

# L'ONDE

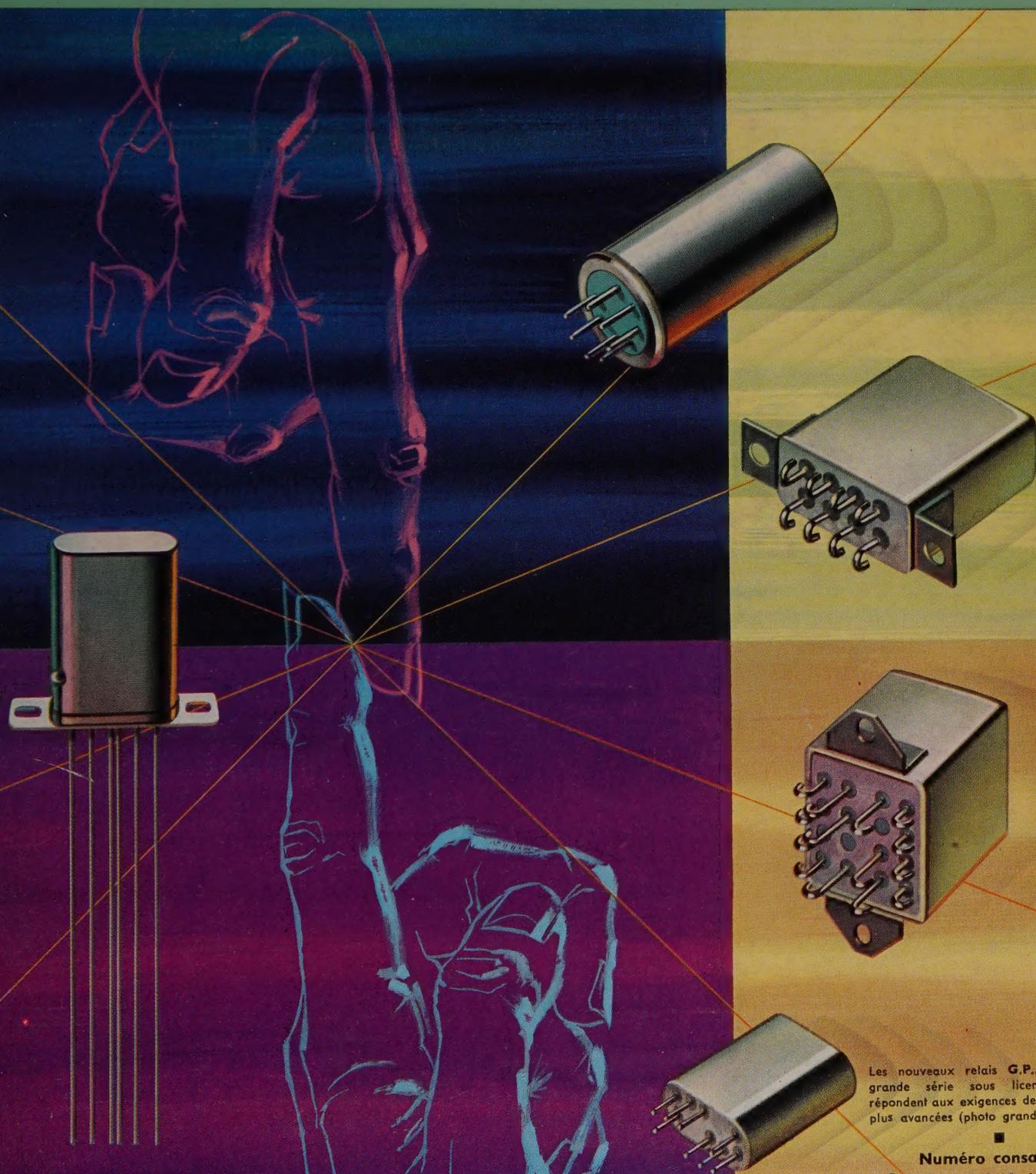
# ÉLECTRIQUE

41<sup>e</sup> ANNÉE - N° 410

M A I 1 9 6 1

P R I X : 5 N F

REVUE MENSUELLE de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE des ÉLECTRONICIENS et des RADIOÉLECTRICIENS  
— PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS —



Les nouveaux relais G.P., construits en grande série sous licence Babo répondent aux exigences des techniques les plus avancées (photo grandeur nature)

■  
Numéro consacré à  
L'ÉLECTRONIQUE AU SERV



## ATELIERS DE MONTAGES ÉLECTRIQUES

### STATION RADIOPHARE VOR VHF

#### OMNIDIRECTIONNEL TYPE RA/O - 1615

Appareil notamment adopté par  
les Services de la Navigation  
Aérienne en France et  
Outre-Mer.

Gamme couverte 108-118 Mc/s  
Puissance 200 ou 40 watts.

*TYPE RA/O 1615 VOR  
RADIO-BEACON STATION  
AN OMNIDIRECTIONAL  
VHF EQUIPMENT  
used by the French Air  
Navigation services in France  
and overseas.*

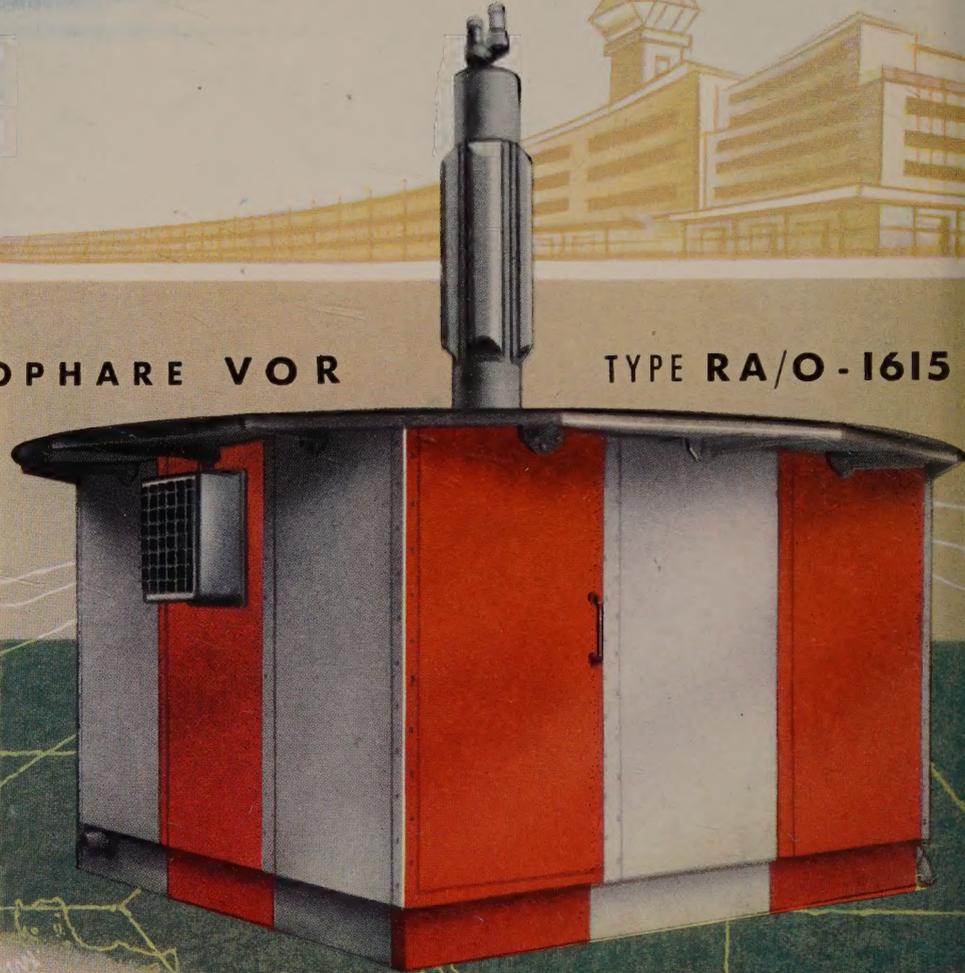
*Range 108 - 118 Mc/s  
Power 200 or 40 watts.*

Les Ets A.M.E., spécialisés depuis  
1933 dans le domaine des Télé-  
communications, s'y sont acquis  
une réputation mondiale et leur  
matériel est actuellement distribué  
dans le monde entier.

*A. M. E. have, since 1933, been  
specialists in the communication  
field where they have gained  
world-wide reputation. Their  
products are now distributed the  
world over.*

★ Notons en particulier :

★ These include, in particular :



### TYPE RA/O - 1615

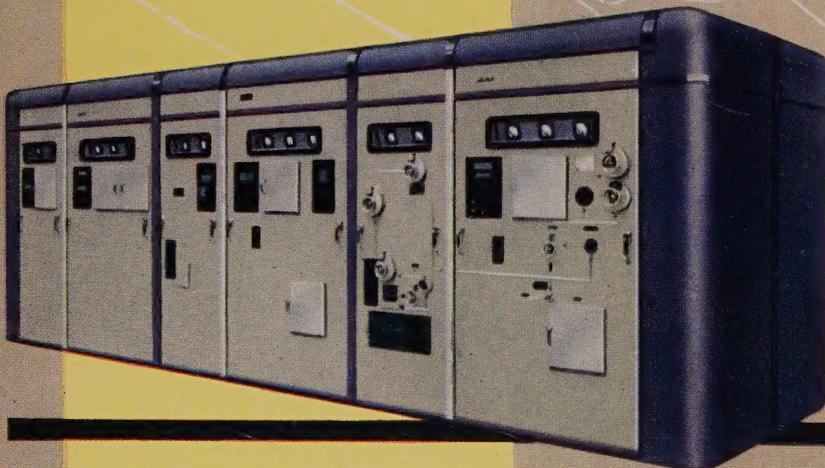
### ÉMETTEUR DE RADIODIFFUSION

#### TYPE EN/E 1470

Puissance 30 kW porteuse  
Gamme couverte 3 à 22 Mc/s.

*BROADCAST TRANSMITTER  
TYPE EN/E 1470*

*Carrier power..... 30 kW  
Range..... 3 to 22 Mc/s.*



# L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLI

MAI 1961

N° 410

Rédaction de l'Onde Électrique :

**SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS**

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Cotisations des Membres de la Société : Voir au verso "Extraits des Statuts"

## SOMMAIRE

		Pages
Les radars bande L « type Orly » .....	R. CLIQUOT	443
Le goniomatic RC235 pour avions légers .....	P. ROUSSET	458
Le télépilotage des avions .....	G. GRENECHE	466
Etudes expérimentales des lentilles et réflecteurs diélectriques sphériques .	B. CHIRON F. HOLVOET-VERMAUT	481
Amélioration de la couverture U.H.F. à bord d'avion .....	C. ANCONA	490
La parole à niveau constant dans les émetteurs à bande latérale unique .	J. DAGUET K. GILBERT	498
Activités et vie de la Société .....		510
Informations :		
Documentation technique .....		516
Communiqués .....		520
<i>Sur notre couverture :</i>		
Les techniques les plus avancées et particulièrement celles imposées par les engins, les applications aéronautiques et navales exigent de plus en plus des relais rigoureusement adaptés aux conditions d'emploi les plus dures. Les nouveaux relais miniatures G. P. sont construits désormais en grande série sous licence Babcock. Ils répondent aux normes MIL R 57 57 — R 25 018. Indéréglables, antichocs, antivibrations, ces nouveaux relais sont de plus d'une grande souplesse d'emploi.		
Ets G. P. 115, avenue Jean-Batiste Clément, BOULOGNE S/SEINE Tél. MOL. 05.67		

L'Onde Electrique, revue mensuelle publiée par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, est éditée par les

**ÉDITIONS CHIRON**

40, Rue de Seine - PARIS-6<sup>e</sup> - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 45 NF — Etranger 51 NF — Ce n° 5 NF

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, Bd St Germain, Paris 6<sup>e</sup> - Tél. BAB. 41-97 et 41-98

# SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

### Président (1961)

M. le Général de C.A. Jean GUERIN.

### Président désigné pour 1962

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

### Vice-Présidents

MM. A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

H. PORTIER, Directeur des Etudes à l'E.S.E.

J. DAUVIN, Ingénieur Général des Télécommunications e.r., Directeur délégué du Centre de Recherches de la C.G.E.

### Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

### Secrétaires Généraux Adjoins

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T., Directeur de la Division systèmes électroniques à la Société Le Matériel Téléphonique.

L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

### Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

### Secrétaires

MM. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

J. BLOUET, Chef de la Section Métrologie de la Division Radioélectricité et Electronique du L.C.I.E.

## SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales. Groupe de mathématiques appliquées à la radio-électricité.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. ROBIN	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. GAMET	M.R. LEHMANN
4	Télévision.	M. BUFFARD	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. ANGEL	M. CHARLES
6	Electronique.	M. BERNIER	M. O. CAHEN
7	Documentation.	M. PICQUENDAR	
8	Electronique appliquée.	M. CHEREAU	M. G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LOEB	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. LABEYRIE	
		M. RIVÈRE	M. GILABERT

## Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président du Comité de Rédaction.

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

## GROUPES RÉGIONAUX

### GRUPE D'ALGER

**Président.** — M. A. SARAZIN, Directeur-adjoint de l'Institut d'Etudes Nucléaires, Faculté des Sciences d'Alger.

**Secrétaire.** — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

### GRUPE DE L'EST

**Président.** — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

**Secrétaire.** — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

### GRUPE DE GRENOBLE

**Président.** — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

**Secrétaire.** — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

### GRUPE DE MARSEILLE

**Président.** — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

**Secrétaire.** — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

### GRUPE DU NORD

**Président.** — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

**Vice-Présidents.** — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision la R.T.F.

— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

**Secrétaire.** — M. N. SCHUTZ, Directeur de la Société Générale d'Electricité et de Radio.

**Secrétaire-Adjoint.** — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

## EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques 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.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite

appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

Tous les membres de la Société sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette

réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique\*.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

### MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	25 NF
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	12,50 NF
Sociétés ou Collectivités	150 NF
	ou 350 NF
	ou 750 NF
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	25 NF
plus frais postaux	5 NF

\* NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique

Changement d'adresse : joindre 0,5 NF à toute demande

## RÉSUMÉS DES ARTICLES

**LES RADARS BANDE L « TYPE ORLY »**, par R. CLIQUOT, Ingénieur E.N.S.T., Ingénieur en Chef de la Compagnie Générale de T.S.F. L'Onde Électrique de mai 1961 (pages 443 à 457).

Les stations radars bande L, type « Orly », équipent les Centres de Contrôle Régionaux et les Aéroports. Elles sont caractérisées par l'utilisation d'émetteurs de puissance relativement élevée (2 mégawatts crête) groupés en diversité. Rayonnant une onde polarisée horizontalement ou circulairement, les aériens assurent une couverture totale. L'élimination des échos fixes est obtenue par l'équipement C.S.F. mettant en œuvre des tubes à mémoire.

**ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES LENTILLES ET RÉFLECTEURS DIÉLECTRIQUES SPHÉRIQUES**, par B. CHIRON et F. HOLVOET-VERMAUT, Ingénieurs au Laboratoire de Recherches, Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques. L'Onde Électrique de mai 1961 (pages 481 à 489).

Après avoir rappelé quelques notions théoriques sur les lentilles diélectriques sphériques proposées par R.K. LUNEBURG, on indique comment sont mis au point les différents diélectriques qui constituent les lentilles ou réflecteurs, ces derniers étant simplement des lentilles métallisées sur une partie de leur surface.

De nombreux résultats expérimentaux et les méthodes de mesures utilisées concernant les caractéristiques électriques des lentilles et réflecteurs sont donnés. L'étude d'un réflecteur diélectrique omnidirectionnel est effleurée et une comparaison montrant l'avantage des réflecteurs diélectriques sur les réflecteurs métalliques usuels est également faite.

**LE GONIOMATIC RC 235 POUR AVIONS LÉGERS**, par M.P. ROUSSET, Département Télécommunications Air de la C.S.F. Onde Électrique de mai 1961 (pages 458 à 465).

Cet article expose les avantages que l'on peut attendre d'un matériel d'aide à la Navigation, entièrement transistorisé, destiné aux avions légers. L'auteur attire l'attention sur la conception modulaire de l'appareil apportant une très grande simplification aux problèmes d'implantation.

Destiné aux avions légers civils, le radiocompas bénéficie de l'expérience acquise par la fabrication de plusieurs modèles réalisés pour l'Aviation Militaire (RC 230, RC 231, RC 232).

Étudié et réalisé en collaboration avec les Services de la Direction de la Navigation Aérienne, ce matériel est homologué en catégorie II et permet le vol I.F.R.

**AMÉLIORATION DE LA COUVERTURE UHF A BORD D'AVION**, par C. ANCONA, Ingénieur Radio E.S.E., Chef du Service Études à la STAREC. L'Onde Électrique de mai 1961 (pages 490 à 497).

On étudie dans cet article le problème posé par la nécessité d'assurer les liaisons air-sol ou air-air dans la gamme de communication UHF (225-400 MHz) dans toutes les configurations de vol possibles.

Deux solutions sont décrites utilisant chacune deux antennes de bord à diagrammes de rayonnement complémentaires.

Dans la première solution (solution « statique ») les deux aériens sont placés de part et d'autre de l'aile et alimentés en opposition de phase. Dans la seconde solution (solution « dynamique ») on choisit à chaque instant, grâce à une recherche périodique le plus favorisé des deux aériens complémentaires.

Des résultats d'essais en vol sont fournis à l'appui de chacune des solutions.

**LE TÉLÉPILOTAGE DES AVIONS**, par G. GRENECHE, Ingénieur E.S.E., Société Anonyme de Télécommunications. L'Onde Électrique de mai 1961 (pages 466 à 480).

L'auteur indique d'abord les moyens dont doit disposer le Télépilote. Deux liaisons hertziennes sont nécessaires : une chaîne de télécommande, une chaîne de télémésure.

Un principe de transmission commun aux deux chaînes est exposé : utilisation de 6 sous-porteuses modulées en fréquence par les informations, modulant en amplitude une porteuse VHF.

Puis un type d'équipement construit industriellement est décrit. Les particularités les plus intéressantes sont examinées, notamment les discriminateurs de fréquence asservis servant à restituer l'information.

Les caractéristiques principales, radio-électriques et mécaniques sont citées.

**LA PAROLE A NIVEAU CONSTANT DANS LES ÉMETTEURS A BANDE LATÉRALE UNIQUE**, par J. DAGUET et K. GILBERT, Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques. L'Onde Électrique de mai 1961 (pages 498 à 509).

Le système proposé repose sur l'analyse du signal vocal en deux composantes caractérisant une amplitude et une phase.

L'amplitude n'apporte, à elle seule, aucune information ; par contre le cosinus de la phase porte toute l'intelligibilité.

Cette propriété permet l'élaboration d'un signal à B.L.U. limité en amplitude, dont l'amplitude moyenne est inférieure de 1 dB seulement de l'amplitude de crête. Ce signal peut aussi être amplifié en régime non linéaire.

L'expérimentation comparative entre un signal B.L.U. n'ayant subi aucune limitation d'amplitude et un signal B.L.U. à niveau constant, a conduit à constater que le taux d'intelligibilité pouvait être notablement augmenté dans le second cas, toutes choses restant égales par ailleurs.

Ce gain peut atteindre l'équivalent d'une augmentation de puissance de 13 dB à l'émission.

## SUMMARIES OF THE PAPERS

EXPERIMENTAL STUDIES OF SPHERICAL DIELECTRIC LENSES AND REFLECTORS, by B. CHIRON and HOLVOET-VERMAUT, *Research Laboratory Engineers, Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. L'Onde Électrique, May 1961 (pages 481 to 489).

With R.K. LUNEBURG's spherical dielectric lens theories in mind, the authors indicate how a complete dielectric system can be adjusted by focussing individually and collectively the component lenses or reflectors, the latter being metallised over part of their surfaces. Many experimental results and methods of measuring the electrical characteristics of lenses and reflectors are given. The design principles of an omni-directional dielectric reflector are mentioned and the performance of an ordinary metallic reflector is compared with that of a dielectric one to demonstrate the advantages of the latter.

RADAR SYSTEMS IN BAND L : « ORLY TYPE », by R. CLIQUOT, *Engineer E.N.S.T. Chief Engineer of the Compagnie Générale de T.S.F.* L'Onde Électrique, May 1961 (pages 443 to 457).

Radar stations of the « Orly » type operating in band L equip French Regional Centres and airports. Diversity transmission by high power transmitters (2 Mega Watts peak) feeding horizontally polarised aerials of circular radiation pattern ensures complete coverage. The elimination of fixed echoes is obtained by means of C.S.F. equipment which employs memory tubes.

IMPROVEMENT OF U.H.F. COVERAGE IN FLIGHT SYSTEMS, by C. ANCONA, *Radio Engineer E.S.E. Head of Designs Department STAREC*. L'Onde Électrique, May 1961 (pages 490 to 497).

The problem investigated in this article is that of providing reliable air-to-ground and air-to-air U.H.F. (225-400 Mc/s) communication links in every conceivable flight condition.

Two solutions are given, each one employing two complementary polar diagram aerials mounted on board.

The first (« Static ») solution places the two aerials fed in phase opposition on each side of the wing. In the second (« Dynamic ») solution, the better placed of the two complementary aerials is selected at any instant. Test results taken in flight are given to support each solution.

