne alors en intégratrice de Miller, par l'effet du condensateur m . Si le relais n'est plus alimenté, ces contacts passent de la position 1 à la position 2, ce qui débranche le condensateur m , supprimant ainsi l'effet intégrateur, et commute la grille de commande qui n'est plus, alors, reliée au circuit venant des diodes de coïncidence, mais à un condensateur n lui appliquant la tension à laquelle il était chargé au moment de la disparition du signal. Cette tension de charge résultait du raccordement de l'ensemble du condensateur n et de la résistance en série avec lui aux bornes du condensateur q lui-même relié à l'anode de la lampe LV.

Il paraît inutile d'insister sur la délicatesse de l'ensemble constituant le « Micestro », et sur la nécessité de le constituer avec des éléments très bien définis et extrêmement stables, tant en ce qui concerne les résistances et les capacités, qu'en ce qui concerne les tubes électroniques, si l'on veut qu'un dispositif aussi complexe fonctionne convenablement, et que les étalonnages, en distance et en vitesse, se maintiennent assez longtemps.

Pour essayer l'appareil, et pour étalonner en vitesse la tension correspondante, l'« OBOE » ren-

ferme un générateur créant un écho d'avion fictif, réglable à la volonté de l'opérateur, tant en intensité et en durée qu'en position et en vitesse. Ce dispositif d'essai est schématiquement représenté sur la fig. 30. Il comprend une lampe intégratrice de Miller IM, dont la tension grille est variable à volonté, qui commande un « Phantastron » de retard P , dont la sortie déclenche un générateur d'impulsions G , l'intensité et la largeur de ces impulsions étant réglables. L'ensemble est synchronisé avec le balayage de l'oscillographe, et les impulsions obtenues sont envoyées sur les plaques de déviation verticale, comme s'il s'agissait de la réponse d'un avion. Donnant à cette réponse fictive une certaine vitesse de déplacement (qui est réglable jusqu'à la valeur de 300 milles par heure dans chaque sens, par ajustage de la tension grille de l'intégra-

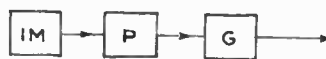


Fig. 30

teur de Miller), on mesure cette vitesse par le temps que met l'écho à se déplacer devant les échelles des distances sur les deux oscillographes, et on peut ainsi essayer l'ensemble de l'appareil, vérifier que le système d'asservissement automatique du « strobe mobile » fonctionne bien dans tous les cas, et étalonner les tensions de distance et de vitesse.

V. — Calculateur.

Le calculateur électronique est constitué par un groupe de deux lampes identiques, dont le montage change sous l'action d'un commutateur, suivant que la station fonctionne en « chat » ou en « souris ». La fig. 31 représente, dans sa partie supérieure l'appareil tel qu'il est monté à la station « souris », et, dans sa partie inférieure, le calculateur tel qu'il est monté à la station « chat » (1).

I. — Calculateur de la Station « Souris »

Le calculateur recevant les tensions de distance et de vitesse provenant du « Micestro », a, dans ce cas, pour but d'envoyer automatiquement le signal de langage des bombes, qui provoquera, au moment convenable, l'ouverture des soutes à projectiles de l'avion. Ce moment doit naturellement précéder d'un certain nombre de secondes l'instant où l'avion passe à la verticale du but, le temps de chute des bombes dépendant, d'une part, de l'altitude, fixée à l'avance, à laquelle est fait le bombardement, d'autre part, des caractéristiques des projectiles.

Examinons, alors, (fig. 32) ce qui se passe lorsque l'avion, approchant du but, doit larguer ses bombes. L'appareil suit une trajectoire AB , qui vient passer en C à la verticale du but. Si, en première approximation, on néglige la résistance de l'air, les bombes doivent être larguées en un point I , tel que la parabole qu'elles suivront en tombant passe par le but. Si la vitesse de l'avion ne varie pas à partir du moment où il a largué les bombes, cette vitesse

(1) Sauf indication contraire, les résistances de ces schémas sont indiquées en ohms.

et la composante horizontale de la vitesse des projectiles ont, à chaque instant, la même valeur, et, par conséquent, les bombes se trouvent toujours à la verticale de l'avion, qui passe donc au point C lorsque les projectiles atteignent le sol.

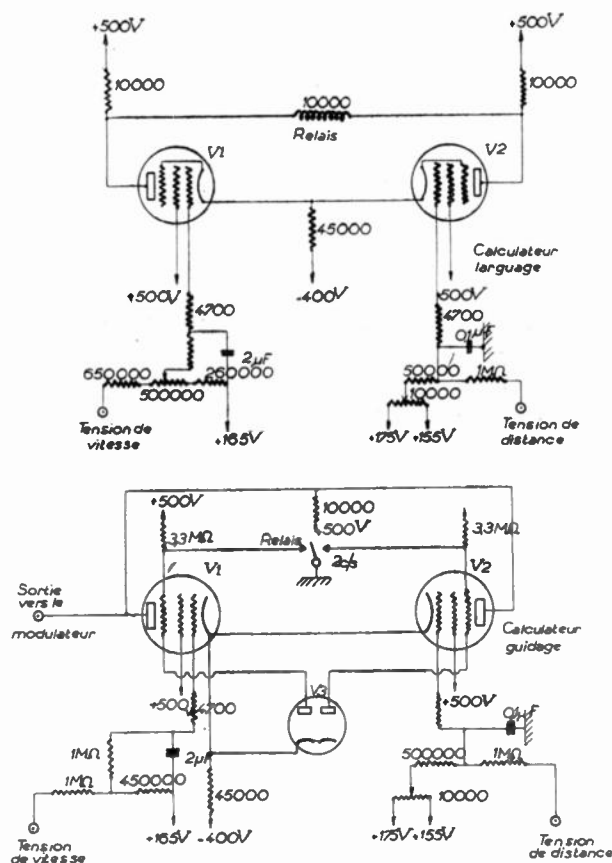


Fig. 31

Si l'on appelle D_0 la distance de langage (distance du point L au but), et t_0 le temps de chute des bombes pour une hauteur de bombardement h , on a :

$$D_0 = t_0 \frac{dD}{dt}$$

$\frac{dD}{dt}$ étant la vitesse de l'avion, et aussi la composante horizontale de la vitesse des bombes.