THE GONIOMATIC « TYPE RC 235 » FOR USE ON LIGHT AIRCRAFT, by M.P. ROUSSET, *Air Telecommunications Department C.S.F.* L'Onde Électrique, May 1961, (pages 458 to 465).

This article describes the advantages of a completely transistorised navigational aid for use on light aircraft. The author draws attention to the great simplification in installation problems made possible by the adoption of « unit type » construction.

Made for light civil aircraft this radio compass benefits from the experience acquired in making several previous models (types RC 230, RC 231, RC 232) for military aircraft.

Designed and produced in collaboration with the French services for control of Aerial Navigation (la Direction de la Navigation Aérienne), this equipment is officially classified in the French « Category II ».

CONSTANT LEVEL SPEECH IN SINGLE SIDE BAND (S.S.B.) TRANSMITTERS, by J. DAGUET and K. GILBERT, *Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques*. L'Onde Électrique, May 1961. (pages 498 to 509).

The proposed system is based on the analysis of a speech signal into two components which determine its amplitude and relative phase angle. The amplitude on its own contributes no intelligence. On the contrary, the whole intelligence is conveyed by the value of the phase angle cosine.

This characteristic allows the generation of an S.S.B. signal limited in amplitude to the extent that its dynamic range from average to full modulation is reduced to 1 dB. It also permits non-linear amplification of this signal.

Comparative tests show that, everything else being equal, the received intelligibility of a complex signal transmitted through a constant amplitude S.S.B. system is notably greater than through an S.S.B. system where the signal amplitude is not limited.

This gain can reach the equivalent of a 13 dB increase of transmitter power.

REMOTE CONTROL OF PILOTLESS AIRCRAFTS, by G. GRENECHE, *Ingénieur E.S.E., Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Électrique, May 1961 (pages 466 to 480).

The author gives first an indication of the means required by the operator. Two radio-links are necessary : one for remote control, one for telemetering.

A transmission principle common to both types of links is described : Use of 6 frequency modulated subcarriers that transmit the informations and that modulate in amplitude a VHF carrier.

The second part deals with a type of equipment manufactured industrially. The most interesting characteristics are discussed, namely locked frequency discriminators used to restore the information.

The main electrical and mechanical characteristics of this equipment are mentioned.

# LES RADARS BANDE L « Type ORLY »

PAR

R. CLIQUOT

*Ingénieur E.N.S.T.  
Ingénieur en Chef à la Compagnie Générale de  
Télégraphie Sans Fil*

Le 11 mars 1960, a eu lieu l'inauguration de la station Radar du Centre de Contrôle Régional de la Région Parisienne. Un an plus tard, les Aéroports d'Orly et du Bourget sont dotés d'installations analogues.

C'est grâce à ces trois stations que sera assurée désormais, dans le ciel de Paris sillonné par un nombre toujours croissant d'appareils, la sécurité de la Navigation Aérienne.

Le présent article reprend l'essentiel de l'exposé fait à la Société des Radioélectriciens le 23 avril 1960, à la suite de la conférence de Monsieur le Directeur de la Navigation Aérienne.

## 1. Généralités

Si nous ne tenons pas compte des dispositions spéciales imposées par des considérations d'implantation, nous pouvons dire que les deux stations d'Aéroport et la station de Contrôle Régional sont à peu près identiques et ne diffèrent guère que par l'aérien. En ce qui concerne les stations d'Aéroport, on pouvait se contenter d'une portée moindre, mais un renouvellement plus fréquent des informations était exigé.

Dans tous les cas, il était nécessaire, sans toutefois sacrifier la visibilité de la zone proche, d'assurer une couverture radar la plus large possible, quelles que soient les conditions atmosphériques.

Bien entendu, les conditions de sécurité de fonctionnement restaient primordiales.

La C.S.F. a répondu à ces exigences en proposant des stations équipées d'émetteurs-récepteurs de grande puissance, fonctionnant en bande L, en diversité de fréquence. Ces stations furent munies de dispositifs spéciaux assurant l'élimination des échos fixes (dispositifs EEF à tubes à mémoire) et celle des échos de nuages (utilisation de la polarisation circulaire).

Nous ne reprendrons pas ici les considérations techniques qui ont guidé le choix des nouveaux radars nous rappellerons simplement que les différents paramètres caractérisant la station ont été choisis conformément aux conclusions de la conférence de

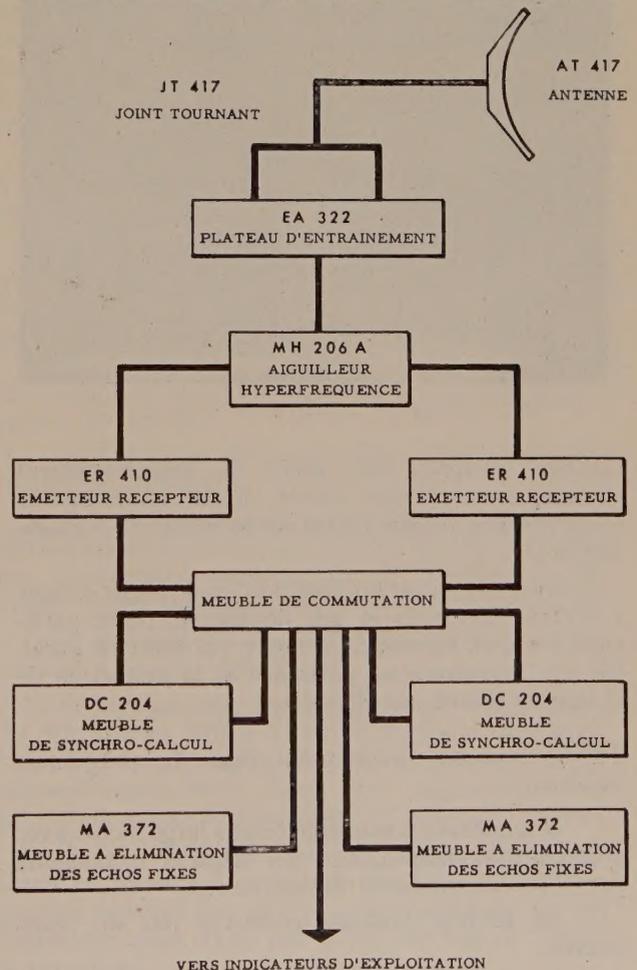


FIG. 1. — Schéma synoptique de la station Radar du Centre de Contrôle Régional d'Orly.

Montréal de 1957 (sixième session de la division communication de l'OACI, Organisation de l'Aviation Civile Internationale).

Le schéma synoptique de la figure 1 représente la station du Centre de Contrôle Régional d'Orly. Il peut représenter également celles des aérodromes d'Orly et du Bourget si nous prenons soin de changer la définition de l'antenne et du plateau d'entraînement.

**2. Les Emetteurs-Récepteurs (type ER 410)**

L'émetteur-récepteur est un ensemble radar de structure classique fonctionnant dans la bande L.

2.1. L'ÉMETTEUR fournit des impulsions de 1,5, 2,5 ou 4 microsecondes avec une puissance crête à la sortie de 2 mégawatts et des fréquences de récurrence respectivement de 700, 400 et 250 Hz.

La puissance moyenne est donc de 2 kw.

Le magnétron a une stabilité de 2 % environ. Un exemple de spectre est donné figure 2. Il faut

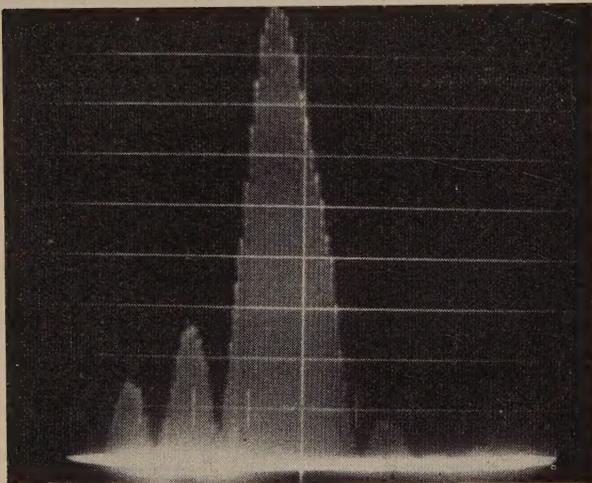


FIG. 2. — Spectre du magnétron bande L.

signaler qu'après une année de fonctionnement continu, nous n'avons décelé aucune altération de ce spectre, ni aucune baisse de puissance (2,5 mégawatts).

Le modulateur est un modulateur classique à ligne à retard, thyatron et self doubleuse. Deux particularités sont cependant à noter : la mise en parallèle des thyatrons de puissance et la protection de la ligne à retard par thyatron.

2.2. LA CHAÎNE RÉCEPTION (fig. 3) comprend, en amont :

— le duplexeur à couplage total à large bande avec protection supplémentaire des cristaux mélangeurs par T.R. accordable à bande étroite.

— un protège cristaux constitué par un relais coaxial.

— l'oscillateur local qui est une triode à haute stabilité — stabilité meilleure que 2 % d'une période de récurrence à la suivante.

— le mélangeur de type à anneaux hybrides et cristaux mélangeurs.

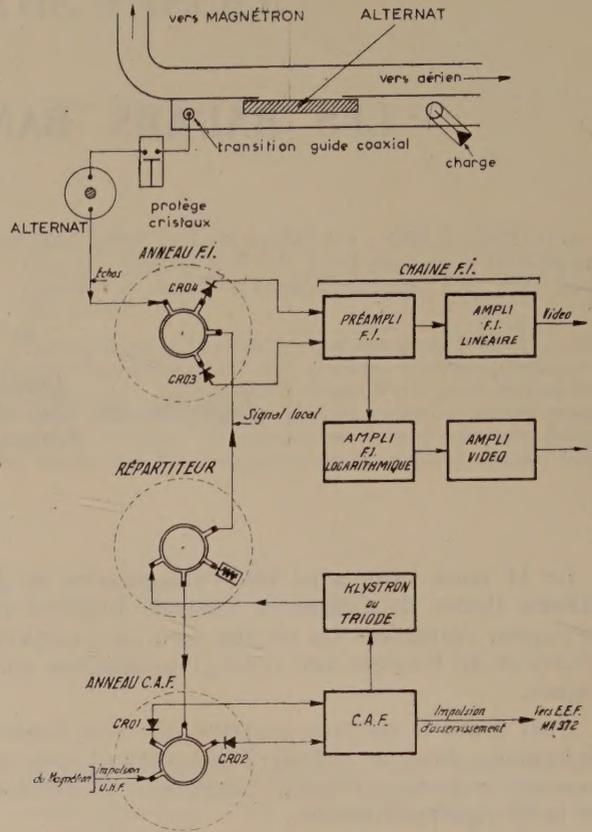


FIG. 3. — Schéma synoptique de la chaîne de réception.

en aval : la chaîne fréquence intermédiaire (30 MHz) présente deux voies à la sortie du préamplificateur :

— une voie à amplification linéaire à laquelle sont annexés les dispositifs suivants : découpage des échos longs — suppression des échos proches et éventuellement gain variable avec le temps suivant une loi prédéterminée ;

— une voie à amplification logarithmique suivie d'ailleurs d'un préamplificateur vidéo.

Le contrôle automatique de fréquence (CAF) est du type électromécanique ; le CAF délivre également l'impulsion d'asservissement chargée de déclencher l'oscillateur cohérent qui fait partie du dispositif d'élimination des échos fixes.

Le facteur de bruit global du récepteur est inférieur à 8 décibels.

2.3. DESCRIPTION SUCCINCTE (fig. 4 et 5).

L'émetteur-récepteur se présente sous la forme d'un meuble unique de dimensions maxima 2,40 m × 1,70 m × 0,85 m ; son poids total est de l'ordre de deux tonnes.

Sur la reproduction de l'avant du meuble sont visibles, à droite, la ligne à retard, le ventilateur et les thyatrons du modulateur, le magnétron et son circuit de refroidissement à eau, à gauche les alimentations standard de châssis de réception portés par la demi-porte technique, au milieu le panneau

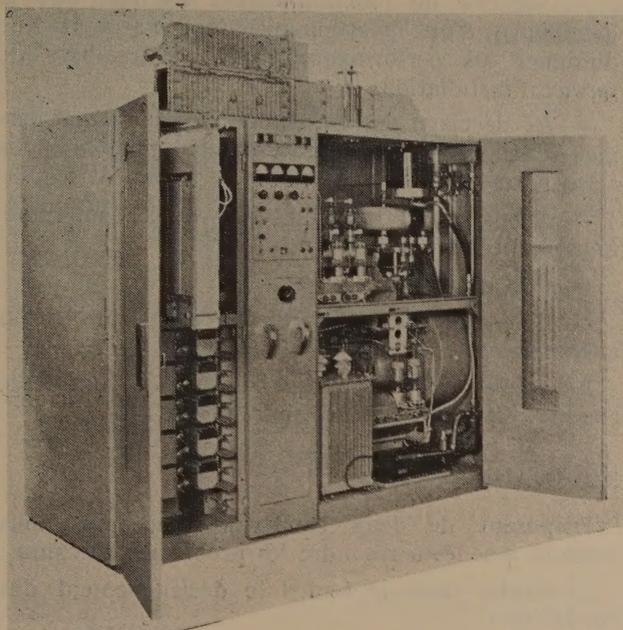


FIG. 4. — Emetteur-récepteur ER 410 (Vue de l'avant).

sur lequel sont fixés les appareils de commande et de mesure ainsi que les voyants de contrôle.

Sur la reproduction de l'arrière du meuble, on distingue le régulateur d'induction, le transformateur d'alimentation, le transformateur d'impulsion, la capacité de filtrage, les valves de redressements et, en haut et à droite, l'ensemble des relais et contacteurs : le meuble est exploitable à distance et toutes les commandes ont été prévues à cet effet.

Sur le toit du meuble, faisant suite au déphaseur, repose le duplexeur à couplage total.

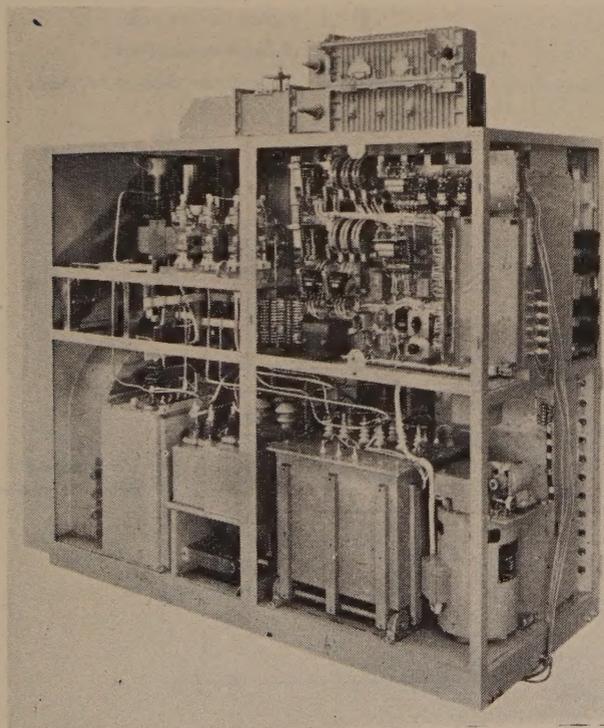


FIG. 5. — Emetteur-récepteur ER 410 (vue de l'arrière, panneaux enlevés).

L'ensemble est parfaitement accessible ; pour donner un exemple : le changement du magnétron, qui est embrassé par un aimant d'une cinquantaine de kilogs, ne demande que 10 minutes.

Le meuble est alimenté par le secteur triphasé 4 fils (220/380 volts) et sa consommation est de 15 KVA.

### 3. L'équipement en diversité de fréquence

#### 3.1. GÉNÉRALITÉS

Les 2 MW de puissance crête ne représentent que la moitié de la puissance rayonnée.

En effet, les installations du CCR et des Aéroports comportent chacune deux radars de 2 MW fonctionnant en diversité de fréquence, les émissions étant légèrement décalées dans le temps.

Les raisons qui ont conduit la C.S.F. à préconiser systématiquement les installations en diversité sont les suivantes :

Afin d'obtenir de grandes portées, on peut songer à augmenter d'une part la puissance crête, d'autre part la durée d'impulsion.

Dans l'une et l'autre voie, le constructeur se trouve limité : il n'est pas possible de prévoir des puissances considérables sans augmenter les servitudes technologiques (par exemple tenue des guides en tension) et les prix de revient ; enfin, les considérations technologiques et de précision en distance conduisent à adopter 5 et 6 microsecondes comme largeur d'impulsion maxima des radars classiques.

Une solution élégante apportée au problème d'augmentation de portée est celle de la diversité de fréquences.

a) Dans le cas d'un obstacle complexe comme un avion, on note une variation très grande (atteignant 20 dB et plus) de l'énergie réfléchie dans les conditions suivantes :

— Soit à fréquence donnée pour une variation de quelques dixièmes de degré de l'angle de présentation de l'avion.

— Soit à angle de présentation donné pour des fréquences différentes.

Si donc les deux longueurs d'onde choisies sont suffisamment écartées, nous serons assurés d'obtenir une diminution considérable des fluctuations de l'écho, donc une meilleure stabilité de détection.

Cette question est bien connue des techniciens des liaisons à longue distance.

b) Si les signaux à la réception sont additionnés, du fait que les bruits de fond, de nature erratique s'ajoutent quadratiquement, on obtient un meilleur rapport signal/bruit, donc une augmentation de portée du radar à probabilité de détection égale, x

c) Si l'on multiplie l'un par l'autre, les signaux remis en phase à la réception, nous ne conserverons que les signaux qui existent simultanément sur les différentes voies. D'où une protection efficace contre le brouillage.

Une étude systématique du fonctionnement d'équipements en diversité de fréquence conduit aux courbes

de la figure 6, donnant les portées relatives en espace libre, en fonction de la probabilité de détection pour les installations à 1 émetteur et à 2 ou 3 émetteurs en diversité. Ces résultats ont été vérifiés par l'expérience.

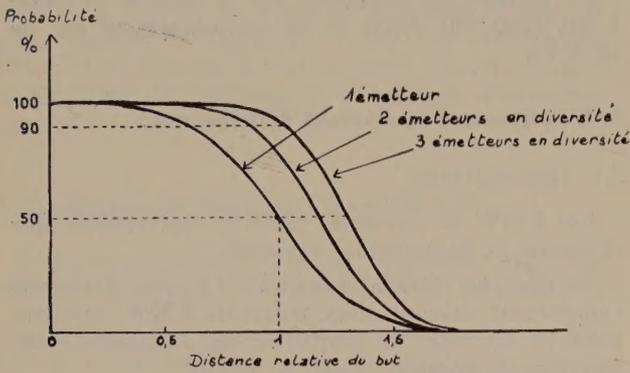


FIG. 6. — Probabilité de détection d'un signal fluctuant en fonction de la distance relative du but.

En bref, on peut les résumer en disant que pour une diversité à 2 émetteurs rayonnant chacun une puissance  $P$ , la couverture (à 90 % de détection) est augmentée d'au moins 20 %, et correspond à celle que l'on aurait obtenue avec un émetteur unique de puissance  $2 P$ .

Les principaux avantages du radar diversité peuvent donc se résumer ainsi :

— Appareils élémentaires moins puissants, donc d'un emploi plus sûr.

— Sécurité de fonctionnement du fait que la défaillance d'un émetteur-récepteur ne peut que diminuer les performances sans mettre hors de service l'installation.

— Le décalage des émissions dans le temps permet d'utiliser joints tournants et guides d'ondes classique.

— Echos moins fluctuants qu'avec un seul émetteur-récepteur.

— Portée accrue.

— Utilisation possible en vue d'une protection contre le brouillage.

La solution diversité était, dès 1958, considérée comme fort prometteuse par l'O.A.C.I.

3.2. RÉALISATION

Disposant de deux émetteurs-récepteurs, nous sommes amenés à résoudre les problèmes suivants :

1. décaler dans le temps le déclenchement des émetteurs ;
2. bloquer les voies réception pendant la durée des 2 émissions ;
3. remettre en phase les signaux vidéo sortant des 2 récepteurs et effectuer le calcul des expressions  $ab$  ou  $a + b$ ,  $a$  et  $b$  désignant les signaux vidéos des deux récepteurs ;
4. Coupler sur le même aérien les deux émetteurs-récepteurs fonctionnant sur des fréquences différentes.