Reprenons alors les deux équations donnant les valeurs des tensions de distance et de vitesse :

$$V_d = 165 - mD$$

$$V_v = 165 - k \frac{dD}{dt}$$

et supposons que les choses soient réglées pour que les polarisations de grille des deux lampes soient les mêmes lorsque la condition suivante sera remplie :

$$\frac{V_d - 165}{V_v - 165} = r,$$

r étant un certain coefficient.

À ce moment, qui est l'instant où le relais déclenchera, on aura :

$$r = \frac{m}{k} \frac{D}{\frac{dD}{dt}}$$

Puisque l'avion doit alors se trouver au point de langage, $D = D_0$, et

$$r = \frac{m}{k} t_0$$

Si, par conséquent, connaissant t_0 , on a réglé les potentiomètres pour que r ait cette valeur, le langage se produira au bon moment, et cela, même si la route n'est pas exactement celle qui a été pré-

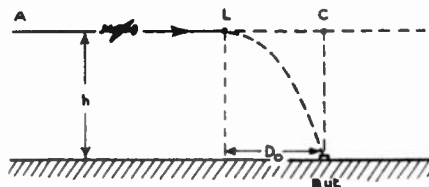


Fig. 32

vue, la relation tirée de l'examen de la fig. 32 restant exacte en projection sur le plan perpendiculaire au rayon joignant l'avion à l'« OBOÉ ». De même, si la vitesse a varié, il n'y a pas à s'en inquiéter, le point de langage se trouve modifié automatiquement. Par contre, il est essentiel que l'altitude du bombardement soit bien l'altitude pour laquelle on a, avant le départ, calculé le temps de chute des bombes, ce qui a permis de régler le potentiomètre de la lampe V_1 pour que le coefficient r ait bien la valeur correspondante. Pratiquement, les constantes des circuits sont telles que l'on peut effectuer les réglages pour des valeurs de t_0 variant entre 25 et 60 secondes.

Comme on l'a déjà exposé, l'effet du déclenchement du relais est de déplacer les impulsions supplémentaires représentées sur la fig. 14, de façon à les amener de la position b, où elles n'avaient pas d'action, à la position a, où elles produisent un signal qui, reçu par l'avion, actionne le relais ouvrant les soutes à bombes.

Le réglage des divers potentiomètres permet de tenir compte, d'une part, de ce que le relais du calculateur s'ouvre un peu avant que le courant s'annule dans son enroulement, et, d'autre part, de l'action de la résistance de l'air sur la trajectoire de chute des bombes, action qui dépend des caractéristiques balistiques de ces dernières.

II. — Calculateur de la Station « Chal »

Sous l'action des tensions de distance et de vitesse, le calculateur doit, dans ce cas, produire la modulation « points-trait » en déplaçant les impulsions supplémentaires de la fig. 14, de façon que l'amplitude de cette modulation soit proportionnelle à la distance de l'avion à la trajectoire circulaire à suivre. On pourrait, pour cela, n'utiliser que la tension de distance, et réaliser un dispositif donnant une profondeur de modulation nulle lorsque cette tension de distance a la valeur de référence 165 volts, et une profondeur croissant linéairement avec l'écart de la tension par rapport à cette valeur, le signe prédominant, point ou trait, changeant suivant que cet écart est positif ou négatif.

Mais tous ceux qui ont eu l'occasion de guider un avion ou un navire sur un radioalignement à manipulation de « points-trait », savent que l'on

constate l'inconvénient suivant : l'avion qui se rapproche de la trajectoire à suivre aborde toujours celle-ci en faisant, avec elle, un certain angle ; inévitablement, il la dépasse et entend alors le signal complémentaire de celui qu'il percevait précédemment ; il revient, alors, vers la trajectoire, et oscille ainsi un certain nombre de fois avant d'arriver à la suivre exactement.

Comme, dans le cas de l'« OBOE », on dispose également d'une tension de vitesse, qui est fonction de la composante radiale de celle-ci, c'est-à-dire, pour une certaine valeur de la vitesse, du cap de l'avion par rapport à la trajectoire circulaire à suivre, on en profite pour rectifier les signaux transmis à l'appareil, de façon, par exemple, que, s'il se trouve dans la zone des traits, et s'il se rapproche rapidement de la trajectoire à suivre en conservant un cap assez différent de celui de cette trajectoire, on lui transmet le son continu *avant* son arrivée sur la trajectoire elle-même, de façon qu'il ait la possibilité de modifier son cap pour aborder la trajectoire aussi tangentiellement que possible. c et δ étant deux constantes, ceci revient à faire varier la profondeur de modulation en fonction de la grandeur :

$$c \left(D - \delta \frac{dD}{dt} \right)$$

Le montage utilisé est celui de la partie inférieure de la fig. 31, où les tensions de vitesse et de distance sont toujours appliquées aux grilles de commande des lampes V_1 et V_2 par l'intermédiaire de résistances et de potentiomètres. Les grilles-supprimeurs sont normalement maintenues au potentiel de la cathode correspondante par les diodes de la lampe V_3 , mais, alternativement, un relais fournissant le rythme de manipulation « points-traits » précédemment indiqué, met à la masse l'une puis l'autre des grilles-supprimeurs, ce qui fait jouer à celles-ci le rôle de robinets, transférant alors à la grille écran le courant de la cathode qui, précédemment, se rendait à la plaque.

Supposons, tout d'abord, que les tensions de vitesse et de distance soient telles que les polarisations des grilles de commande des deux lampes soient identiques. Les choses sont disposées pour que les cathodes soient, dans ce cas, à quelques volts au-dessus du potentiel des grilles de commande, et le courant total de plaque des deux lampes reste alors constant au cours du fonctionnement du relais, aucune variation de tension n'étant dès lors transmise par la sortie se rendant au modulateur. Si, au contraire, la tension de l'une des grilles de commande s'élève, sans que l'autre change, des variations de tension apparaissent, et, suivant que c'est l'une ou l'autre des lampes qui a la tension de grille la plus élevée, c'est un rythme de points, ou un rythme de traits, qui correspond à l'augmentation de la tension des plaques, et qui est envoyé vers le modulateur. La profondeur de modulation obtenue dépendra de la différence des tensions des deux grilles de commande, c'est-à-dire de la quantité

$$c \left(D - \delta \frac{dD}{dt} \right)$$

envisagée ci-dessus.

Si l'on se reporte au graphique de la fig. 14, l'impulsion supplémentaire qu'il s'agit de moduler a été, au cours d'un réglage préalable, placée dans la position intermédiaire c , en l'absence de toute modulation transmise par le calculateur. Le modulateur la déplace d'un côté ou de l'autre de cette position, jusqu'à atteindre au maximum les positions a ou b , suivant la distance de l'avion à la trajectoire qu'il doit suivre, et suivant le cap avec lequel il s'approche de cette trajectoire.

Les choses sont réglées pour que, lorsque l'avion se trouve à 1/10 de mille de la trajectoire et navigue parallèlement à celle-ci, le taux de modulation soit la moitié du taux maximum, soit 50 %. Pratiquement, un taux de modulation de 5 %, donnant déjà des signaux perceptibles, est atteint lorsque l'avion s'écarte d'environ 15 mètres de la route à suivre.

En ce qui concerne l'influence de la vitesse et du cap, le taux de 50 % de la modulation maximale est atteint si l'avion, se trouvant au voisinage immédiat de la trajectoire à suivre, fait avec celle-ci un angle de $10^{\circ}30'$. Ce taux s'annule naturellement avec cet angle. Le taux de 5 %, correspondant à des signaux perceptibles, est atteint lorsque la différence entre le cap de l'avion et la direction de la route à suivre est de 10° .

III. — Enregistrements effectués dans les Stations.

A la station « souris », on enregistre le temps de chute des projectiles, grâce à l'artifice suivant : au moment où l'avion reçoit le signal de langage, celui-ci agit sur le répondeur, qui ne renvoie plus alors de signaux. La réponse de l'avion disparaissant, le circuit de mémoire du « Micestro » entre en action, et le « strobe mobile » continue à se déplacer en gardant une vitesse rigoureusement constante, égale à la composante radiale de la vitesse qu'avait l'avion au moment où il a lâché ses bombes. Dès lors, si l'on se reporte à la fig. 32, on constate que les bombes arrivent au sol au moment où le « strobe mobile » passe à l'emplacement du marqueur de but. Pour connaître le temps de chute, il suffit donc de mesurer le nombre de secondes séparant l'instant du langage, où les signaux de réponse de l'avion disparaissent, et l'instant où le « strobe mobile » passe à l'emplacement du marqueur de but, c'est-à-dire l'instant où la tension de distance prend la valeur 165 volts. Cette mesure est effectuée automatiquement par un groupe de deux lampes, analogues aux deux lampes du calculateur de la station « souris », la grille de commande de l'une des lampes recevant la tension de distance, et la grille de commande de l'autre recevant une tension stabilisée de 165 volts. Un chronomètre est mis en marche automatiquement au moment du langage, et il est arrêté, également automatiquement, par le relais de ce groupe de deux lampes (dénommé « relay at target » ou « relais AT »), qui s'ouvre lorsque la tension de distance atteint la valeur 165 volts.

A la station « chat », un voltmètre enregistreur de précision enregistre la différence entre la tension de distance et 165 volts, cette différence étant proportionnelle à la distance de l'avion à la trajectoire circulaire qu'il doit suivre. Cet enregistrement per-

met de vérifier avec quelle précision la trajectoire est suivie, et de contrôler l'habileté du pilote. Il est réalisé très simplement en montant le voltmètre enregistreur aux bornes de l'enroulement du relais AT considéré précédemment.

VI. — Système de communication avec l'avion.

Le système de transmission des divers signaux à l'avion, par modulation en position des impulsions supplémentaires, a été décrit précédemment et son fonctionnement a été expliqué notamment sur la fig. 14. Il ne reste qu'à voir comment, en partant des tensions produites par le calculateur, ou de celles transmises par des manipulateurs automatiques ou à main, on produit la modulation elle-même.