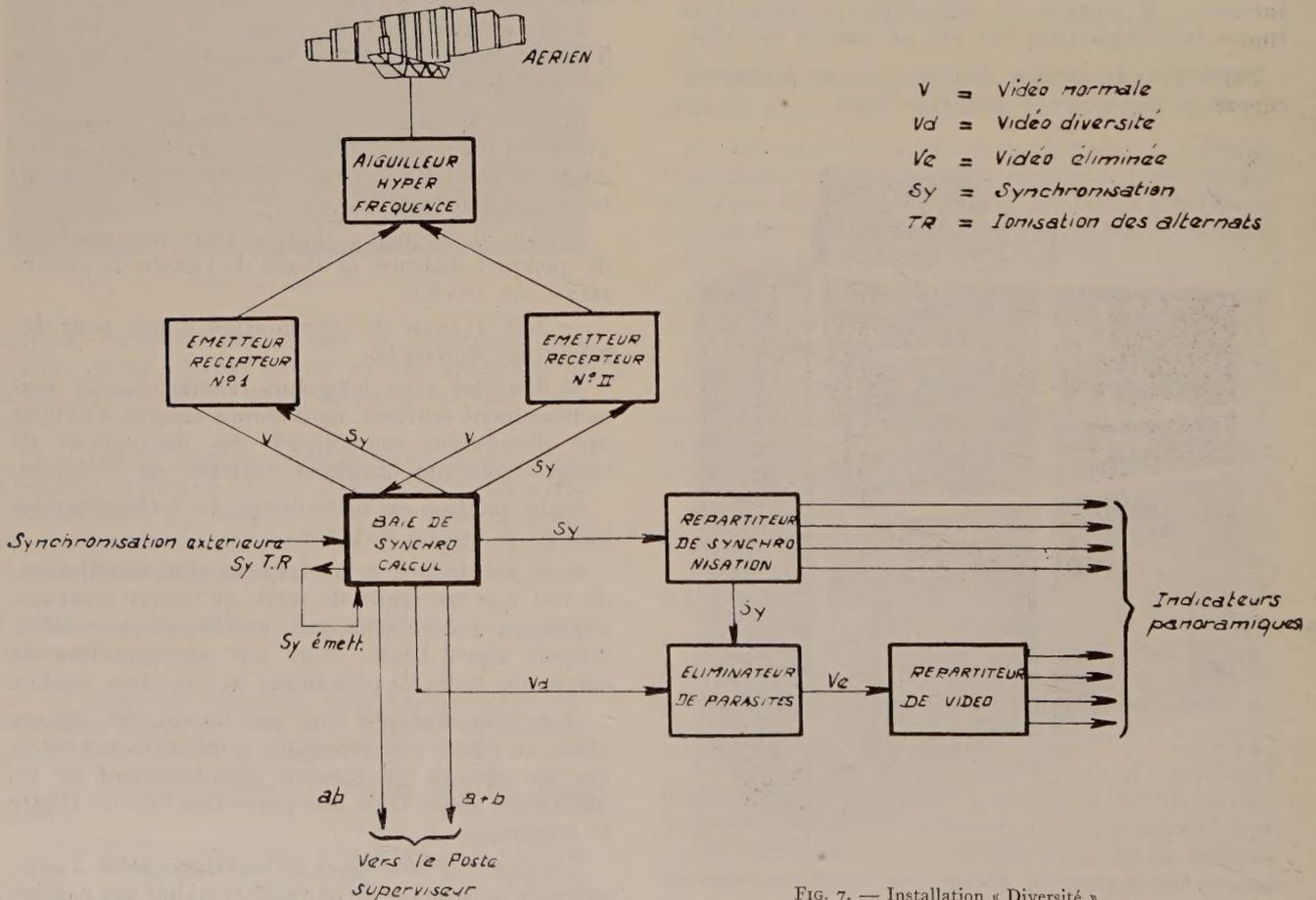


FIG. 7. — Installation « Diversité ».

Les fonctions ci-dessus sont assurées par la baie de synchro-calcul DC 204, et par l'aiguilleur hyper-fréquence MH 206 (fig. 7).

3.2.1. Baie de synchro-calcul.

En dehors de ses fonctions spécifiquement « diversité », la baie de synchro-calcul assure, en outre, la synchronisation des indicateurs panoramiques associés et le regroupement des commandes de gain des récepteurs.

Chaîne de synchronisation (fig. 8).

La synchronisation peut être interne (oscillateur bloqué à fréquence réglable) ou externe.

Un dispositif de wobble permet de faire varier la fréquence de répétition de  $\pm 10\%$  autour de sa valeur moyenne, à la fréquence du secteur, et par là de faire disparaître les vitesses aveugles qu'introduirait l'éliminateur d'échos fixes.

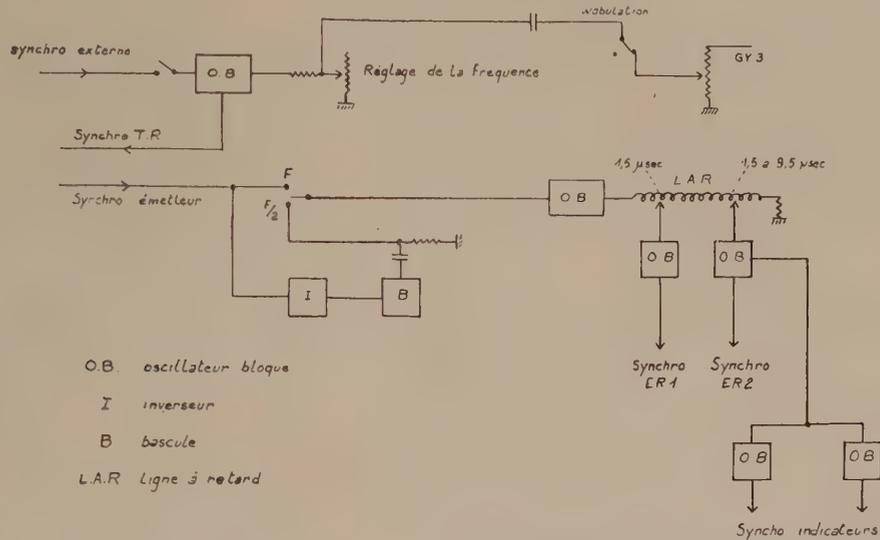
A partir d'un signal de fréquence F, la chaîne synchro assure, si nécessaire, une synchronisation de l'ensemble diversité à fréquence moitié.

Chaîne de calcul (fig. 9).

Elle assure :

- une remise en phase des 2 vidéos a et b des 2 récepteurs par ligne à retard ;
- les opérations  $a + b$  ou  $ab$ .

FIG. 8. — Chaîne de synchronisation.

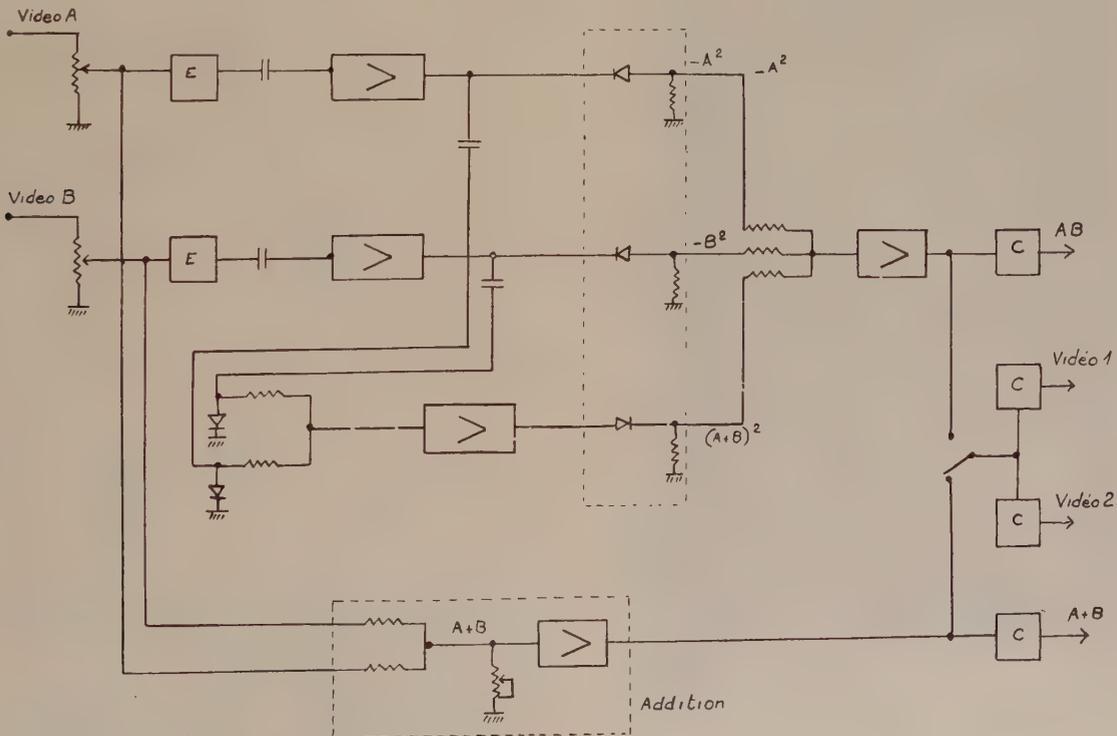


- O.B. oscillateur bloqué
- I inverseur
- B bascule
- L.A.R. ligne à retard

Les signaux reformés par oscillateur bloqué sont destinés à la synchronisation des émetteurs récepteurs n° 1 et n° 2, et des indicateurs panoramiques.

Les cristaux permettent d'obtenir les signaux proportionnels à  $(a + b)^2$ ,  $a^2$ ,  $b^2$  tandis que l'on obtient facilement  $a + b$  et  $ab$  par  $(a + b)^2 - a^2 - b^2$ .

FIG. 9. — Chaîne de calcul.



Nous avons schématisé par *E* les écrêteurs, par *C* les cathodines de sortie.

Les différents signaux traités par la baie de synchro calcul sont schématisés figure 10. La synchronisation T.R. n'est utilisée que lorsque le T.R. utilisé est du type à déclenchement.

Afin de réaliser une sécurité de fonctionnement totale, l'installation a été pourvue de 2 baies de synchro calcul (fig. 11), comme d'ailleurs de 2 meubles éliminateurs. Une baie de commutation (fig. 1) permet de substituer le meuble de réserve au meuble défaillant ou tout simplement de répartir judicieusement leurs durées de fonctionnement.

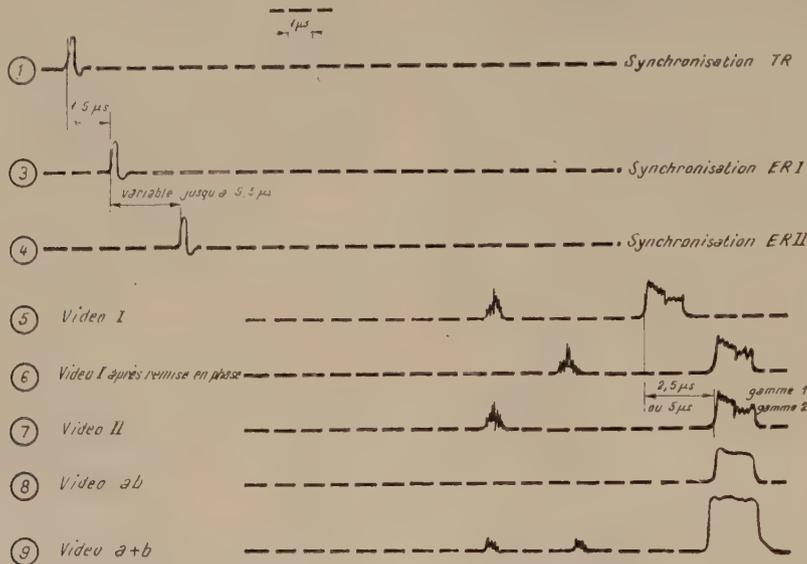


FIG. 10. — Les formes d'ondes de la baie de synchro-calcul.

### 3.2.2. Mélangeur ou aiguilleur hyperfréquence

Ce diplexeur est un filtre constitué par des jonctions directives et des tronçons de guides de longueurs déterminées. Son rôle est d'orienter vers l'antenne, la puissance délivrée aux 2 fréquences de fonctionnement par les deux émetteurs, et d'assurer un découplage important d'un émetteur à l'autre.

Réciproquement, l'énergie reçue par l'antenne est divisée suivant les fréquences et dirigée vers les récepteurs correspondants.

Quel que soit le décalage en fréquence de l'émetteur, aucune puissance n'est réfléchiée vers le magnétron ; tout au plus une partie de la puissance est absorbée par la charge dissipative. C'est là une propriété remarquable de cet équipement.

Connaissant les propriétés de la jonction hybride :

1. Si nous considérons deux jonctions hybrides en cascade, JH 1 et JH 2, l'énergie va de A en C ; aucune énergie ne passe dans le bras B (fig. 12 a).

2. Introduisons en *E* un tronçon de guide de façon à augmenter la longueur électrique de la ligne de  $\frac{\lambda}{2}$  ou  $(2k + 1) \frac{\lambda}{2}$ .

Toute l'énergie se retrouve dans le bras B et nous n'avons rien dans le bras C. Si cette longueur électrique est de  $K\lambda$  toute l'énergie sortira par le bras C comme précédemment (12 b et c).

Nous avons mis en évidence la possibilité de faire passer l'énergie issue d'un bras, soit dans le bras qui le prolonge, soit dans le bras collatéral de ce dernier,

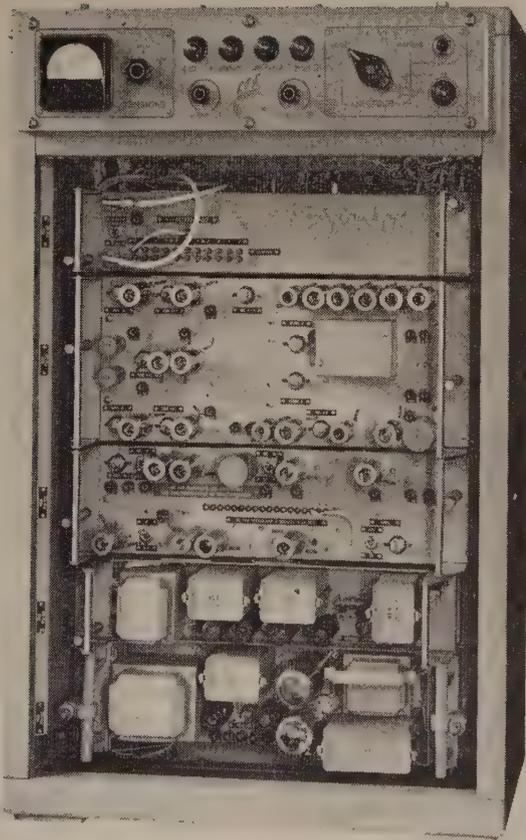


FIG. 11. — Baie de synchro-calcul.

en agissant sur la longueur électrique de l'un des 2 tronçons réunissant les 2 jonctions.

Appliquant les propriétés de symétrie de la jonction hybride, on remarque que, si cette énergie arrivant en A se retrouve en C, toute l'énergie arrivant en D se retrouverait en B.

D'où la solution de l'aiguillage à 2 voies.

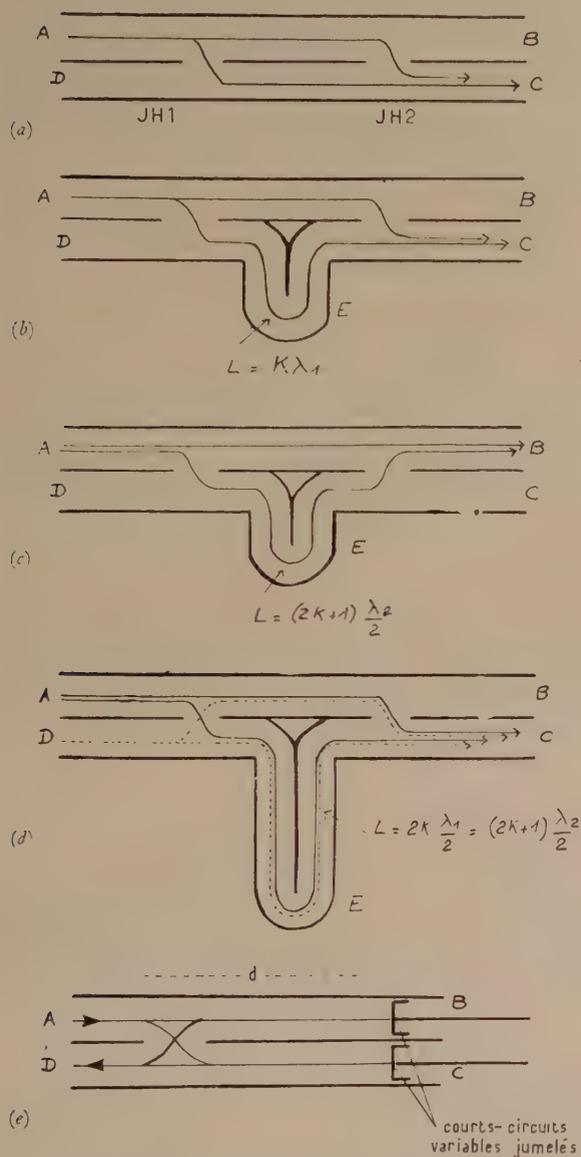


FIG. 12. — Schémas synoptiques d'aiguilleurs hyperfréquence.

**Aiguillage à 2 voies (fig. 12 d).**

En C, nous voulons recevoir les 2 énergies de longueurs d'ondes différentes  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  arrivant en A et D, les générateurs étant du même coup découplés.

Le résultat est obtenu en intercalant un tronçon de guide entre les 2 jonctions hybrides de longueur :

$$L = K\lambda_1 = (2K + 1) \frac{\lambda_2}{2}$$

En reprenant l'analyse en sens inverse, nous pourrions voir que, si nous introduisons 2 ondes  $\lambda_1$  et

$\lambda_2$  dans le bras C, l'onde  $\lambda_1$  sera aiguillée intégralement vers le bras A et l'onde  $\lambda_2$  vers le bras D : c'est ce qui se passe à la réception.

**Ensemble mélangeur**

Des ensembles mélangeurs ont été effectivement construits, en bande S, conformément au modèle ci-dessus. Cependant, de tels dispositifs ne conviennent que pour un couple déterminé de fréquences.

L'équipement actuel réalisé par la C.S.F. tant en bande L qu'en bande S permet le fonctionnement du mélangeur pour un couple quelconque de fréquences.

Le système est donc accordable. Comme il est mécaniquement difficile de réaliser, du fait des courants importants dans les contacts, un système de trombone coulissant, on l'a remplacé par un déphaseur constitué par un circuit hybride fonctionnant en réjecteur à l'aide de deux courts-circuits mobiles dans les bras collatéraux. Du fait de la réjection, la longueur d doit être égale à  $\frac{L}{2}$  (fig. 12 e).

Les courts-circuits sont constitués par un rond de métal coiffé de deux capsules de téflon et disposé au milieu du guide entre les grandes faces. On a en parallèle sur le guide un circuit LC série au voisinage de l'accord. Les pistons sont mécaniquement jumelés et permettent un accord pour deux fréquences quelconques de la bande ayant un écart d'au moins 30 MHz.

Le TOS sur charge du mélangeur est inférieur à

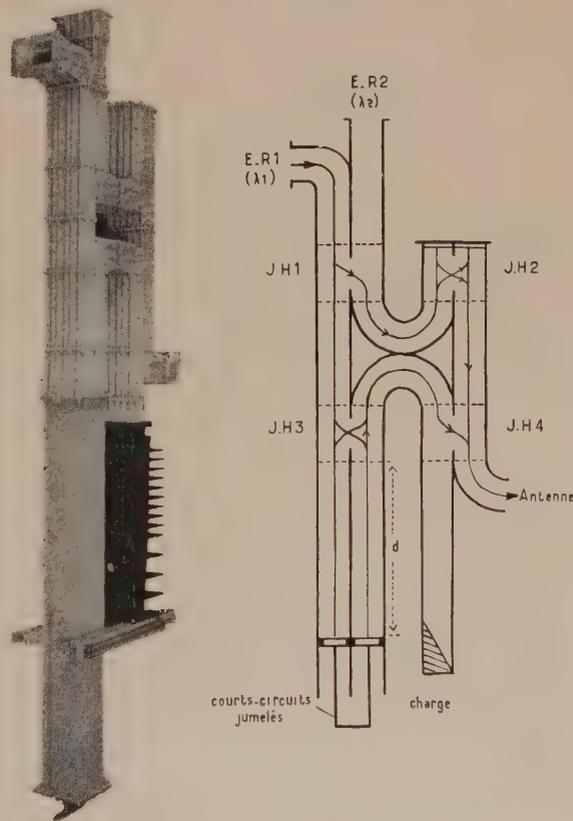


FIG. 13. — Mélangeur hyperfréquence.

1,08 avec une perte d'insertion de 0,1 dB et un découplage entre les entrées de 35 dB.

La sélectivité du filtre dépend de l'écart des deux fréquences, mais la courbe est identique sur chaque voie.

Pour cette réalisation a été mise au point une technologie de brasage au four qui a donné d'excellents résultats. Les pièces les plus compliquées, jonctions hybrides, culottes sont constituées par des assemblages de plaques d'acier aux cotes appropriées, ayant reçu un dépôt électrolytique ; la soudure est obtenue par fusion électrolytique de surface. C'est ainsi que l'on a pu obtenir une précision et une étanchéité excellentes ainsi qu'un gain de poids non négligeable.

La figure 13 représente la réalisation et le schéma de principe de l'équipement MH. 206-A.

**4. Le meuble éliminateur d'échos fixes (MA 372)**

**4.1. GÉNÉRALITÉS**

Le problème consiste à représenter les échos recueillis par le radar de façon à voir les échos mobiles (avions) sans qu'apparaissent les échos fixes dus au relief. La discrimination entre ces deux types d'échos utilise le déphasage produit sur l'onde radioélectrique par le déplacement du mobile, déphasage observé entre 2 impulsions consécutives.