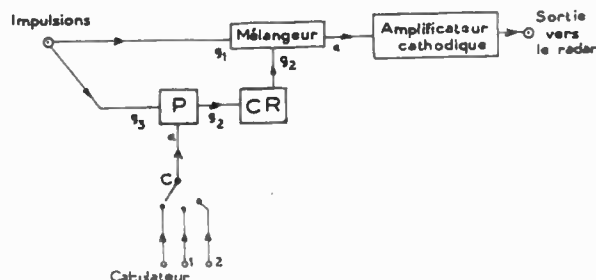


Fig. 33

Le schéma de principe est celui de la fig. 33. Les impulsions créées par le calibrateur, et devant déclencher les émissions du radar, sont appliquées à la grille supprimeur d'un nouveau « Phantastron » de retard P, dont le temps de retard est réglé par la tension appliquée à son anode a. Suivant la position du commutateur C, cette tension sera celle pro-

venant du calculateur (qui, dans le cas de la station de guidage, aura le rythme des points et des traits, et, dans le cas de la station de langage, produira le signal de langage), ou, par la borne 1, d'un manipulateur automatique produisant, au gré de l'opérateur, les diverses lettres de l'alphabet Morse à transmettre, ou, enfin, par la borne 2, d'un manipulateur Morse ordinaire, à main. La tension de la grille g_2 du « Phantastron » est appliquée à un circuit de différentiation CR, et les impulsions retardées résultantes vont attaquer la grille g_2 d'un mélangeur, la polarisation négative de cette électrode étant suffisante pour éliminer les impulsions de polarité négative. Le mélangeur reçoit directement, sur sa grille g_1 , les impulsions initiales devant commander le radar : on recueille sur sa plaque a l'ensemble des deux chaînes d'impulsions, qui, après traversée d'un amplificateur à couplage cathodique, sont envoyées au modulateur proprement dit du radar.

VII. — Système de communication entre les stations au sol.

Les deux stations au sol de l'« OBOE » sont naturellement reliées entre elles par des lignes téléphoniques. Mais, de plus, chacune comporte un récepteur analogue au récepteur de l'avion, et actionné par les signaux de réponse de celui-ci. Chaque station peut donc écouter les signaux Morse, ou les points et les traits, ou le signal de langage, qui ont été transmis par l'autre station à l'avion, et qui, ayant actionné le répondeur, se trouvent réémis vers l'ensemble des deux stations.

QUATRIÈME PARTIE

DESCRIPTION DE L'ÉQUIPEMENT INSTALLÉ A BORD

I. — Répondeur de Radar.

Le répondeur de radar comprend un récepteur spécial actionné simultanément par les signaux transmis, sur la même longueur d'onde, par les deux stations au sol, et dont la sortie déclenche un émetteur de radar, de l'un des modèles classiques pour avions, de construction américaine, fonctionnant sur les fréquences qui ont été indiquées précédemment.

Un certain laps de temps s'écoule naturellement entre l'instant où le récepteur reçoit une impulsion et l'instant de la réémission par le radar de bord, d'où un retard de réponse, dont on peut tenir compte une fois pour toutes, mais dont il est essentiel que la grandeur reste bien constante. Or, si des précautions spéciales n'étaient pas prises, ce retard dépendrait de l'intensité des signaux reçus, le répondeur réagissant plus rapidement s'il reçoit une impulsion intense que s'il reçoit une impulsion faible.

La courbe de la fig. 34 montre l'allure de la variation du retard dû aux étages amplificateurs de vidécfréquence du récepteur, en fonction du rapport du signal au bruit de fond, depuis le rapport 6 qui, ainsi qu'on l'a vu plus haut, est considéré comme le taux le plus faible admissible si l'on veut que l'ensemble de l'« OBOE » fonctionne bien, jusqu'au rapport 20. Le retard est évalué par le nom-

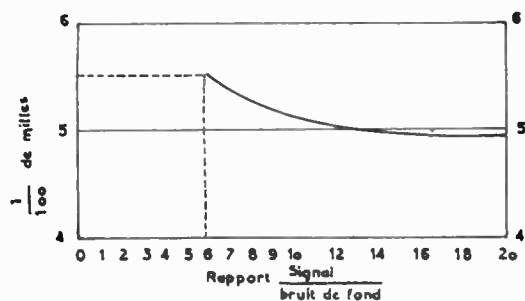


Fig. 34

bre de 1/100 de mille que parcourraient les ondes, à l'aller et au retour, pendant l'intervalle de temps correspondant, ce qui donne directement la correction à appliquer à la position de l'avion. Comme une distance d'un mille correspond à environ 10 μ s, on en déduit que ce délai varie entre 5/10 et 7,5/10 μ s. À ce premier retard, il convient naturellement d'ajouter celui pouvant provenir de la partie haute fréquence et de la partie moyenne fréquence du récepteur, ainsi que du modulateur de l'émetteur.

II. — Système de télécommunication avec le sol.

Le schéma de principe de la fig. 35 fournit la disposition des systèmes de démodulation des impulsions provenant des deux radars à terre, systèmes

qui fonctionnent suivant les indications reproduites sur la fig. 14. Les circuits de la chaîne supérieure filtrent, tout d'abord, les impulsions provenant de la station de guidage, et les amplifient par l'étage A_1 . Une diode D déforme ensuite le signal, et, dans son circuit de sortie, on isole la composante à fré-

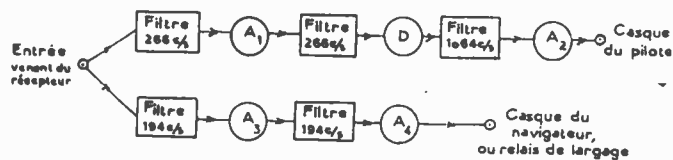


Fig. 35

quence quadruple, qui est filtrée à son tour, puis amplifiée par une lampe A_2 avant d'être envoyée vers le casque du pilote (ou, éventuellement, vers un dispositif de pilotage automatique).

Quant à la chaîne inférieure des circuits, elle trie les signaux provenant de la station de langage, les filtre et les amplifie par deux étages A_3 et A_4 , avant de les envoyer vers le casque du navigateur (ou du bombardier), et, ensuite, lorsque le navigateur a appuyé sur un certain bouton, vers le relais provoquant l'ouverture des trappes à bombes.

III. — Fonctionnement de l'ensemble du dispositif. — Perfectionnements envisagés.

Au terme de cette description de l'ensemble de l'équipement « OBOE » installé tant au sol qu'à bord, il ne paraît pas inutile de passer en revue la suite des manœuvres auxquelles les divers opérateurs ont à se livrer pour préparer et exécuter un bombardement.

Au préalable, on montrera, sur la fig. 36, une photographie de l'un des appareils installés à terre (1), qui se présente sous la forme d'un meuble à trois parties verticales, complété par une console. On distingue le premier oscillographe, situé sur un panneau vertical, avec, à droite et à gauche de lui, les boutons de réglage du spot et du balayage, puis, au-dessous, sur un pupitre incliné, le second oscillographe à écran amplifié, encadré par les boutons permettant de faire manœuvrer avec précision le « strobe mobile » et le marqueur de but, et au voisinage duquel sont également placés le commutateur permettant d'asservir automatiquement le « strobe mobile » à l'écho, d'envoyer telle ou telle lettre de l'alphabet Morse, ou, enfin, le signal de langage. À gauche de cet ensemble, se trouve le « Micestro » et, à droite, le calculateur, le petit bouton médian de cet appareil étant le potentiomètre réglé d'après le temps de chute des bombes.

On notera que les divers panneaux peuvent se retirer aisément pour faciliter le dépannage éventuel, et que les boutons, qui n'ont à être réglés qu'une fois pour toutes, avant le commencement d'une opération, sont protégés par des couvercles qui sont, ensuite, refermés, précaution toujours très utile pour ne laisser entre les mains des opérateurs que le minimum de commandes indispensables.

Une opération de bombardement étant décidée, on fixe tout d'abord, l'altitude à laquelle elle sera effectuée et le type des bombes utilisé, ce qui permet de déterminer leur temps de chute, que l'on reporte, à la station de langage, sur le cadran du potentiomètre.

On détermine également la distance du but et la trajectoire circulaire à suivre, on effectue les divers réglages des oscillographes pour obtenir des spots et des balayages convenables, et on vérifie le bon fonctionnement de l'ensemble, en réétalonnant les tensions de distance et de vitesse, grâce au générateur d'écho fictif que renferme chaque appareil.

Pour le réglage de ces tensions, on dispose d'une source très bien stabilisée, fournissant 165 volts, qui est la tension de référence, comme on l'a précédemment signalé. On peut raccorder les sorties des tensions de distance et de vitesse du « Micestro » à cette tension, et vérifier qu'alors le « strobe mobile » se trouve bien à l'emplacement du marqueur de but, avec une vitesse nulle.

À la station de guidage, on choisit alors les impulsions des 5 milles et des 1 mille qui seront sélectionnées, et on règle les sélecteurs, ce qui permet de déclencher le balayage du second oscillographe pour amplifier la zone intéressante de la trace du premier. En agissant sur le bouton de l'impulsion d'effacement du spot, on place celle-ci à la distance correspondant à la trajectoire circulaire à suivre, et l'on prépare, d'autre part, le « strobe mobile », qu'on laisse dans la partie gauche du second oscillographe. L'avion étant en vol, on voit sa réponse apparaître d'abord sur le premier oscillographe, sur lequel on a également déterminé, d'après les échelles des 25 et des 5 milles qu'il porte, l'emplacement approximatif de la trajectoire circulaire. En mettant en action le manipulateur automatique, on transmet périodiquement à l'avion les lettres de l'alphabet Morse qui lui indiquent la distance à laquelle il se trouve de cette trajectoire. Lorsqu'il en est assez rapproché, on voit l'écho apparaître sur le second oscillographe, et on lui superpose à la main le « strobe mobile », auquel on s'efforce de donner une vitesse identique à celle de l'écho, tandis que l'on met en marche le calculateur. Dès que le mouvement du « strobe mobile » a été suffisamment bien réglé sur celui de l'écho, on passe à la position « automatique », le « strobe mobile » restant, dès lors, asservi à la réponse de l'avion. Le calculateur produit, automatiquement, la modulation des points et des traits, que l'on écoute d'ailleurs localement, pour vérifier leur bonne transmission, tandis que l'on enregistre la distance de l'avion à la trajectoire à suivre. Un autre opérateur surveille, en même temps, les émissions de la station de langage, qui permettent de connaître la distance à laquelle l'avion se trouve du but, et l'instant du langage. Ce dernier est décelé par la disparition des réponses envoyées vers la station de langage, qui sont écoutées à la station de guidage, et, à partir de ce moment, le rôle de cette station est terminé.

À la station de langage, les opérations sont analogues, mais on ne prend l'avion en charge qu'au moment où il est arrivé sur la trajectoire circulaire

(1) Nous devons cette photographie, prise au « Telecommunications Research Establishment », à l'aimable entremise de Sir Robert WATSON-WATT et de Mr. HANBURY BROWN, que nous tenons à remercier ici.

à suivre, ce que l'on sait aussitôt, puisqu'on écoute les signaux transmis par la station de guidage et renvoyés par l'avion. Au préalable, on a choisi les impulsions de 5 milles et de 1 mille qui doivent déclancher le « phantatron de région d'action » et le balayage de l'oscillographe amplifié, et on a dis-

appuie sur le bouton commutant la sortie du récepteur des casques au relais d'ouverture des sou-tes à bombes. Un instant après, le « Migestro » provoque automatiquement l'émission du signal de larguage, qui agit sur ce relais. A ce moment, le système d'enregistrement du temps de chute se