D'une impulsion à la suivante, la distance du mobile ayant varié de  $V\theta$  ( $V$  vitesse radiale,  $\theta$  période de récurrence du radar) le déphasage des échos correspondants a pour valeur :

$$2\pi \cdot \frac{2V\theta}{\lambda}$$

,  $\lambda$  désignant la longueur d'onde émise.

30 Mégahertz) pour laquelle elle est plus facile, puisque le changement de fréquence conserve la phase.

Le signal émis (impulsion) ayant disparu quand arrive le signal écho, il est nécessaire de conserver la phase du premier : c'est le rôle de l'oscillateur de référence, dit « oscillateur cohérent » qui est déclenché et mis en phase à chaque récurrence avec l'émission, grâce à une impulsion d'asservissement obtenue par battement entre magnétron et oscillateur local.

Un détecteur de phase reçoit d'une part l'oscillation de l'oscillateur cohérent, d'autre part le signal écho, et traduit en amplitude le déphasage existant entre ces deux oscillations.

Sur indicateur du type A, un écho fixe aura une amplitude constante, un écho mobile sera représenté par un « papillon » modulé en amplitude à la fréquence DOPPLER.

La présentation sur écran panoramique des seuls échos mobiles est réalisée comme suit :

Un dispositif à la réception traduit la différence de phase en différence d'amplitude et une simple soustraction de signaux successifs fait disparaître les échos fixes pour lesquels il n'y a pas de déphasage, partant pas de différence d'amplitude, et laisse visibles les échos mobiles pour lesquels il y a déphasage, donc différence d'amplitude.

Précédemment, une ligne à retard (LAR) avait pour rôle de différer le signal d'ordre  $n$  d'un temps rigoureusement égal à la période de répétition du radar, pour le comparer au signal d'ordre  $n + 1$ . La soustraction des 2 signaux était ensuite effectuée (fig. 14).

L'originalité de la solution que la C.S.F. apporte

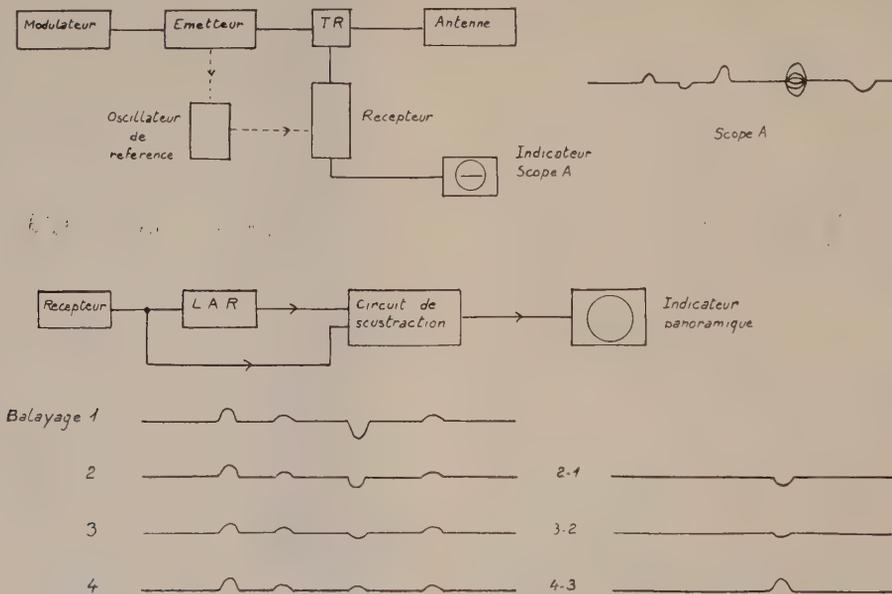


FIG. 14. — Principe de l'élimination des échos fixes.

Pour mesurer ce déphasage, on compare la phase de chaque signal écho à celle du signal émis, ceci pour chaque impulsion. La comparaison est effectuée en moyenne fréquence (dans le cas qui nous intéresse

à ce problème consiste à substituer au dispositif classique à ligne à retard, un équipement à tube à mémoire, ce dernier réalisant d'un même coup les deux opérations précédentes.

Ainsi disparaissent les deux sujétions suivantes :

1) nécessité de réaliser la stabilité des gains des 2 voies vidéo et de l'équilibrage des circuits sous-tracteurs.

2) nécessité, la ligne une fois réglée, d'une fréquence de répétition rigoureusement constante.

Bien plus, la wobble de la fréquence de répétition rendue possible avec l'équipement à tube à mémoire, fait disparaître les vitesses aveugles, vitesses particulièrement gênantes lorsqu'elles correspondent à celles d'avions utilisant certains axes privilégiés.

Si en effet la vitesse radiale du mobile est telle que le déphasage observé soit un multiple de  $2\pi$

$$2\pi \cdot \frac{2V\theta}{\lambda} = k \cdot 2\pi \text{ c'est-à-dire } V = \frac{k\lambda F_r}{2}$$

$F_r$  désignant la fréquence de récurrence, l'écho mobile se comporte comme un écho fixe et est éliminé : on dit que l'on a une vitesse aveugle.

Le meilleur moyen d'éliminer les vitesses aveugles est de wobbler la fréquence de récurrence  $F_r$ , ce qui ne perturbe en rien le fonctionnement du dispositif d'élimination à tube à mémoire.

*Utilisation d'un équipement à 2 tubes à mémoire.*

La vidéo d'attaque du tube à mémoire est délivrée par le détecteur de phase qui enregistre la différence de phase entre l'oscillateur cohérent et les échos. En fait le détecteur de phase fournit un signal proportionnel non seulement à l'écart de phase mais aussi à la différence d'amplitude des signaux à comparer.

L'amplitude de l'oscillateur cohérent est constante, il n'en est pas de même pour celle des échos. En effet un obstacle, balayé par le faisceau d'antenne, donne un écho essentiellement variable en amplitude du fait de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne. Un écho fixe se comporterait donc comme un écho mobile si l'on ne prenait la précaution d'utiliser un amplificateur à fréquence intermédiaire de type limité : toute variation d'amplitude au-delà du niveau de limitation est ainsi supprimée.

Il ne reste alors que les fluctuations d'amplitude correspondant aux flancs du lobe d'antenne. On les élimine par l'emploi du deuxième tube à mémoire. En effet les signaux de sortie du 1<sup>er</sup> tube à mémoire sont proportionnels à la différence entre deux impulsions successives. Si  $a, b, c, d$ , etc. (fig. 15), désignent les amplitudes des impulsions successives sur les flancs du lobe, on aura à la sortie du premier tube à mémoire, pour un écho fixe, les tensions :

$$k(a - b), k(b - c), k(c - d), \text{ etc.}$$

Ces tensions sont amplifiées et appliquées au deuxième tube à mémoire qui délivrera des signaux proportionnels aux tensions successives appliquées, soit :

$$k'k [(a - b) - (b - c)], k'k [(b - c) - (c - d)], \text{ etc.}$$

Or, du fait de la limitation, une petite partie seule

du bord du lobe est à considérer. Si l'on assimile cette petite partie du flanc du lobe à une droite, on a :

$$(a - b) = (b - c), \quad (b - c) = (c - d)$$

de sorte que le deuxième tube à mémoire délivre une tension nulle toutes les fois que le récepteur reçoit le signal renvoyé par un objectif fixe.

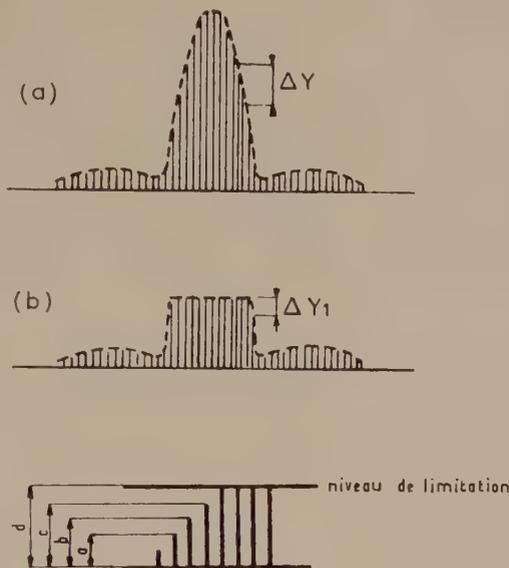


FIG. 15. — Modulation de l'amplitude des impulsions a) en absence de limitation ; b) avec limitation.

4.2. DESCRIPTION SUCCINCTE

La description du meuble éliminateur d'échos fixes (MA 371) a été faite par ailleurs (1). Nous la reprenons ci-dessous en un exposé plus bref.

Le schéma de principe est donné figure 16. Examinons les différents éléments :

*Distributeur de synchronisation.*

Ce châssis constitué essentiellement par un oscilateur bloqué permet le fonctionnement en synchronisation interne ou en synchronisation externe.

Le signal de synchro peut être distribué à différents châssis grâce à des oscillateurs bloqués répéteurs.

*Oscillateur cohérent.*

Une impulsion de 30 MHz provenant du battement entre magnétron et oscillateur local est prélevée sur la partie F.I. du châssis C.A.F. et sert à déclencher l'oscillateur cohérent qui gardera la phase de l'impulsion émission. Pour assurer une remise en phase correcte, l'oscillateur cohérent est bloqué avant que l'impulsion d'asservissement lui soit appliquée. Ce blocage est assuré par un créneau issu du châssis de balayage du tube à mémoire, sa durée est telle que l'oscillateur cohérent n'oscille que pendant la durée correspondant à la distance d'élimination.

(1) Annales de Radioélectricité octobre 1958.

**Amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.).**

Cet amplificateur de type limité comporte 7 étages, la commande de gain se faisant sur les 3 premiers, la limitation sur les 3 derniers. Le gain est de l'ordre de 80 dB.

secondaires. Le taux d'émission secondaire devient égal à 1 pour le potentiel d'équilibre  $V_0$ .

En synchronisme avec l'impulsion d'émission du radar, le spot balaye la cible suivant une spirale. Tant qu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée du

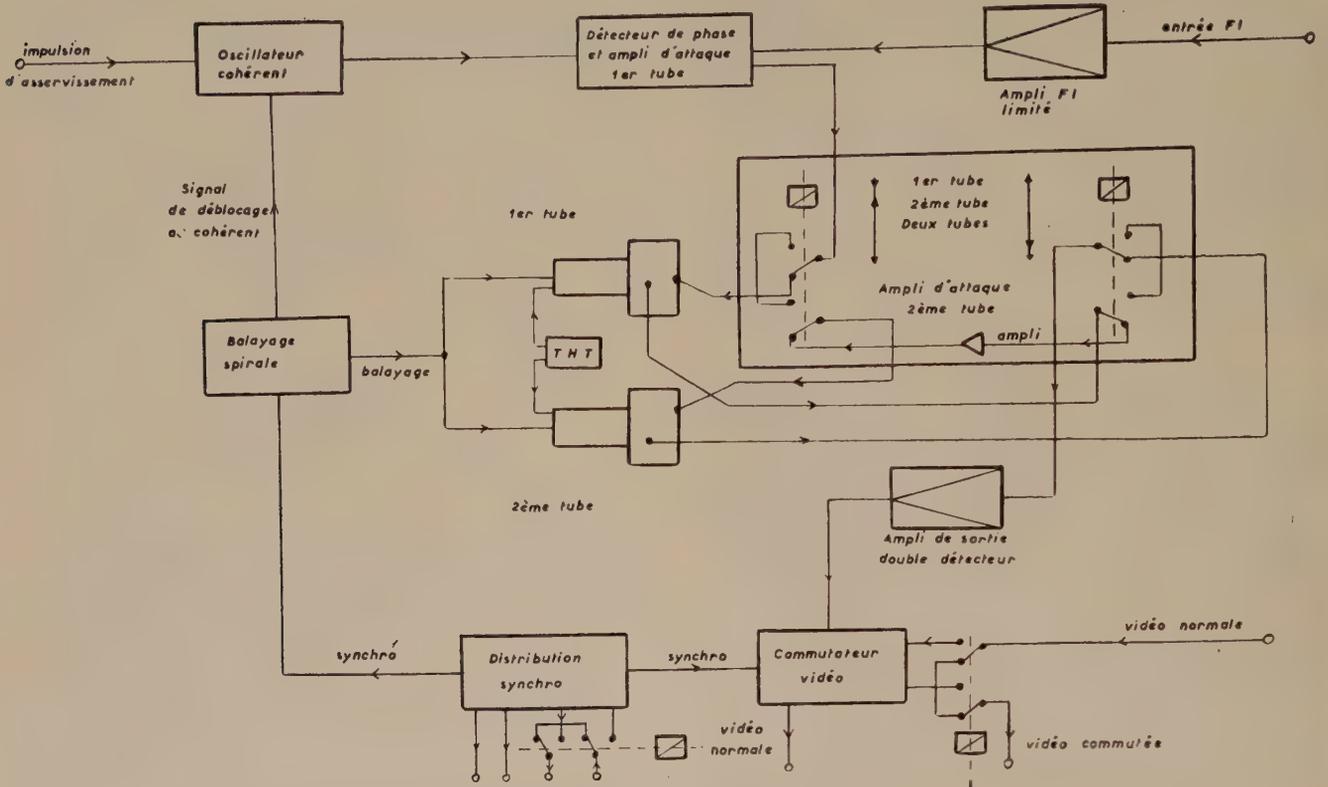


FIG. 16. — Schéma du meuble MA 372.

**Détecteur de phase**

L'attaque du détecteur de phase se fait par 2 voies identiques l'une provenant de la F.I. limitée, l'autre de l'oscillateur cohérent.

Ces 2 signaux sont réglés à égalité et les signaux somme et différence permettent d'obtenir par soustraction une loi presque linéaire amplitude-phase.

Un ampli vidéo permet de fournir au 1<sup>er</sup> tube à mémoire des signaux sous basse impédance.

**Tube à mémoire (fig. 17 et 18)**

Le tube à mémoire est un tube C.S.F. du type TCM 13. Il est essentiellement composé :

- d'un canon à électrons semblable à ceux utilisés dans les tubes cathodiques classiques ;
- d'une cible métallique recouverte de matière diélectrique côté canon ;
- d'une grille à mailles très fines placée devant la cible et portée au potentiel de la masse ;
- d'un collecteur d'électrons secondaires et de ses anodes d'accélération. Le collecteur est à un potentiel positif (+ 180 volts environ) par rapport à la masse.

Sous le bombardement électronique du faisceau primaire, la cible émet un certain nombre d'électrons

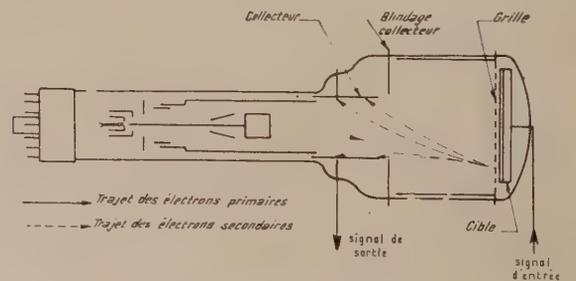
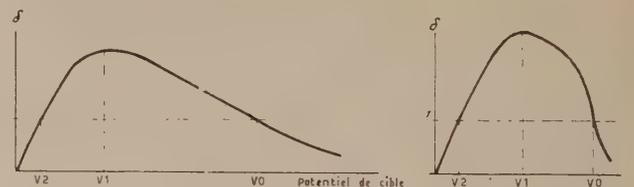


FIG. 17. — Schéma du tube à mémoire TCM 13.



FIG. 18. — Tube à mémoire TCM 13.

tube, tous les points de la ligne décrite se chargent au potentiel d'équilibre  $V_0$ . Une fois ce potentiel atteint, le taux d'émission secondaire est égal à 1 et on recueille dans le collecteur un courant d'électrons secondaires constant.

Si, à un instant donné, on applique sur la cible un signal, par exemple de  $v$  volts, toute la surface de la cible se trouve portée au potentiel  $V_0 + v$  volts. Au point situé sous le balayage, le taux d'émission secondaire devient inférieur à 1 et le point considéré revient au potentiel  $V_0$ . En même temps le courant secondaire collecté diminue.

Lorsque le signal appliqué disparaît, toute la cible revient au potentiel  $V_0$  sauf le point situé sous le balayage au moment où le signal était apparu qui se trouve au potentiel  $V_0 - v$ .

Si, au balayage suivant, on présente à la même position après l'émission le même signal de  $v$  volts sur la cible, le point correspondant qui avait été laissé au potentiel  $V_0 - v$  volts se retrouve au potentiel  $V_0$ . Le taux d'émission secondaire ne varie pas et on ne recueille aucune variation du courant secondaire sur le collecteur.

On ne recueille donc sur le collecteur des signaux que si l'amplitude des signaux appliquée à la cible varie d'un balayage au suivant. Les signaux d'amplitude fixe sont éliminés.

En résumé, chaque balayage inscrit son relief de charges en annulant celui du balayage précédent.

Si les signaux relatifs à deux balayages successifs sont identiques, aucun signal n'apparaît sur le collecteur. Si les signaux relatifs à deux balayages successifs sont différents, le collecteur recueille un signal qui est proportionnel à la différence entre les signaux successifs appliqués à la cible.

La grille placée à un très petit intervalle de la cible diélectrique a un double rôle :

— elle recueille les électrons secondaires d'énergie trop faible pour atteindre le collecteur et qui formeraient un halo de charges autour de l'impact du faisceau ;

— elle forme écran électrique entre le canon et la cible, et pratiquement c'est par rapport à elle que s'établit le potentiel d'équilibre du point d'impact.

Le châssis tube à mémoire reçoit donc sur la cible les signaux vidéo en provenance du détecteur de phase après amplification. Les signaux de sortie du tube à mémoire sont développés sur la charge du collecteur.

#### *Balayage du tube à mémoire.*

Le faisceau électronique doit balayer la cible en synchronisme avec la fréquence de récurrence. On utilise un balayage en spirale déclenché à partir du signal de synchronisation, et réalisé par génération de 2 tensions sinusoïdales amorties, en quadrature et appliquées aux 2 paires de plaques.

#### *Amplificateur et deuxième tube à mémoire.*

Le niveau du signal délivré par le collecteur du 1<sup>er</sup> tube à mémoire est de l'ordre de 2 à 3 mV. Pour attaquer la cible du 2<sup>e</sup> tube, il faut 6 à 12 volts crête, un amplificateur est donc nécessaire.

Le châssis qui porte l'amplificateur porte également les circuits de commutation qui permettent le fonctionnement avec 1 seul tube (l'un ou l'autre) ou les 2 tubes.

#### *Amplificateur de sortie - Double détecteur*

Les signaux obtenus à la sortie du tube à mémoire sont de faible amplitude et bipolaires.

Ces signaux sont donc amplifiés (ampli vidéo à 4 tubes) et détectés (double détection par 2 diodes et amplificateur différentiel).

#### *Commuteur vidéo*

Il permet d'afficher la vidéo normale à la suite de la vidéo éliminée au-delà d'une distance réglable entre 0 et 100 miles nautiques.

Les signaux sont ensuite amplifiés et distribués sous basse impédance.

### 4.3. PERFORMANCES

Le meuble MA 372 (fig. 19) permet d'obtenir une distance d'élimination maxima de 100 miles nautiques, un taux d'élimination en vidéo de 40 décibels.

Ces performances sont évidemment fonction de la stabilité des organes suivants : magnétron - oscilateur cohérent - oscillateur local.

Associé à l'ER 410 C, le meuble MA 372 a les caractéristiques ci-après, antenne arrêtée :

- taux d'élimination supérieur à 30 décibels ;
- taux de visibilité supérieur à 22 décibels.

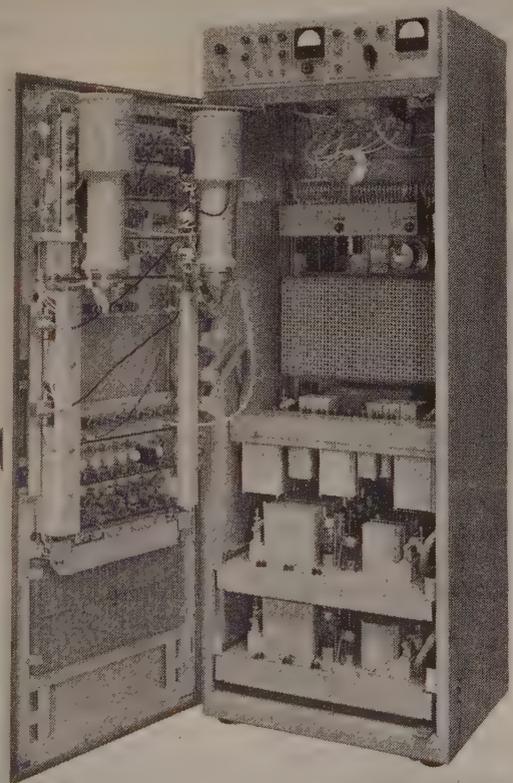


FIG. 19. — Meuble d'élimination des échos fixes MA 372.



Sans E.E.F.



Avec E.E.F.

FIG. 20. — Echelle 40 nautiques.

En adoptant nos méthodes de mesure, ces valeurs constituent des maxima pour les équipements classiques à ligne à retard que nous avons pu expérimenter.