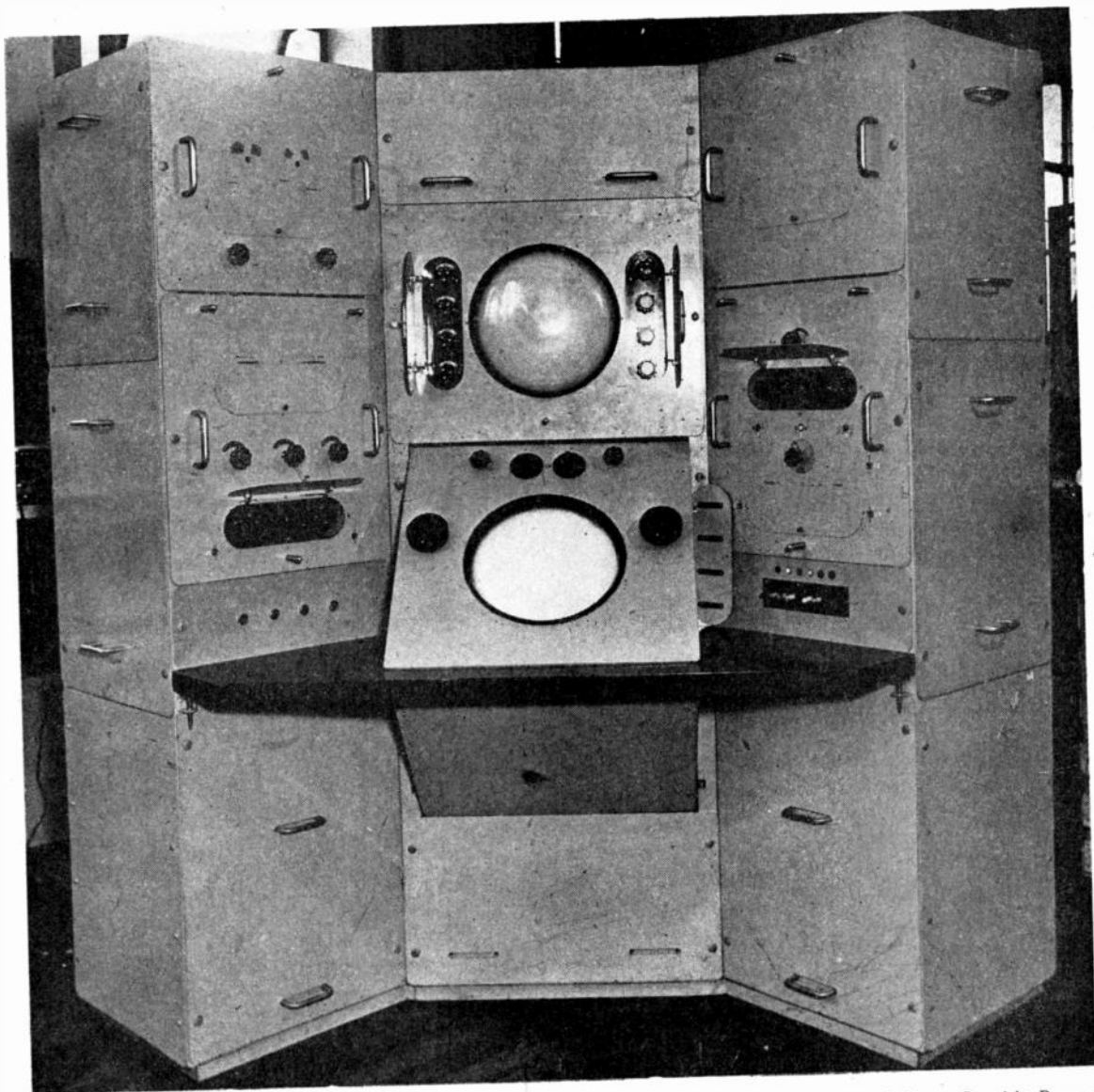


Fig. 36

British Crown Copyright Reserved

posé convenablement sur celui-ci le « marqueur de but ». On rectifie, s'il y a lieu, ensuite, la position exacte de ce marqueur, et, parfois, le temps de chute des bombes, si, par exemple, d'après les renseignements recueillis jusqu'au dernier moment, les circonstances météorologiques ou le vent ont changé. Dès que la réponse de l'avion apparaît sur le second oscillographe, on lui superpose le « strobe mobile » et on passe à la position d'asservissement. Par la manoeuvre d'un commutateur, on transmet à l'avion, aux instants convenables, les lettres de l'alphabet Morse lui indiquant sa distance à l'objectif, puis, lorsqu'il se rapproche du point de larguage, un signal spécial de « prélarguage ». A la réception de celui-ci, le bombardier ou le navigateur

déclanche, et indique le moment d'arrivée au sol des projectiles, ce qui marque aussi la fin du rôle de la station de larguage.

Bien entendu, de nombreux incidents peuvent se produire au cours de l'opération, notamment la disparition temporaire (ou parfois définitive...) de l'écho de l'avion. Si cette disparition n'est pas trop longue, les circuits de mémoire interviennent, mais il peut toujours être nécessaire d'effectuer certaines retouches dès que l'écho réapparaît, si l'on veut que l'asservissement se maintienne convenable. C'est alors que les opérateurs doivent faire preuve de présence d'esprit, et d'une grande habitude de l'exploitation, pour ne pas provoquer de fausses manoeuvres, qui rendraient inutile le raid entrepris.

Les stations d'émission de l'« OBOE » ayant toujours été situées en Grande Bretagne, tout au moins jusqu'au moment du débarquement de Normandie, alors que les objectifs étaient sur le continent, il a été nécessaire, pour évaluer la distance précise de la trajectoire circulaire à suivre, et la position précise du but, par rapport aux stations émettrices, de rattacher la cartographie du continent à celle des Iles Britanniques. Ce travail a été effectué par les Services du Ministère de l'Air anglais, et a montré que les erreurs des cartes réalisées avant 1940 étaient de l'ordre d'une trentaine de mètres. Ces erreurs ont été réduites, et on a, d'ailleurs, profité d'un certain nombre d'opérations aériennes pour rectifier, ensuite, les distances estimées.

D'autre part, il a été indiqué précédemment que l'oscillateur, stabilisé par quartz, qui alimente le calibrateur avait une fréquence de 93.117 c/s, fonction de la vitesse de propagation des ondes radio-électriques utilisées, entre les stations émettrices situées au sol et un avion volant à 10.000 m d'altitude environ. Si le bombardement ne s'effectue pas à cette hauteur, la vitesse des ondes n'est plus la même, car elle décroît avec l'altitude. Il faudrait, alors, modifier la fréquence de l'oscillateur, en changeant le quartz et en réaccordant divers circuits, pour que l'espacement des impulsions des échelles corresponde toujours à 25 milles, à 5 milles ou à 1 mille. On préfère ne pas toucher à l'oscillateur, et évaluer, dans chaque cas, la distance du but, avec une unité de longueur qui varie légèrement en fonction de l'altitude du bombardier, et qui est égale au mille normal lorsque cette altitude est 10.000 mètres. Cette unité de longueur variable, dont la grandeur est fournie par des courbes, est dénommée le « mille OBOE ».

Pour l'instruction des pilotes et des bombardiers, on a réalisé des dispositifs d'entraînement (1) qui permettent de reproduire au sol les divers effets obtenus avec l'« OBOE », et qui réduisent de moitié le temps de formation en vol d'un équipage. Le pilote est installé sur un « link-trainer » et tient en mains des leviers analogues à ceux du poste de pilotage de l'avion, dont l'action fait varier une certaine tension électrique qui, envoyée dans un ensemble électronique spécial, produit la manipulation des points ou des traits. Cette tension étant réglée initialement à une certaine valeur, qui correspond à un point éloigné de la trajectoire à suivre, le pilote, agissant sur ces leviers, doit se rapprocher de celle-ci, ce qui lui est indiqué par la modification de la profondeur de modulation des points ou des traits. Des dispositifs sont naturellement intercalés pour produire des effets analogues à ceux de l'inertie de l'appareil et des diverses constantes de temps qui interviennent. Le bombardier entend, de même, des signaux lui indiquant la distance au but, puis le signal de larguage, et il doit, à ce moment, appuyer sur un bouton analogue à celui qui, en vol, déclancherait la chute des bombes. Un appareil enregistre la trajectoire suivie par rapport à la trajectoire théorique, représentée par une ligne droite, et marque l'instant où on a donné l'ordre de lar-

guage, l'instant où cet ordre a été exécuté, et, d'après le temps de chute des bombes et la direction de vol de l'avion à ce moment, le point d'impact effectif des projectiles au sol, par rapport au but à atteindre.

La fig. 37 reproduit un tel enregistrement, où l'axe central correspond à la trajectoire à suivre, à droite et à gauche de laquelle ont été indiquées les distances de 50 et de 100 yards. On voit, sur la trajectoire réellement suivie, le crochet a indiquant

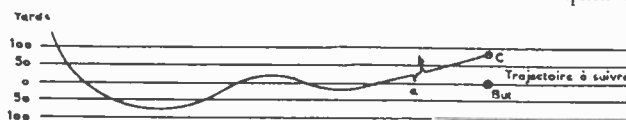


Fig. 37

l'instant de commande de larguage, le crochet b indiquant l'instant où cet ordre a été exécuté et le point c, qui est le point d'impact des bombes, alors que le but à atteindre se trouvait à environ 80 yards de distance, sur la trajectoire qui aurait dû être suivie.

De nombreux perfectionnements ont été envisagés pour améliorer encore l'« OBOE » : on a déjà indiqué l'adjonction d'une échelle de 1/10 de mille sur le second oscillographe. On a également envisagé de modifier le dispositif de sélection d'une impulsion des 5 milles, en le remplaçant par un système à deux opérations de sélection échelonnées, qui permettrait plus de stabilité. Mais la cause principale d'irrégularité consiste dans la détermination de l'emplacement du « strobe mobile » et du but par deux « phantastrons » successifs, le « Phantastron de région d'action » et le « Phantastron de strobe mobile », ou celui de « marqueur de but », qui ajoutent leurs erreurs. On s'est efforcé de stabiliser autant que possible le fonctionnement de ces « Phantastrons », notamment par l'utilisation de condensateurs au mica, même pour les fortes capacités, mais on a proposé également une solution plus radicale, consistant à remplacer les « Phantastrons » par des systèmes générateurs de tensions en dents de scie, très stables et très linéaires, complétés par des discriminateurs déterminant un certain retard d'après le moment où la tension de la dent de scie atteint une valeur fixée à l'avance. Ces dispositifs permettraient sans doute d'obtenir une stabilité plus grande, mais au prix d'une complication de montage très supérieure à celle des « Phantastrons », et ils risquent d'introduire des causes de pannes supplémentaires.

D'autres essais ont eu pour but de guider automatiquement l'avion sur la trajectoire à suivre, en envoyant directement les signaux « points-traits » dans un pilote automatique. Ils ont été satisfaisants, et permettent de bien augurer de l'application d'appareils dérivés de l'« OBOE » au guidage d'avions sans pilote, ou de fusées.

Enfin, on a songé à réaliser des « OBOE » qui permettraient de guider simultanément non pas un seul avion, mais plusieurs, ou de suivre distinctement, sur l'oscillographe, divers appareils effectuant un même raid. Dans ce domaine encore, des expériences intéressantes ont été faites, sans toutefois, semble-t-il, que l'on soit sorti de la période des essais.

(1) Ces dispositifs sont dus à M. F. A. GREEN.