L'antenne étant en rotation, les performances dépendent aussi du nombre  $n$  d'impulsions par but. Dans le cas d'une élimination à 2 tubes, nous comptons un taux de visibilité égal à

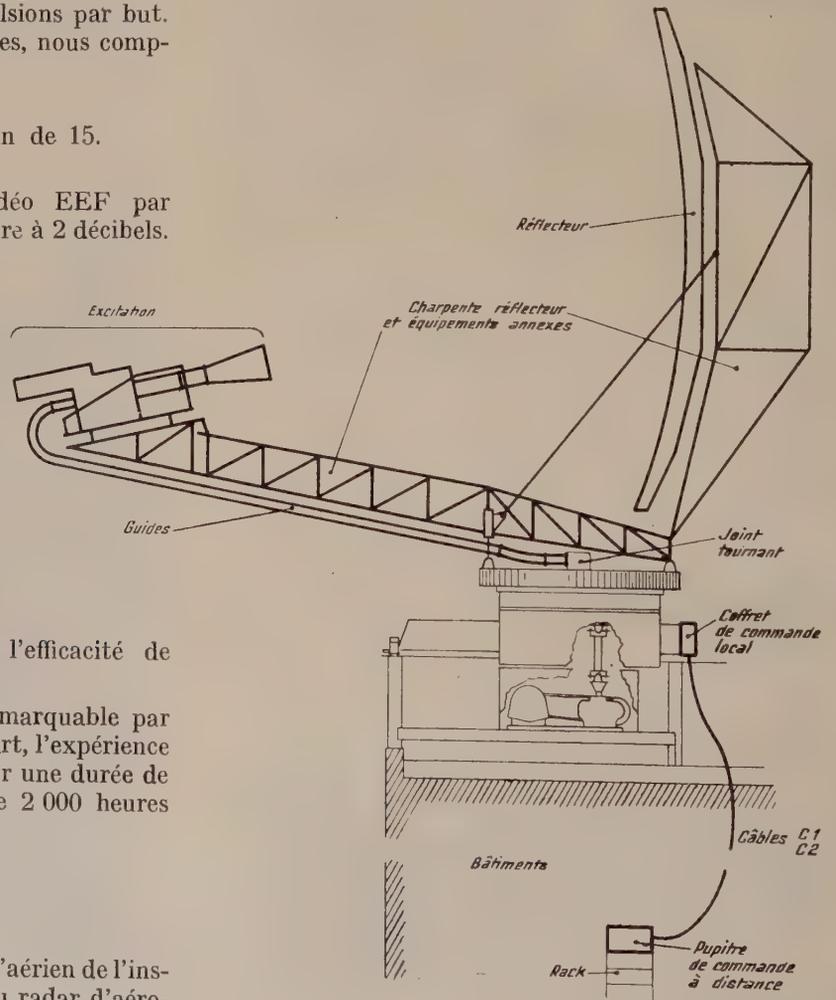
$$(20 \log \frac{n}{4} + 6) \text{ décibels pour } n \text{ voisin de } 15.$$

La perte de sensibilité de la vidéo EEF par rapport à la vidéo normale est inférieure à 2 décibels.

5.1. AÉRIEN «AT 417 (fig. 21).

Cet aérien assure une couverture totale.

Il est essentiellement constitué par une charpente qui supporte le réflecteur et la source d'illumination.



La figure 20 permet d'apprécier l'efficacité de l'élimination.

L'ensemble de l'équipement est remarquable par sa robustesse et sa stabilité. D'autre part, l'expérience a montré que l'on pouvait compter sur une durée de vie moyenne des tubes de l'ordre de 2 000 heures sans baisse de performances.

5. Les aériens

Nous considérerons successivement l'aérien de l'installation du CCR (AT 417) et celui du radar d'aéroport (AC 413).

FIG. 21. — Vue schématique de l'antenne AT 417.

L'ensemble est disposé sur un plateau tournant animé d'un mouvement de rotation à deux vitesses 3 et 6 tours par minute.

Un joint tournant disposé dans l'axe du plateau assure la transmission de l'énergie haute fréquence entre la partie fixe et la partie mobile.

Le réflecteur est une surface à double courbure construite de telle façon que le diagramme en plan vertical (plan de symétrie) soit un diagramme en cosécante carrée renforcée vers les sites élevés. (fig. 22).

Les dimensions maxima de la surface réfléchissante limitée par un contour à gradins sont 12 m et 5,55 m. Cette surface est constituée par un grillage type raquette. La distance focale est de 4,4 m. La

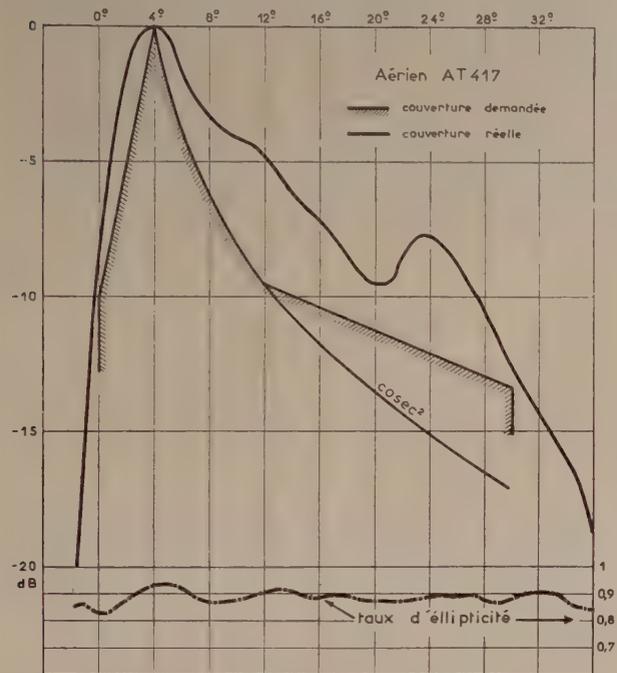


FIG. 22. — Diagramme de rayonnement.

génération de la surface du réflecteur est faite selon la méthode Dunbar-Silver. Les coupes du volume de rayonnement à différents sites (fig. 23) nous ont montré que cette méthode offre l'avantage de conserver un pouvoir de résolution pratiquement constant en gisement; la figure nous montre en effet que les ouvertures de diagramme à 3 dB et 10 dB du maximum pour des coupes à + 10° + 20° + 30° et - 2°5 sont pratiquement constantes.

Lorsque le maximum de rayonnement est à 4° la cosécante carrée couvre jusqu'aux sites 30° et la largeur du lobe à 3 dB est, dans le plan horizontal et les différents plans de sites, de 1,3°. Dans les mêmes conditions la chute au sol est de 10 dB.

Le gain de l'antenne est de 34 dB en polarisation horizontale et circulaire.

Les lobes secondaires ont un niveau maximum de 24,5 dB au-dessous du maximum de l'antenne.

L'ensemble antenne joint tournant présente un taux d'onde stationnaire moyen de 1,2 avec un maximum de 1,3.

Le dispositif d'excitation comprend, à partir du joint tournant, un ensemble de guides souples, de guides droits, de coudes, l'ensemble mécanique d'orientation de polarisation, un déphaseur et un cornet.

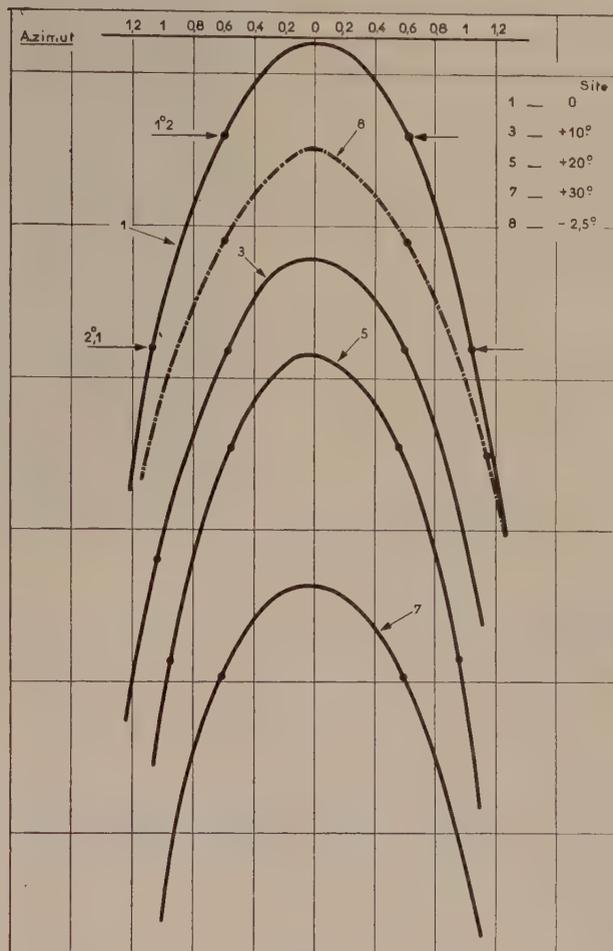


FIG. 23. — Diagramme de rayonnement.

La polarisation circulaire dont le principe d'élimination des nuages est bien connu, est élaborée dans un dispositif précédant le cornet qui excite l'antenne. Le passage de la polarisation horizontale à la polarisation circulaire est continu de telle sorte qu'il est possible de faire apparaître les nuages avec plus ou moins d'intensité sur l'écran.

On a représenté sur la figure 24 les configurations du champ électrique en différents points du polariseur. La partie mobile est comprise entre l'entrée en guide rectangulaire et le guide circulaire.

Le step twist permet d'orienter le champ électrique dans le guide circulaire, de façon qu'il se présente soit parallèle à une face du guide carré qui le suit, soit suivant la diagonale de ce guide. Dans ce dernier cas, le champ peut se décomposer en deux vecteurs parallèles aux côtés du guide.

Le déphaseur est constitué par un élément de guide carré dans lequel on a disposé des tiges se compensant en TOS mais occasionnant un déphasage au vecteur champ qui lui est parallèle.

Le déphaseur est réglé pour apporter un décalage

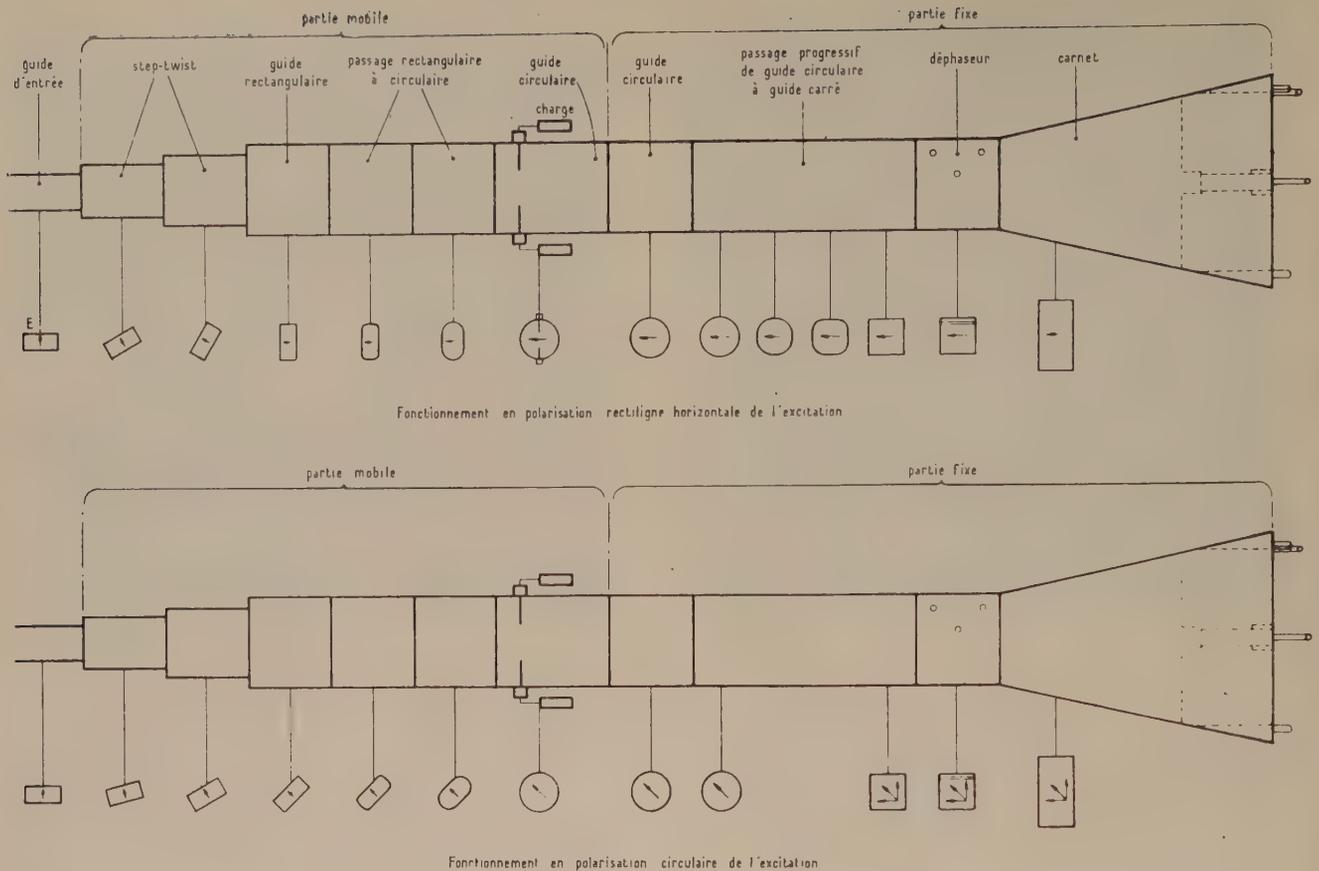


FIG. 24. — Schéma du dispositif de polarisation circulaire.

de  $\pi/2$  entre les 2 composantes du champ à l'embouchure du cornet ; d'autre part, le cornet ayant des fréquences de coupures différentes pour chaque composante, le déphaseur compense la variation de phase entre les composantes, ceci pour toute fréquence située dans la bande de fonctionnement.

Le cornet est pyramidal avec cloison centrale et se présente comme la juxtaposition de 2 ouvertures sensiblement carrées.

Le passage d'un mode de polarisation à l'autre se fait mécaniquement à l'intérieur de l'excitation par simple rotation de la partie mobile. La commande du moteur s'effectue soit à partir d'un coffret situé à proximité de l'aérien, soit à partir d'un pupitre placé dans un local d'exploitation.

L'onde peut être émise soit en polarisation horizontale, soit en polarisation circulaire, soit en polarisation elliptique par dosage de l'amplitude des composantes.

Au réglage optimal, le taux de circularité dans l'axe est supérieur à 0,9 dans la bande de fonctionnement de 100 MHz et supérieur à 0,8 tout le long du diagramme en site.

Le taux d'élimination sur nuages a été mesuré : il est en moyenne de 18 décibels pour des nuages s'étendant jusqu'à la distance de 40 km.

#### Ensemble de l'aérien

Charpente, réflecteur et cornet totalisent un poids de 3,8 tonnes.

L'ensemble est réalisé de telle manière que les déformations de l'aérien restent dans le domaine des déformations élastiques pour des vents atteignant 200 km/heure, et n'entraînent aucune diminution des performances radioélectriques pour des vents atteignant 120 km/heure, antenne tournante.

La direction du rayonnement maximum de l'antenne est réglée en site grâce à des vérins. Une lunette est fixée à l'arrière du réflecteur ; elle est mobile dans le plan vertical de symétrie et munie de niveaux. L'axe optique de la lunette correspond à l'axe du rayonnement maximum de l'antenne quand le zéro de la graduation fixe liée à la charpente correspond au zéro de la graduation mobile liée à la lunette. De cette façon, le pointage en site est réalisé très facilement.

#### 5.2. AÉRIEN AC 413

Cet aérien entraîné à une vitesse de rotation plus rapide que la précédente (7,5 et 15 tours/minute), pour assurer un renouvellement plus grand des informations, est de dimensions plus modestes (5,5 m  $\times$  2,3 m).

Il assure également une couverture totale, jusqu'à un site de  $45^\circ$ . Le gain de l'antenne est de l'ordre de 28 décibels.

Le dispositif d'excitation est sensiblement identique à celui de l'antenne AT 417.



FIG. 25. — Station radar du Centre de Contrôle Régional de la région parisienne.

## 6. Conclusion

L'installation de stations analogues à celles du Centre de Contrôle Régional de la Région Parisienne et à celles des Aéroports de Paris, est déjà prévue tant en France qu'à l'étranger.

Dans quelques mois, en Australie, en Union Sud-Africaine, en Indonésie, seront implantées des stations entièrement C.S.F., stations qu'il est déjà convenu d'appeler « stations type ORLY » (fig. 25 et 26).

Celles-ci sont d'ailleurs complétées le plus souvent par des équipements vidéo classiques ou originaux. Parmi ces derniers, nous citerons ceux qui permet-

tent la présentation des images radar en trame télévision sur des récepteurs standard ou spéciaux, les installations de départ par câbles hertziens ou par câbles souterrains.

Il faut noter enfin, que la C.S.F. a, d'ores et déjà, prévu de doter les stations des derniers perfectionnements : par exemple, tubes à ondes progressives à faible bruit ou amplificateurs paramétriques, appareils de mesure tels que le mesureur de facteur de bruit permanent, etc.

Il n'en reste pas moins que la réalisation actuelle semble marquer une étape dans les réalisations des radars destinés, en particulier, à l'Aéronautique civile.

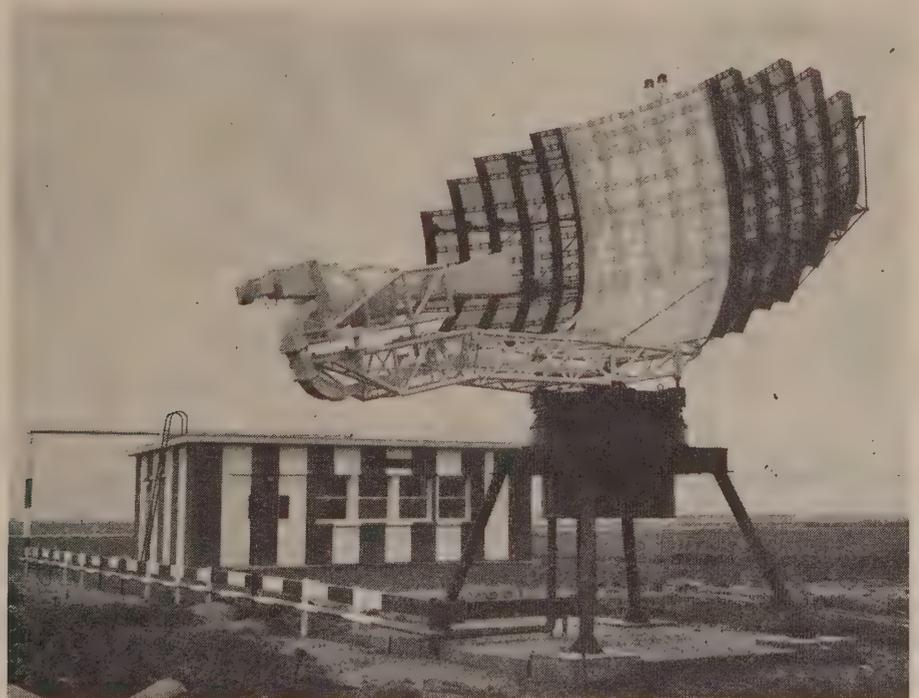


FIG. 26. — Station radar de l'aéroport d'Orly.

# LE GONIOMATIC RC 235 POUR AVIONS LÉGERS

PAR

P. ROUSSET

*Ingénieur au Département Télécommunications Air  
de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*

## 1. Préambule

Par son équivalence aux matériels existants, tant du point de vue technique que du point de vue utilisation, le Goniomatic présente un certain nombre d'avantages, déterminant particulièrement son emploi sur aéronef léger.

Ses caractéristiques les plus remarquables sont les suivantes :

- a) réalisation transistorisée, de type courant ;
- b) poids extrêmement réduit ;
- c) cadre fixe éliminant les mécanismes souvent délicats associés aux cadres orientables ;
- d) utilisation complète de la gamme de fréquences, sans commutation de sous-gammes ;
- e) précision et tenue de la fréquence, permettant d'afficher directement la valeur sur compteur décimal ;
- f) alimentation prévue en 12 V (consommation 0,4 A).

Son emploi sur batterie 24 V sans adjonction de machine tournante ni de convertisseur statique est néanmoins possible.

Le Goniomatic est utilisé aux fins suivantes :

1° Situer le mobile par rapport à des balises émettant à des fréquences différentes, en sélectionnant à volonté l'une quelconque des balises. L'indication lue sur la rose de l'indicateur est celle de l'angle entre la « Ligne de foi » du mobile (plan de symétrie) et le plan vertical passant par le mobile et la balise.

Le mobile peut donc, en particulier, naviguer en « homing » en maintenant l'angle mesuré égal à zéro. Le relèvement est fait automatiquement.

2° Repérage de l'emplacement d'une balise (bas-culement).

3° Fonctionnement en récepteur superhétérodyne ordinaire.

## 2. Spécifications

*Caractéristiques d'emploi :*

1) *gamme couverte* : 200 à 860 kHz par commande monofréquence ;

2) *mode de fonctionnement* : A1 - A2 - A3 ;

3) *mode d'exploitation* : Radiocompas automatique.

Un système équivalent à un Flag Alarm, permet à l'exploitant de décaler à volonté l'aiguille indicatrice, pour vérifier la fidélité de la position de retour.

4) *Précision intrinsèque du relèvement* :  $\pm 2^\circ$  pour un champ de 100  $\mu\text{V}/\text{m}$  ;

5) *Précision absolue* : définie par une erreur admissible de  $\pm 10^\circ$  pour un champ de 10  $\mu\text{V}/\text{m}$ ,

6) *Sélectivité* :  $\pm 800$  Hz à 6 dB,  
 $\pm 5$  kHz à 60 dB ;

7) *Commande de gain* : entièrement automatique ;

8) *Puissance BF* : 300 mW ;

9) *Vitesse d'indication* : 40°/seconde pour un champ de 20  $\mu\text{V}/\text{m}$  ;

10) *Accord* : Auditif et visuel ;

11) *Correction maximale d'erreur quadrantale* : de 0 à 22° par réglage continu, accessible et réglable en cours de vol ;

12) *Poids* : 4,7 kg, câblage non compris ;

13) *Altitude* : fonctionnement jusqu'à 20 000 mètres.

L'appareil répond en outre à des clauses très sévères concernant :

- Les essais de vibrations,
- aux secousses,
- aux accélérations,
- cycliques rapides de températures (— 40° à + 70 °C),
- cycliques lents de température (— 20° à + 60 °C) ;
- en atmosphère saturée (+ 40 à 95 % d'humidité), pendant 40 heures.

**3. Description de principe**

3.1. Le Goniomatic est un récepteur superhétérodyne de grande sensibilité. En position « antenne »,

Le diagramme de rayonnement du cadre à la forme d'un huit présentant une réception nulle lorsque le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de l'émetteur. L'antenne est omnidirectionnelle. Du fait de la différence de types d'aériens utilisés, les forces électromotrices recueillies par le cadre et l'antenne sont déphasées de  $\pi/2$  soit  $E_1 \sin(\omega t + \varphi)$  pour l'antenne et  $E_2 \sin(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2})$  pour le cadre. Pour compenser cette différence la force électromotrice cadre est déphasée de  $\pi/2$  et en outre modulée par un signal basse fréquence dans un modulateur symétrique. Le signal ainsi obtenu est superposé à celui issu de l'antenne et nous obtenons ainsi un signal HF modulé, dont la modulation s'annule lorsque la direction de l'émetteur coïncide avec celle de la normale au cadre et s'inverse de phase lorsque la direction de l'émetteur passe de part et d'autre de la normale au cadre.

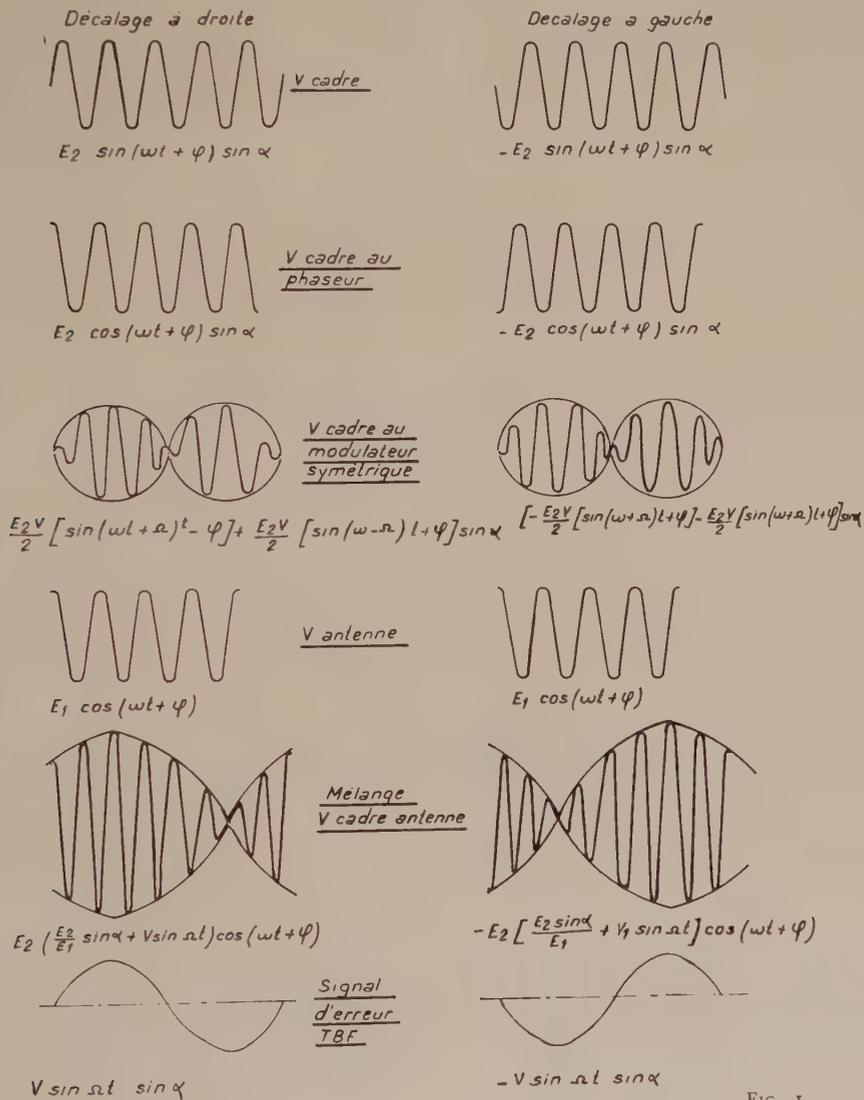


FIG. 1.

il permet de recevoir les signaux modulés A2, A3 et les signaux non modulés en A1. En position « automatique » deux aériens sont mis en service : un cadre (aérien directionnel et une antenne).

Le signal modulé est amplifié, changé de fréquence, amplifié en moyenne fréquence, détecté. Ce signal BF mesure la profondeur de modulation représentant l'écart angulaire entre la ligne de foi de l'avion et

la direction de l'émetteur. Après amplification, ce signal BF est appliqué à l'enroulement de commande d'un moteur diphase dont l'enroulement d'excitation est alimenté par le même oscillateur BF que le modulateur. Un filtre approprié permet de mettre en quadrature ces deux tensions. Le sens de rotation du moteur s'inversera lorsque la position de l'émetteur passera de part et d'autre de la normale au cadre. Le moteur relié mécaniquement au cadre aura tendance à tourner jusqu'à coïncidence avec la direction de l'émetteur.

S'il dépasse le point de modulation nulle, le sens de rotation est inversé. Nous obtenons donc une position d'équilibre stable indiquant le sens et la direction de l'émetteur. Le point situé à 180° est un équilibre instable ; en effet, la modulation est nulle en ce point mais tout écart produit une augmentation de cette modulation avec une phase telle que le moteur tourne jusqu'au positionnement au point stable.

La figure 1 représente le diagramme des aériens ainsi que les signaux : antenne et cadre, avant mélange, au mélange et à la détection

Il convient à cet ensemble d'associer une voie

la gamme de température relativement modeste ( $-40 + 70^\circ$ ) et des fréquences utilisées ; il s'ensuit que l'usage de transistor de types courants, au germanium, s'impose pour tirer parti de la considérable économie d'encombrement, de consommation et de durée de vie qu'ils impliquent.

### 3.3. CHOIX DE L'AÉRIEN DIRECTIONNEL

Aux fréquences considérées, le cadre peut être utilisé comme aérien directionnel : deux possibilités peuvent être retenues :

- a) utilisation d'un seul cadre orientable ;
- b) utilisation de deux cadres fixes croisés, couplés à un chercheur radiogoniométrique.

L'avantage du cadre orientable résidait dans l'obtention d'une meilleure sensibilité. Par contre il offre les désavantages d'être volumineux, de comporter un ensemble mécanique soumis aux intempéries, d'où la nécessité d'un entretien fréquent, et de plus son orientation doit être recopiée automatiquement à distance pour l'utilisation.

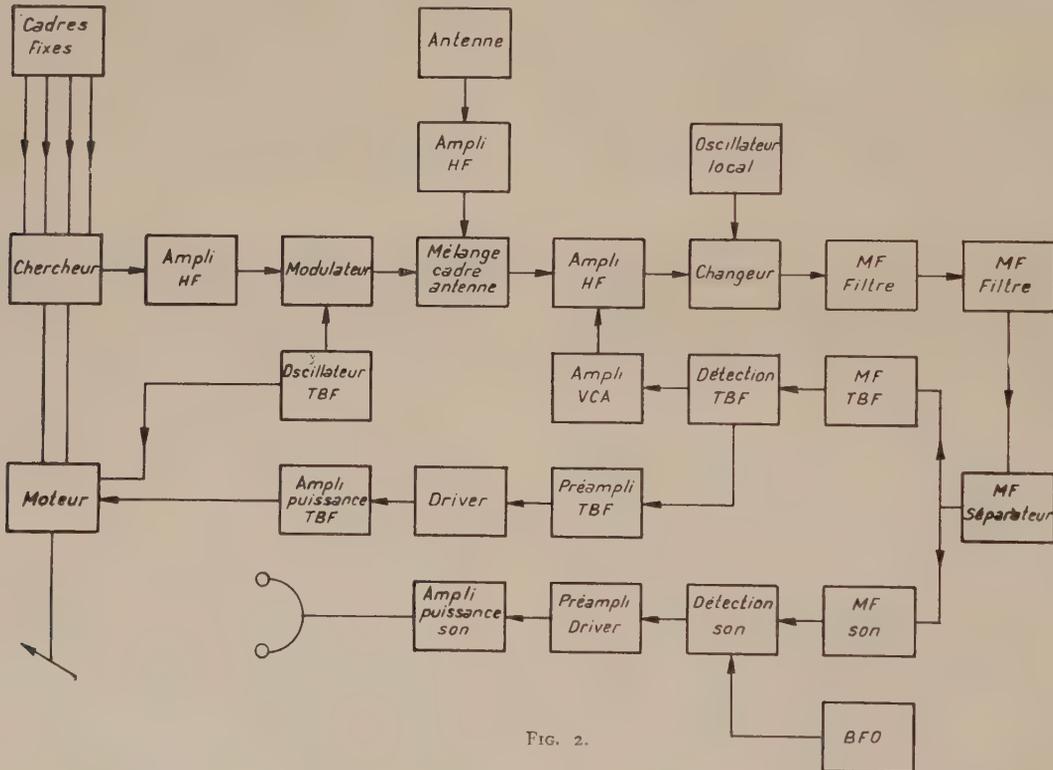


FIG. 2.

d'amplification basse fréquence « Son » pour l'identification des balises modulées (A2-A3) ainsi qu'un oscillateur de battement permettant d'identifier des balises modulées par suppression de porteuse (A. 1).

Un schéma synoptique est représenté sur la figure 2.

### 3.2. UTILISATION DES TRANSISTORS COMME ÉLÉMENTS AMPLIFICATEURS

L'emploi des transistors dans les équipements de bord est particulièrement indiqué ; compte tenu de

Les cadres fixes croisés peuvent être conçus sous un faible volume correspondant à une faible trainée, ne comportant aucune mécanique ; ils ne nécessitent aucun entretien. En outre, les cadres étant reliés électriquement à un système chercheur, la nécessité d'une recopie est évitée.

Dans cet équipement, les aériens sont composés de cadres du type « Bellini Tosi ».

Une paire de cadres a sa normale coïncidant avec la ligne de foi de l'aéronef, l'autre paire étant perpendiculaire,

Les signaux recueillis :

$$\vec{OA}_1 = E \sin \omega t \sin \alpha ;$$

$$\vec{OB}_1 = E \sin \omega t \cos \alpha ;$$

( $\alpha$  étant l'angle formé par la ligne de foi de l'avion avec la direction de l'émetteur)

sont envoyés sur les enroulements perpendiculaires entre eux d'un chercheur magnétique. Le champ résultant dans l'entrefer, égal à la somme des deux

vecteurs  $\vec{OA}_1$  et  $\vec{OB}_1$ , est un champ de même amplitude et de même direction, par rapport à l'axe

chercheur, que celui existant autour du cadre par rapport à la ligne de foi de l'avion.

Un rotor tournant entre les pôles du chercheur présente donc les mêmes fonctions, les mêmes propriétés qu'un cadre orientable classique ; mais son poids et son moment d'inertie extrêmement faibles permettent de réaliser facilement un servomécanisme de grande souplesse et d'excellente précision.

Le fonctionnement du cadre fixe et du chercheur est représenté figure 3.

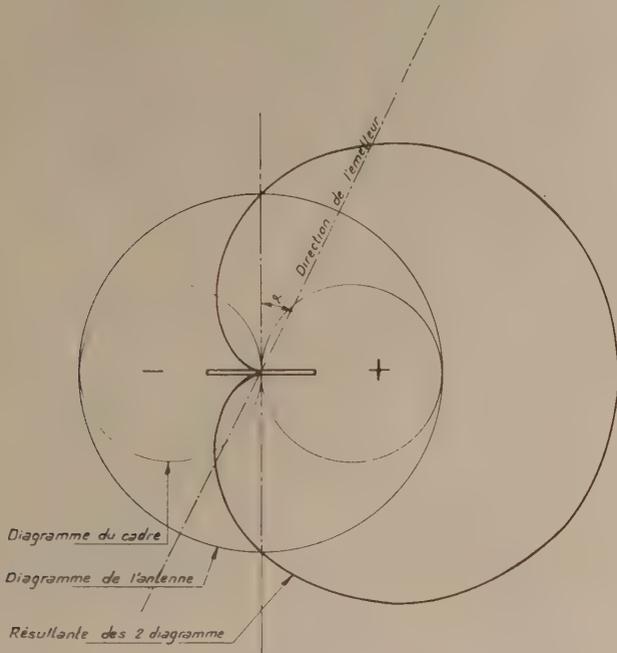


FIG. 3.1. — Diagramme des aériens.

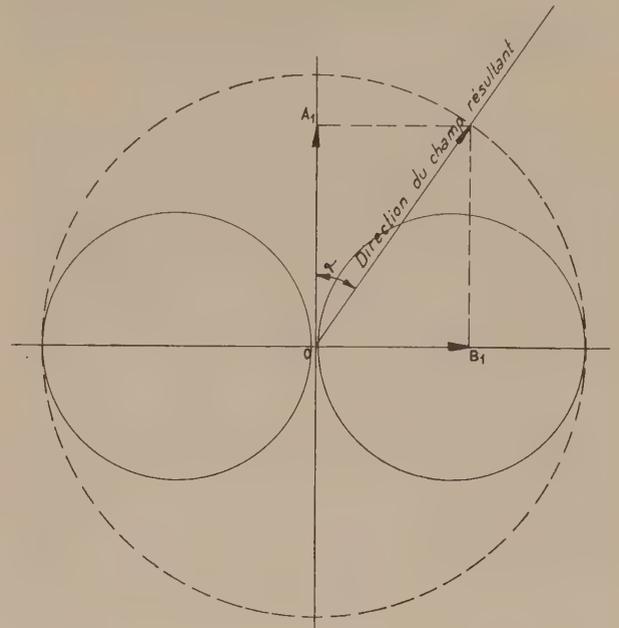


FIG. 3.3. — Fonctionnement du cadre fixe et chercheur.

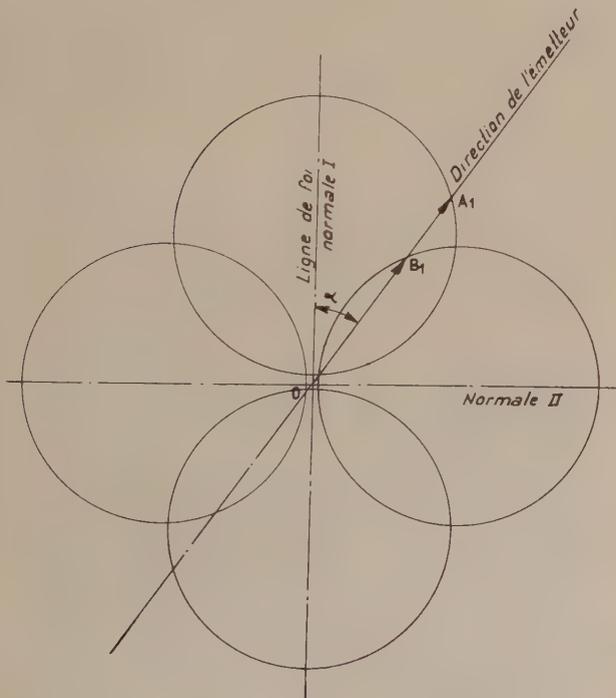


FIG. 3.2. — Fonctionnement du cadre fixe et chercheur.

### 3.4. COMPOSITION DU MATÉRIEL

Composé de quatre sous-ensembles, l'équipement électrique comprend :

- a) un ensemble de deux cadres fixes croisés ;
- b) un indicateur comportant : le chercheur radiogoniométrique, le moteur d'entraînement du rotor avec son réducteur, un indicateur galvanométrique d'accord et une commande de test ;
- c) une boîte de commande comportant, en plus des commandes, la totalité des circuits électroniques composant la tête HF.
- d) un récepteur, comportant les circuits MF. BF.

### 4. Description de détail

#### 4.1. CADRES FIXES CROISÉS

L'ensemble des cadres est représenté sur la figure 4.

Ils sont constitués par une plaque carrée de ferroxcube sur laquelle sont disposées deux paires de bobinages orthogonaux.

Chaque cadre possède une self de 27  $\mu$ H et présente une hauteur effective de 1,25 millimètres au maximum de réception,

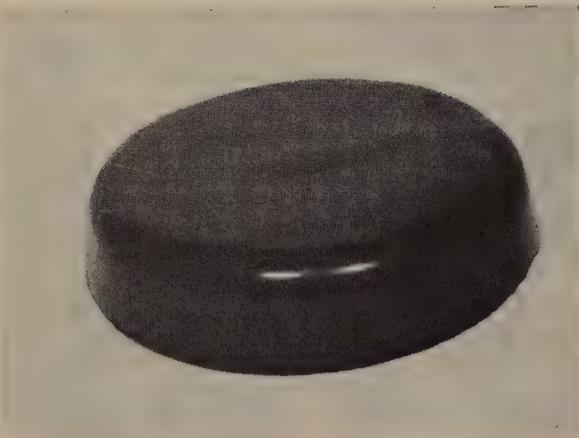


FIG. 4. — Cadre.

Le tout est enrobé dans un moulage de matière plastique de forme aérodynamique qui vient se plaquer sur le fuselage, à l'aide de quatre goujons. Un bourrelet élastique assure l'étanchéité de l'ensemble ; la matière d'enrobage contient du graphite en suspension assurant la protection antistatique des aériens (Précipitation, frottement de l'air, etc.).

#### 4.2. INDICATEUR

L'indicateur est représenté sur la figure 5.

Il est prévu pour être monté sur un tableau de bord. Il comporte :

a) une aiguille indicatrice de gisement tournant devant un cadran gradué de 5 en 5° de 0 à 360°, pouvant être commandée manuellement ;

b) un indicateur d'accord constitué par un micro-ampèremètre ;

c) un ensemble chercheur comprenant : un stator dont les bobinages reliés aux cadres, reproduisent, suivant le principe déjà exposé au paragraphe 3.3., un champ égal à celui existant autour des aériens directionnels, et cela, dans un espace très restreint en raison de l'utilisation d'un circuit magnétique en ferrite à haute perméabilité comportant quatre pôles perpendiculaires deux à deux.

Les bobinages du stator, bobinés sur les quatre pôles ont des impédances identiques à celles des cadres, de même que les câbles de liaison. Le sens de leur enroulement est tel que les flux s'ajoutent dans le circuit magnétique.

Le rotor est composé d'un bobinage à haute impédance bobiné sur un tore.

Les coefficients de mutuelle induction étant variable du fait de la configuration géométrique de l'ensemble, la force électromotrice induite dans le bobinage, présente des anomalies par rapport au champ créé par le stator. Ces erreurs « octantales » nulles dans l'axe des pôles et dans leurs bissectrices, mais maximales dans leurs intervalles, ont été éliminées en employant un bobinage compensé du même type que celui employé dans une génératrice, moteur continu où se présentent les mêmes problèmes.

En effectuant un bobinage dont la surface croît progressivement d'un point jusqu'au diamètre du



FIG. 5. 1 — Indicateur

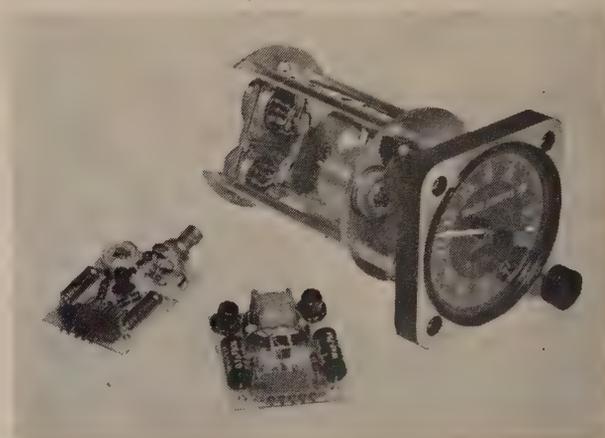


FIG. 5. 2 — Vue éclatée de l'indicateur.

rotor et qui décroît de la même façon de l'autre côté, les erreurs sont réduites dans une proportion n'excédant pas un demi-degré. Le rotor constitué présente une impédance élevée répondant à des conditions de fonctionnement correct (souffle et déphasage).