CINQUIÈME PARTIE

APPLICATIONS EN TEMPS DE PAIX

L'« OBOE » peut trouver, en temps de paix, de nombreuses applications, comme, d'ailleurs, tous les dispositifs qui permettent de déterminer avec précision la position d'un point dans l'espace. On se bornera à indiquer, ci-dessous, les principales.

I. — Géodésie — Météorologie.

Il est possible, tout d'abord, d'employer des appareils basés sur le même principe que l'« OBOE », pour des opérations de triangulation géodésique, à la seule condition que les points dont on veut évaluer la distance soient disposés de telle façon que les ondes utilisées puissent se propager convenablement entre eux. La précision sera, en général, de 5 à 7 m jusqu'à des distances de l'ordre de 450 km. En prenant des précautions spéciales, en stabilisant les appareils, en amplifiant, au besoin, davantage les traces des oscillographes, en effectuant plusieurs mesures et discutant les erreurs, on doit pouvoir arriver à ramener l'incertitude à 2 ou 3 m.

De même, l'« OBOE » peut trouver des applications en météorologie, par exemple pour estimer la vitesse du vent à une certaine altitude, dans une région déterminée.

II. — Photographie aérienne.

Des essais de photographie aérienne, en utilisant l'« OBOE » pour fixer la position de l'avion au moment de la prise de chaque cliché, ont été effectués dès 1943, avec les appareils fonctionnant au voisinage de 200 Mc/s, et, depuis 1946, avec les « OBOE » sur 10 cm. À la prise de chaque cliché, la réponse de l'« OBOE » vers la station « souris » est supprimée pendant un instant, comme on le faisait au moment du largage des bombes. Quant à la réponse vers la station « chat », on ne peut la supprimer, car il est indispensable que l'« OBOE » continue à la recevoir pour qu'il puisse, à son tour, transmettre sans interruption à l'avion les points ou les traits de guidage. Aussi, a-t-on modifié le répondeur de l'avion pour qu'au moment de la prise du cliché les impulsions de réponse vers la station « chat » soient doublées par une seconde impulsion se produisant 7 μ s après la première. Sur l'écran de l'oscillographe, on voit alors deux échos successifs, légèrement distants entre eux, le premier seul caractérisant la position de l'avion.

Un appareil cinématographique prend en permanence des vues de l'écran de l'oscillographe et d'un chronomètre indiquant le temps, tandis qu'à bord de l'avion l'appareil photographique orienté vers le sol enregistre également l'image d'un chronomètre. Les photographies de l'écran de l'oscillographe sont ensuite amplifiées de façon que 1 mille soit représenté par une longueur de 40 cm, ce qui permet de déterminer la position de l'avion à un instant donné, avec une précision de ± 3 m.

En rapprochant ces divers documents, on note les points où ont été pris les clichés, qui correspondent aux instants précédant la disparition de la réponse pour la station « souris », et le doublement de cette réponse pour la station « chat », ce qui permet le report sur la carte.

III. — Mesure de la vitesse des ondes radioélectriques.

Enfin, l'« OBOE » a été utilisé pour mesurer la vitesse des ondes radioélectriques entre des points dont on connaissait avec précision la distance. Une station « OBOE » et un répondeur perfectionné étaient, dans ce but, installés tous deux à terre, à des distances de 2 milles, de 31 milles ou de 42 milles, suivant les expériences. Des précautions spéciales étaient prises pour réduire les variations de retard du répondeur, et pour maintenir très stable (à 0,1 c/s près) la fréquence de l'oscillateur à quartz. L'écran de l'oscillographe amplifié était cinématographié sur un film de 16 mm, qui était, ensuite, agrandi, de façon que 1 mille soit représenté par 35 cm. L'ensemble des mesures effectuées pour les ondes radioélectriques de longueur voisine de 9 cm, se propageant au voisinage du niveau de la mer, a donné, en définitive, la valeur suivante :

186.217 milles/s, avec une incertitude de ± 16 milles/s, soit :

299.687 km/s, avec une incertitude de ± 25 km/s.

BIBLIOGRAPHIE

1. — OBOE. — Un système de bombardement sans visibilité de précision, commandé à partir du sol, par F. E. Jones. — Comptes-rendus de la « Radio Location Convention » tenue à Londres en 1946. J. I. E. E. Partie III A. Vol. 93, n° 2, 1946.
2. — Discussion sur « La Navigation par Radar », même numéro du J. I. E. E.
3. — Circuits de mesure de distance, Générateurs de bases de temps linéaires, et circuits associés, par F. C. WILLIAMS et N. F. MOODY. Comptes-rendus de la « Radio Location Convention ». J. I. E. E. Partie III A. Vol. 93, n° 7, 1946.
4. — Stroboscopes automatiques et sélecteurs de fréquence de récurrence, par F. C. WILLIAMS et A. M. UTTLEY, même numéro du J. I. E. E.
5. — Mesure de la vitesse de propagation des ondes radioélectriques centimétriques, en fonction de la hauteur au-dessus du sol, par F. E. JONES. J. I. E. E. Partie III, n° 32, novembre 1947. (1)
6. — Phares-Radar (Radar-Beacons). Vol. n° 3 de l'Encyclopédie Radar du Massachusetts Institute of Technology. Mac Graw Hill, Editeur.
7. — Waveforms. Vol. 19 de la même Encyclopédie.
8. — Electronic Time Measurements. Vol. 20 de la même Encyclopédie.
8. — Les Aides pour l'Entraînement. Description des dispositifs pour l'entraînement au radar, utilisés dans la R. A. F., par G. W. A. DUMMER. J. I. E. E. Partie III. Vol. 96, n° 40, mars 1949.

(1) Plus récemment, vient de paraître un nouvel article du même sujet, dans le J.I.E.E. Partie III, Vol. 96, n° 43, septembre 1949 (Note ajoutée lors de la correction des épreuves).