Une vue du chercheur est représentée sur la figure 6.

L'ensemble chercheur comporte plusieurs particularités intéressantes :

a) nous avons vu au paragraphe 3.3., qu'au centre

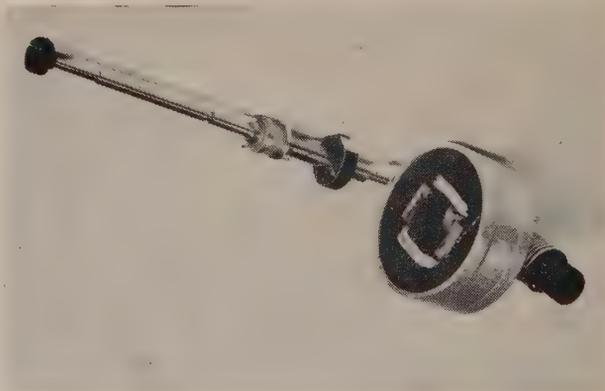


FIG. 6. — Chercheur,

du stator régnait un champ identique à celui du cadre, comprenant de ce fait les erreurs dues à l'avion appelés « Erreurs quadrantales ».

Par sa réalisation, le stator se prête à une déformation du champ créé dans celui-ci par « absorption » sur une paire de pôles, produite par deux boucles de très faible résistance ohmiques refermées sur une réactance pure, variable, permettant un réglage progressif compensant les erreurs quadrantales dans une région de 2 à 22° ;

b) les faibles tensions captées par le cadre (compte-tenu de sa faible hauteur effective) et la résonance hors de la gamme utilisée de l'ensemble cadre-rechercheur (dans le but d'éviter rotations de phase HF) ont permis de réaliser l'amplification dans un étage d'entrée apériodique, répondant à des caractéristiques correctes de phase et souffle, tout en assurant la bonne marche du récepteur en présence de signal brouilleur (mesure à deux signaux).

c) la dernière innovation réside dans la commande de l'axe d'aiguille/rotor ; elle permet, d'une part, d'effectuer un test rapide et précis, et d'autre part, d'utiliser éventuellement l'appareil en gonio-manuel.

Dans ce système, une friction est insérée entre l'axe rotor et le train de pignons réducteur commandé par le moteur.

#### 4.3. BOITE DE COMMANDE

La boîte de commande est représentée sur la figure 7.

a) un ensemble, comprenant d'une part les divers boutons de commande, d'autre part un bloc compact de forme cylindrique appelé : « barillet », portant dans ses alvéoles un jeu de bobines fixes constituant l'ensemble des selfs d'accord par perméabilité variables. Un galet, commandé par la manivelle de recherche de fréquence tournant sur la périphérie du barillet déplace tangentiellement une came cylindrique guidée axialement et latéralement ; assurant la variation des selfs par pénétration de noyaux plongeurs solidaire de cette came. Un res-

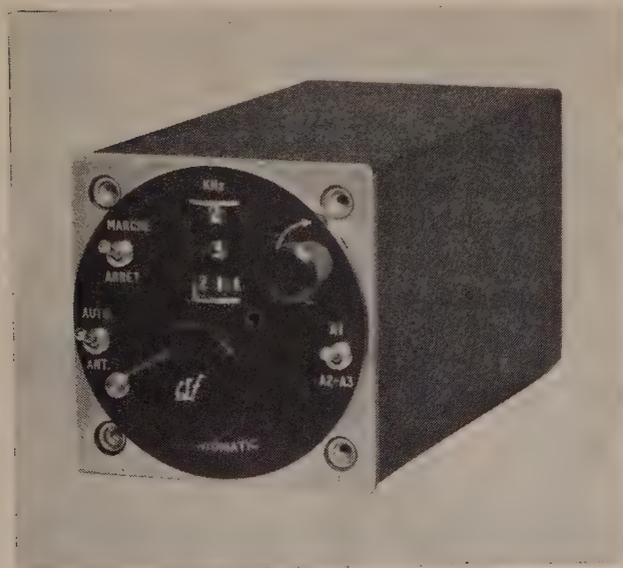


FIG. 7. — Boîte de commande.

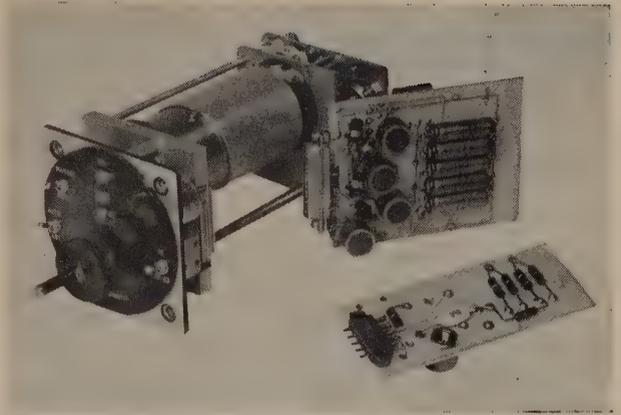


FIG. 8. — Eclatée de la boîte de commande.

sort de rappel de came supprime tous jeux, évitant l'effet d'hystérésis lors de l'accord en fréquence.

La développante de la came étant de 150 mm (le déplacement 35 mm) pour un nombre de points de 600 (200 à 800 kHz) permet d'obtenir une précision de taillage correspondant à une erreur affichée sur le compteur de + ou - quelques centaines de périodes, et cela dans toute l'étendue de la gamme de fréquence et de température.

b) deux sous-ensembles électroniques comprenant les circuits haute fréquence, d'antenne, de mélange, d'amplification et de changement de fréquence. Ces sous-ensembles se présentent sous la forme de deux plaquettes enfichables, dont l'interchangeabilité est rendue possible par un contrôle rigoureux.

Une vue éclatée de la boîte de commande est représentée figure 8.

Réalisée selon le format de 80, sa fixation est prévue sur un tableau de bord amorti. Néanmoins sa position dans l'espace est indifférente, ce qui permet à l'utilisateur de choisir l'emplacement le plus judicieux.

#### 4.4. BOITIER RÉCEPTEUR

Le boîtier récepteur est représenté sur la figure 9.

Ce boîtier contient l'ensemble des circuits moyenne et basse fréquence « Son et Asservissement ». Tous ces circuits sont câblés sur 5 sous-ensembles « plaquettes » présentant les mêmes avantages que celles utilisées dans la boîte de commande.

Chaque plaquette assume une fonction bien définie :

a) Amplification moyenne fréquence « Filtre de bande » ;

b) Amplification moyenne fréquence « Détection asservissement » ;

c) Amplification moyenne fréquence « Détection Son » ;

d) Amplification basse fréquence de puissance « Son »

e) Amplification basse fréquence de puissance « Asservissement ».

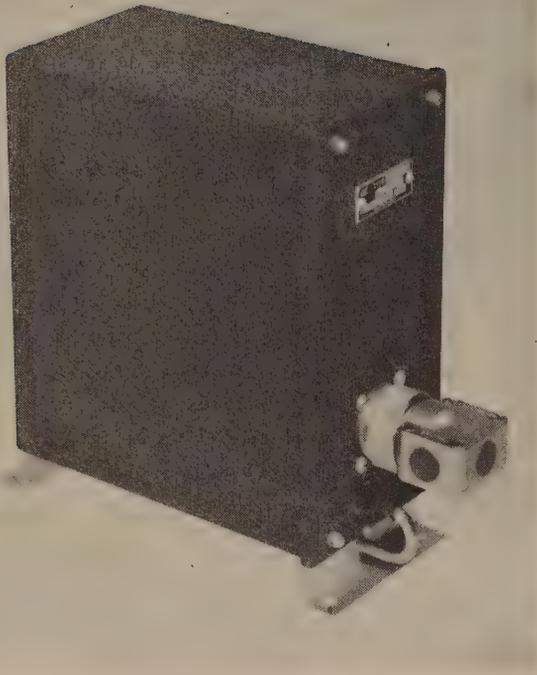


FIG. 9. — Récepteur.

Une vue éclatée du récepteur est représentée sur la figure 10.

Toutes ces plaquettes sont enrobées d'une cire réalisant la tenue hygrométrique en plus de la tenue mécanique des éléments électriques.

Le boîtier est un ensemble inerte ne comportant aucune commande ; il peut être placé dans un endroit quelconque de l'avion, compatible avec la longueur de câble réalisable.

Sa fixation s'effectue au moyen d'un socle à encliquetage rapide.

## 5. Antenne de lever de doute

L'antenne de lever de doute est fonction du type d'avion utilisé, de manière à allier les caractéristiques de l'antenne nécessaire de la meilleure façon compatible avec les particularités de l'aéronef considéré.

Le Goniomatic donne un fonctionnement correct pour un produit « hauteur effective (en cm)  $\times$  capacité (en pF) de : 350.

## 6. Installation sur avion

Etant donné le format adopté pour l'indicateur, la boîte de commande et les dimensions réduites du

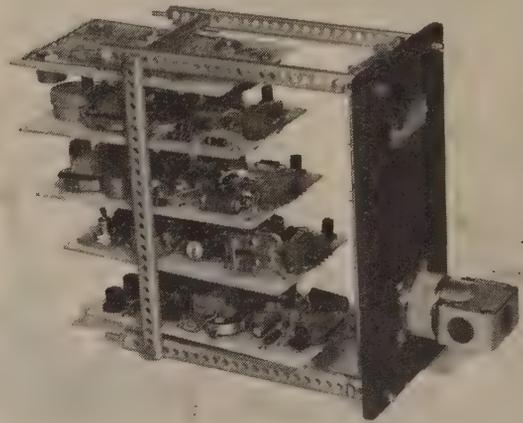


FIG. 10. — Eclaté du récepteur.

cadre, l'installation sur avion est particulièrement simple.

Cette installation est représentée sur la figure 11.

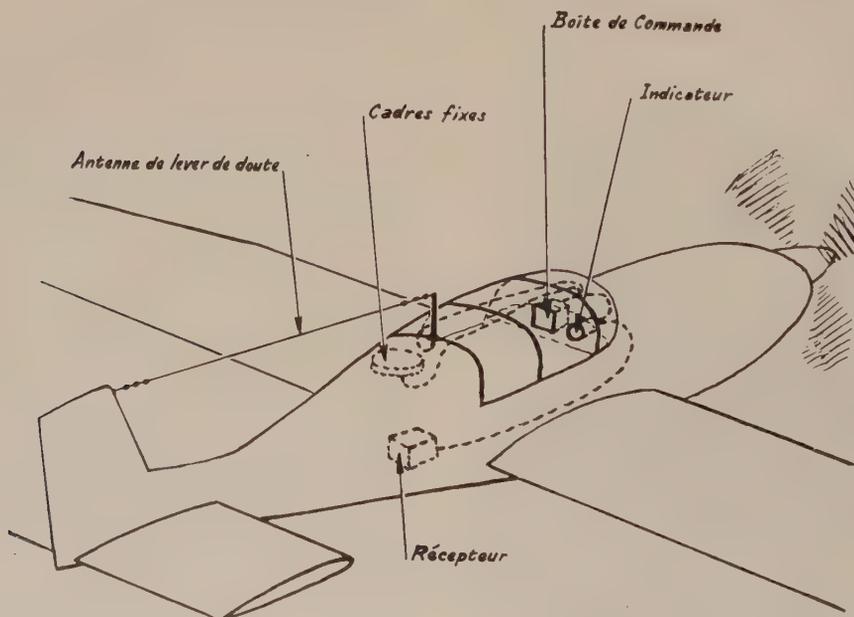


FIG. 11. — Représentation sur avion synoptique.

## 7. Maintenance du matériel

Le remplacement de l'un des trois constituants principaux, défectueux (boîte de commande, récepteur, indicateur) par un autre similaire, constitue la première opération de dépannage effectuée rapidement.

La deuxième opération consiste dans le remplacement du sous-ensemble suspecté (plaquette) celle-ci étant détectée à l'aide d'un tableau caractéristique de panne.

Un banc d'essai conduit par un personnel technique compétent, est nécessaire pour dépanner le sous-ensemble défectueux. Aucun entretien ni graissage n'est à effectuer sur la mécanique. Conçue solidement, elle résiste aux conditions les plus dures.

## 8. Conclusions

Répondant aux normes déterminées par le Service de la Navigation Aérienne, cet équipement est homologué pour l'aviation civile dans la catégorie 2.

De poids inférieur à 5 kg, il est à l'heure actuelle

le plus léger des radiocompas, le plus simple à implanter sur les aéronefs parfois fortement équipés en instruments de bord, et il possède une exceptionnelle durée de fonctionnement sans panne. Sa conception en modules interchangeables permet d'ailleurs d'assurer une maintenance efficace réduisant au maximum le personnel technique et l'immobilisation du matériel.

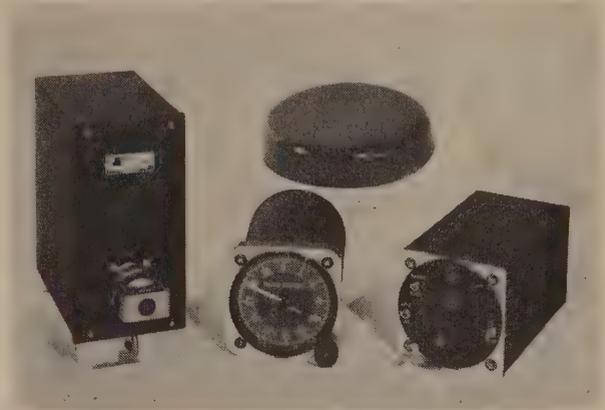


FIG. 12. — Ensemble complet.

# LE TÉLÉPILOTAGE DES AVIONS

PAR

G. GRENECHE

*Ing. E.S.E.,*

*Société Anonyme de Télécommunications*

## Introduction

Par télépilotage il faut entendre l'ensemble des opérations effectuées en vue de commander à distance les évolutions d'un avion, sans pilote à bord. Ces opérations sont le fait d'un télépilote humain placé à poste fixe ou mobile, à la surface du sol ou de la mer, ou embarqué sur un aérodyne.

Nous réserverons le mot téléguidage aux procédés de contrôle de la trajectoire d'un engin au sens le plus général, utilisant des dispositifs entièrement automatiques, où l'opérateur humain n'intervient qu'incidemment et indirectement pour déclencher ou modifier le programme de vol (guidage infra-rouge, guidage électromagnétique).

Il sera traité dans cet article du télépilotage d'un avion à partir d'une station fixe installée sur un aéroport, non point que ce choix particulier résulte de limitations d'emploi des méthodes, mais parce qu'il permettra d'illustrer celles-ci par la description d'un matériel entièrement étudié en France et construit maintenant en série.

Dans une première partie nous indiquerons les principes généraux du télépilotage et les caractéristiques fondamentales du système de transmission adopté. Puis dans une seconde partie nous décrirons le matériel réalisé en insistant sur les éléments de plus grand intérêt. Ainsi apparaîtront quelques uns des modes d'adaptation possibles à des cas pratiques.

## 1. Principes généraux du télépilotage

### 1.1. MOYENS NÉCESSAIRES

Le télépilote doit disposer d'un ensemble de moyens lui permettant :

1° d'agir sur les organes de l'avion comme s'il se trouvait à bord : modifier le régime du moteur, amorcer une descente, etc.

2° de connaître à chaque instant les conditions de vol de l'avion, et de percevoir les réactions aux ordres donnés : lire le régime du moteur, contrôler l'assiette longitudinale, etc.

3° d'être informé de la position géographique de l'avion.

Les deux premières catégories constituent l'équipement de télépilotage proprement dit, évidemment partagé entre la station au sol et l'avion.

Les moyens de la troisième catégorie sont relatifs à la navigation et diffèrent suivant les phases du vol :

— En vol distant :

Localisation par radar ou radiogoniométrie.

— Au cours du décollage, de la trajectoire d'approche et de l'atterrissage :

Indications du G.C.A. (Ground Control Approach), observation directe du télépilote et d'opérateurs auxiliaires placés en bout de piste.

L'étude de ces moyens n'entre pas dans le cadre de notre exposé, Nous nous bornerons à décrire plus loin un dispositif de télécommande auxiliaire d'atterrissage qui s'insère dans l'Équipement Général de Télépilotage.

On voit donc que le télépilotage exige deux liaisons hertziennes distinctes entre l'avion et la station au sol (fig. 1) :

— Une chaîne de télécommande dans le sens « Sol-Air ». Elle assure la transmission et l'exécution

dans l'avion des ordres affichés au poste de télé-pilotage au sol.

— Une chaîne de télémessure dans le sens « Air-Sol ». Elle renseigne le télépilote sur les paramètres de vol à l'aide d'un « visualisateur » — équivalent d'un tableau de bord d'avion — complétant le poste de télépilotage.

1.2. PRINCIPE DE TRANSMISSION

Comme nous venons de le voir, deux chaînes de transmission hertziennes sont nécessaires. Au sol l'ensemble d'émission de télécommande transforme les mouvements mécaniques du télépilote en grandeurs électriques transmissibles ; à bord de l'avion les signaux radioélectriques de télécommande sont reçus et

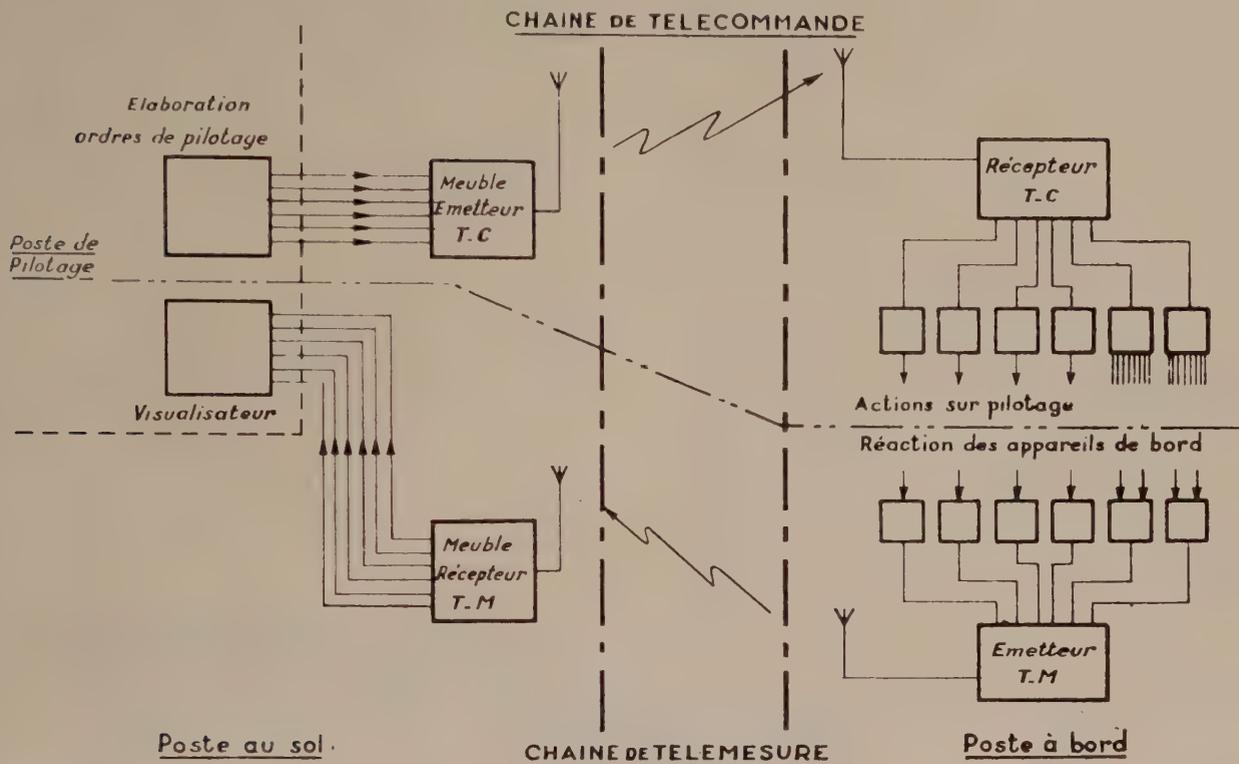


FIG. 1. — Diagramme général de télépilotage.

Ces 2 chaînes forment en quelque sorte une boucle d'asservissement, fermée au sol par le télépilote qui émet des ordres en fonction des indications reçues de la télémessure, et fermée à bord par les réactions mécaniques et aérodynamiques de l'avion. Le télépilote humain est un élément en série dans la boucle et sa fonction de transfert intervient de la même manière que dans le pilotage classique sur avion. On conçoit que si les temps de réponse et les seuils de fonctionnement des 2 chaînes de télécommande et télémessure sont suffisamment faibles, le télépilotage soit réalisable, en première approximation. Il s'apparente au pilotage sans visibilité avec toutefois une restriction : le télépilote ne perçoit pas les accélérations de l'avion. Celles-ci pourraient être transmises mais elles ne sont pas aisément reproductibles dans la station au sol. Il est démontré expérimentalement que malgré ce manque d'informations sensorielles, le télépilotage est possible en stabilisant l'avion suivant 3 axes par un pilote automatique. De sorte que les ordres de télécommande concernant les mouvements de tangage, de roulis et de lacet agissent sur les réglages du pilote automatique, et non pas sur les vérins de puissance actionnant les gouvernes.

transformés en signaux électriques ou mécaniques adaptés aux organes de pilotage.

De même en ce qui concerne la télémessure, à bord, les grandeurs mécaniques — mouvements ou pressions — sont transformés en signaux électriques transmissibles par l'émetteur. Au sol les signaux radio-électriques reçus sont transformés en signaux électriques puis mécaniques qui agissent sur les indicateurs à cadran du visualisateur, placé sous les yeux du télépilote. Dans le matériel qui sera décrit le même principe de transmission est appliqué aux deux chaînes.

La grandeur à transmettre : ordre ou mesure est transformée en variation de fréquence d'une sous-porteuse autour de sa valeur nominale, qui est ainsi modulée en fréquence. Il pourrait paraître nécessaire de disposer d'autant de sous-porteuses ou voies qu'il y a de natures d'ordres ou de mesures à transmettre. En fait nous verrons qu'il suffit que le nombre de voies soit égal à celui des grandeurs susceptibles d'être transmises simultanément. En effet, il est possible de transmettre en séquence sur une même voie huit ordres supplémentaires ou de changer en cours de vol l'affectation d'une voie.

L'ensemble des sous-porteuses après amplification convenable module en amplitude une onde porteuse.

Il s'agit donc d'une transmission du type FM/AM, conservant certains avantages de la modulation de fréquence, notamment la protection contre les signaux parasites en amplitude.

A la réception, l'onde porteuse est amplifiée puis démodulée en amplitude ce qui fait apparaître l'ensemble des sous porteuses mélangées. Celles-ci sont séparées par filtrage, amplifiées et limitées en amplitude. Puis elles traversent des discriminateurs de fréquence dont les tensions de sortie sont utilisées directement ou appliquées à des asservissements de position. Ceux-ci effectuent la transformation tension-déplacement.

En résumé, on peut obtenir au point de réception, un signal de sortie : tension ou déplacement, proportionnel à la grandeur mécanique d'entrée à l'émission, pour peu que les lois de conversion de la grandeur d'entrée et de la grandeur de sortie en fonction de la fréquence sous-porteuse soient identiques. Dans certains cas il existera une conversion supplémentaire; c'est ainsi que les mesures d'altitude et de vitesse mettent en jeu les extensions ou compressions de capsules métalliques souples. Ces déplacements mécaniques sont les grandeurs d'entrée de la télémessure, mais le télépilote doit lire au sol une altitude en mètres et une vitesse en km/h. Il y a donc lieu de connaître les courbes d'étalonnage des capsules en altitude et vitesse, en fonction de la fréquence sous-porteuse et de graduer en conséquence les cadrans des indicateurs de réception.

### 1.3. CARACTÉRISTIQUES DES SOUS-ORTEUSES

Six sous-porteuses ou voies de transmission sont

utilisées dans chacune des chaînes de télécommande et télémessure.

Leurs fréquences nominales sont :

40 kHz, 50 kHz, 65 kHz, 85 kHz, 110 et 185 kHz, l'excursion maximale autour de ces valeurs étant en principe  $\pm 2\%$ .

Leur échelonnement a été choisi de manière qu'un défaut de linéarité grave (distorsion non linéaire) survenant en cours d'exploitation sur un générateur de sous-porteuse ou sur certains circuits communs en émission ou en réception, apporte le minimum de perturbations sur le fonctionnement de l'ensemble des voies. Il est vérifiable que les harmoniques 2 et 3 des sous-porteuses inférieures et les principales combinaisons additives ou soustractives des différentes fréquences entre elles et de leurs harmoniques tombent en dehors des bandes utiles.

D'autre part les valeurs absolues de ces fréquences ont été choisies suffisamment élevées pour que les dimensions des bobinages en pots magnétiques et surtout des condensateurs variables à air utilisés dans les asservissements (décrits plus loin) soient compatibles avec les faibles encombrements et poids admissibles sur avion.

## 2. Description de l'équipement de télépilotage d'avions « Vampire » ou « Mistral »

### 2.1. GÉNÉRALITÉS

L'équipement qui va être décrit a été réalisé spécialement pour le télépilotage de monoréacteurs du type VAMPIRE ou MISTRAL. Notons que le problème posé au Constructeur était d'assurer le télépilotage

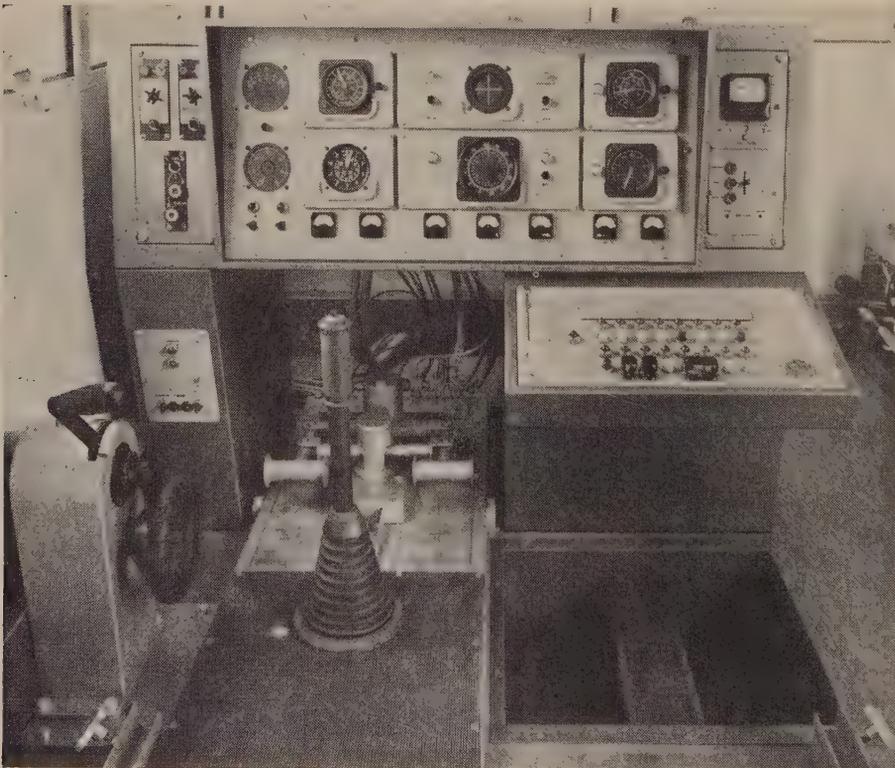


FIG. 2. — Tableau visualisateur des télémessures et poste de pilotage en télécommande, installés au sol.

d'un avion préexistant conçu pour le pilotage direct. Autrement dit, il a fallu modeler à la demande le matériel électronique avec le minimum d'intervention sur l'avion ; à l'inverse de la conception qui aurait consisté à construire un avion, en fonction des possibilités du télépilotage. Cet impératif a conduit à définir un matériel d'emploi très souple. On se rendra compte qu'au prix de modifications peu importantes portant essentiellement sur le domaine de variation des grandeurs à transmettre et par le jeu de combinaisons différentes d'éléments existants, l'adaptation à d'autres types d'avions ou plus généralement d'aérodynes est aisément réalisable.

## 2.2. PRINCIPES DE RÉALISATION

Les organes de l'équipement au sol, qui doivent être à la portée immédiate du télépilote sont groupés en un « Poste de Pilotage ». Les organes de commande principaux reproduisent ceux de l'avion : manche à deux degrés de liberté, palonnier, manette des gaz, réglage de TAB. Ils sont complétés par un clavier de boutons poussoirs sur lequel sont affichés, les ordres caractérisés par deux états : par exemple « train rentré » « train sorti ». Les indicateurs mus par la télémessure sont rassemblés en un « visualisateur » réplique agrandie d'un tableau de bord. Les circuits électroniques généraux d'émission de télécommande, de réception de télémessure et les circuits auxiliaires sont construits dans des tiroirs groupés dans des bâtis, hors la vue du télépilote.

Longueur : 5,2 m, largeur : 2 m, hauteur : 2,2 m (h = 1,85 m en position de transport).

Les figures 2 et 3 montrent l'organisation du poste de télépilotage et des bâtis électroniques.

A bord de l'avion les équipements de réception de télécommande, d'émission de télémessure, et d'alimentation sont disposés au mieux des emplacements disponibles tout en conservant un groupement par fonctions. On s'est attaché à réaliser des boîtiers facilement amovibles et des blocs enfichables permettant l'échange rapide d'un sous-ensemble.

## 2.3. EQUIPEMENT D'ÉMISSION DE TÉLÉCOMMANDE AU SOL

### Natures des ordres

Les ordres à transmettre sont de deux natures :

1° Des ordres à variation continue au nombre de quatre utilisant chacun une sous-porteuse. Ils concernent les évolutions en tangage, lacet, et roulis et la commande de vitesse du réacteur. L'excursion de fréquence des sous-porteuses est proportionnelle à l'intensité de l'ordre c'est-à-dire au déplacement angulaire de l'organe de commande : manche, palonnier, manette des gaz ; elle est comprise dans les limites de  $\pm 2\%$  des fréquences nominales.

2° Des ordres discontinus ou « tout ou rien » au nombre de 16 transmis sur 2 voies, à raison de 8

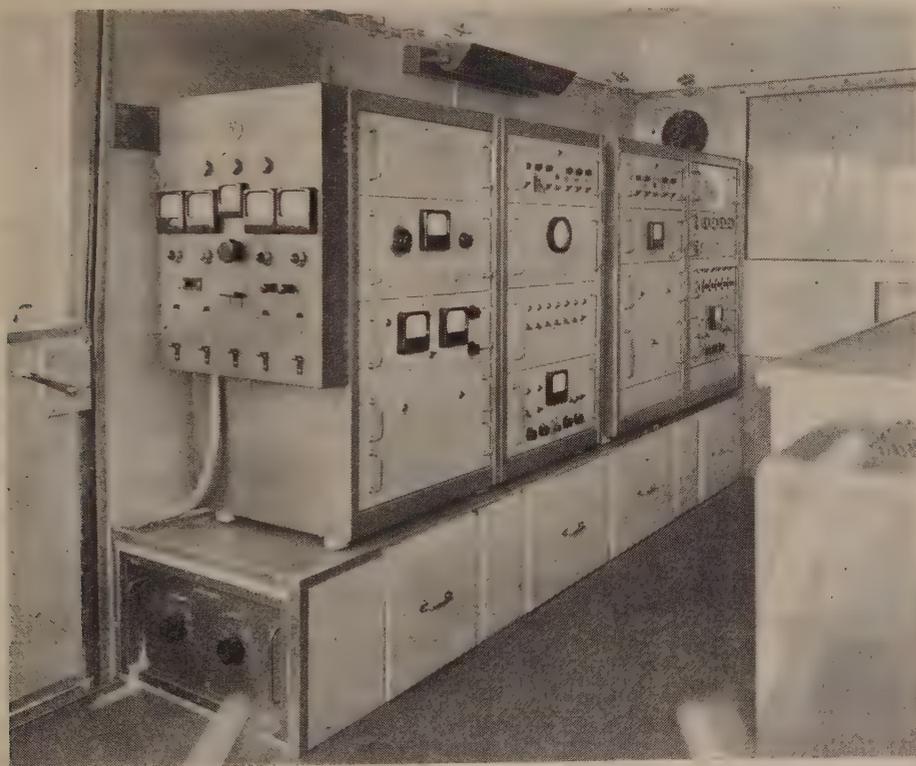


FIG. 3.— Bâtis groupant au sol l'émetteur de télécommande; le récepteur de télémessure, et les appareils de contrôle.

L'ensemble constitué par le poste de pilotage, les bâtis électroniques et les servitudes diverses est installé dans un container aérotransportable sur avion NORD 2 500. Les dimensions du container sont :

par voie. Ils commandent les organes de l'avion ne pouvant avoir que 2 positions. Chacun correspond à une valeur déterminée de la fréquence sous-porteuse qui varie ainsi par échelons dans les limites — 2 à + 2,7 % de la fréquence nominale.

Ces ordres sont affichés sur un clavier de boutons poussoirs. Il est conçu de sorte que sur chaque voie, à un instant donné il y ait toujours une fréquence transmise et une seule.

Le tableau suivant donne la répartition des ordres et des sous-porteuses :

Voie	Nature des ordres	Affectation
40 kHz	8 Ordres Discontinus	1 Aérofreins rentrés. 2 Train sorti. 3 Arrêt réacteur. 4 Neutre. 5 Train rentré. 6 Déclenchement du programme de secours. 7 Aérofreins sortis. 8 Mise en marche de l'émetteur VHF de trafic.
50 kHz	8 Ordres Discontinus	1 Commutation du capteur de vitesse Badin. 2 Commutation du Machmètre. 3 Commutation du capteur de cap 360° pour vol de croisière. 4 Commutation du capteur de cap $\pm 15^\circ$ pour décollage et atterrissage. 5 Volets rentrés. 6 Volets sortis. 7 Neutre. 8 Freins sur roues.
65 kHz	Continu	Ces commutations modifient la nature ou la sensibilité des mesures transmises par la télémesure de l'avion vers le sol.  Direction (lacet). Commande de vitesse du réacteur. Profondeur (tangage). Ailerons de gauchissement (Roulis).
85 kHz	Continu	
110 kHz	Continu	
185 kHz	Continu	

Nota. — Les ordres « neutres » permettent, dans certains cas d'exploitation, d'émettre une fréquence de garde ne correspondant à aucun ordre positif et d'annuler certains ordres.

### Élaboration des signaux transmissibles

#### 1) Ordres continus.

Les sous-porteuses des 4 ordres continus sont produites par des oscillateurs du type « Clapp » dont une des propriétés particulières est de permettre d'éloigner les éléments déterminants de la fréquence (L, C), des circuits d'entretien de l'oscillation, sans atteinte à la stabilité (fig. 4). D'autre part ce montage présente une stabilité propre excellente, pratiquement indépendante des capacités inter-

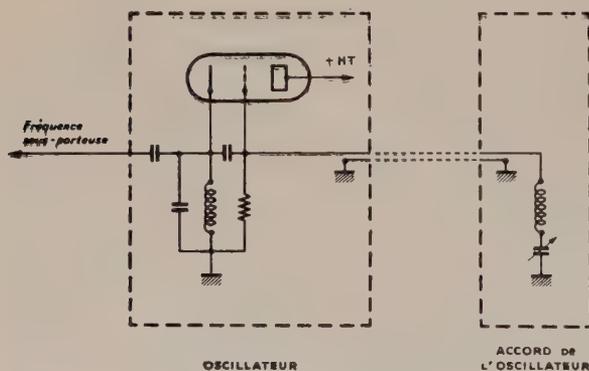


FIG. 4. — Oscillateur « Clapp ».

électrodes et entre électrodes et masse du tube électronique associé ; et le circuit de sortie de l'oscillation est à basse impédance.

Le circuit oscillant composé d'une inductance et d'une capacité en série est monté dans un boîtier appelé « détecteur d'angle » placé près de l'organe

de commande. Ce dernier est lié mécaniquement à un condensateur variable linéaire dont la variation utile est faible par rapport à la capacité totale d'accord.

Il en résulte une variation de fréquence pratiquement linéaire en fonction du débattement angulaire de l'organe de commande.

Chaque détecteur d'angle est connecté à un tube électronique d'entretien d'oscillation installé dans l'un des tiroirs du bâti général, par un câble coaxial de plusieurs mètres.

Les détecteurs d'angle contiennent, en outre :

a) des condensateurs fixes d'accord et des condensateurs ajustables nécessaires au calage fin de la fréquence sous-porteuse. Celui-ci se fait pour une position repère des organes de commande (palonnier au zéro, par exemple) ;

b) des potentiomètres de recopie liés mécaniquement aux condensateurs variables. Ils peuvent être employés à l'enregistrement des mouvements. Ceux des voies « profondeur » et « roulis » sont connectés à des quotientmètres à cadrans montés sur le tableau visualisateur. Le télépilote et le cotépilote peuvent ainsi contrôler l'amplitude des ordres, ou afficher systématiquement une certaine valeur d'ordre.

## 2) Ordres discontinus

Les 16 ordres discontinus sont figurés par 16 fréquences engendrées par autant d'oscillateurs à transistors pilotés par quartz. Les oscillateurs, les boutons poussoirs des commutateurs qui les mettent individuellement en service, et les circuits auxiliaires de contrôle et de couplage sont réunis dans un « coffret de manœuvre à claviers ». Celui-ci est placé à la droite du télépilote, et devant le cotélépilote, à la base du tableau visualisateur (fig. 2).

Les boutons poussoirs sont pourvus d'enclenchements mécaniques en position travail (position enfoncée). Mais les 8 boutons d'une même voie sont interverrouillés de sorte que seul le dernier bouton manœuvré peut rester enclenché.

La condition déjà citée, de l'émission à un instant donné d'une seule fréquence par voie est ainsi satisfaite.

Il semble, d'après cet exposé sommaire, que seuls 2 ordres discontinus — un sur chaque voie — puissent être utilisés sur l'avion à une époque donnée. En fait les ordres reçus à bord peuvent être gardés en mémoire par des relais autoalimentés, leur exécution est maintenue tant que des contre-ordres provoquant les coupures d'auto-alimentation ne sont pas intervenus. C'est ainsi qu'après décollage de l'avion, le télépilote donnera l'ordre « Train rentré ». En cours de vol, il pourra transmettre des ordres de manœuvre des aérofreins, de mise en marche de l'émetteur VHF, etc. l'ordre « Train rentré » restant constamment assuré. Préparant l'atterrissage il enfoncera le bouton « Train sorti ».

D'une manière générale, sur une même voie, à chaque ordre correspond un contre-ordre ou une neutralisation.

Afin de libérer le télépilote du souci de garder constamment en mémoire la nature des ordres précédemment transmis, le coffret de manœuvre porte en face de chaque bouton poussoir un feu de signalisation. L'allumage et l'extinction sont commandés par une combinaison de relais à auto-alimentation reproduisant le fonctionnement des circuits d'utilisation à bord de l'avion. Ainsi, en vol de croisière, sur le clavier de la voie 50 kHz, les feux suivants pourront être observés « Volets rentrés », « Commutation capteur de vitesse Badin », « Commutation du Capteur de Cap 360° », rappelant au télépilote les ordres précédemment transmis.

### Emission proprement dite

Les 4 sous-porteuses des ordres continus et les 2 sous-porteuses des ordres discontinus, sont dirigées vers des étages mélangeurs à travers des potentiomètres permettant le réglage voie par voie du taux de modulation à la valeur 15 %.

La sortie commune du mélangeur est connectée à l'amplificateur de modulation de puissance.

L'émetteur VHF proprement dit, piloté par quartz peut délivrer une puissance supérieure à 40 W sur une charge de 50  $\Omega$  à une fréquence comprise entre 70 et 80 MHz. Il est modulé en amplitude par l'anode.

L'antenne est du type quart d'onde vertical avec plan de référence connue sous le nom de « ground

plane », une cavité à sa base l'adapte à l'impédance de sortie de l'émetteur et du coaxial de liaison 50  $\Omega$ . On sait que son diagramme de rayonnement est un tore dont l'axe de symétrie passe par la tige rayonnante verticale, le rayonnement maximal étant légèrement relevé vers le haut. Il convient parfaitement à des conditions d'exploitation générales. Il est évident que certaines utilisations militaires justifieraient l'emploi d'un aérien directif.

Cette antenne est montée à l'extrémité d'un mât extensible à commande pneumatique fixé à l'un des angles du container. Sa hauteur déployée est 7,5 m.

Cette partie de l'équipement est d'une conception très classique. Toutefois un grand nombre de dispositions pratiques ont été prises pour que toutes les vérifications et réglages puissent se faire à l'intérieur de la station sans apport de matériel extérieur.

Notons en particulier, un modulomètre monitor, un oscilloscope de contrôle de la HF modulée, un générateur de sous-porteuse à fréquences pilotées par quartz et à fréquence variable, incorporés au bâti électronique de télécommande.

## 2.4. TÉLÉCOMMANDE AUXILIAIRE D'ATTERRISSAGE

Cet équipement complémentaire dit « télécommande de bout de piste » est destiné à faciliter l'atterrissage. Il est mis en œuvre par un opérateur auxiliaire.

Celui-ci, observant selon l'axe de la piste, se substitue au télépilote principal, dans la commande des évolutions de l'avion en direction.

Le poste « bout de piste » est essentiellement un générateur de sous-porteuse à fréquence variable autour de la fréquence nominale 40 kHz. La variation de fréquence est obtenue par déplacement d'un levier de gauche à droite et inversement à la manière d'un manche classique de pilotage, entraînant un condensateur variable. Ce poste équipé de transistors possède son alimentation interne autonome (batterie Voltabloc)

Le signal sous-porteuse est transmis à la station de télépilotage, soit directement par câble, soit par un ensemble émetteur-récepteur radio de bande passante convenable.

A la station de télépilotage un récepteur spécial amplifie le signal reçu à 40 kHz  $\pm \Delta f$  et le convertit par battement avec des oscillateurs à quartz soit en 65 kHz  $\pm \Delta f$  (voie lacet) soit en 185 kHz  $\pm \Delta f$  (voie roulis).

A l'aide d'un commutateur à trois positions, le télépilote peut, quand il le désire, substituer l'une des 2 sous-porteuses ainsi obtenues, à celle qui est normalement générée par le détecteur d'angle, lacet ou roulis, de son poste de pilotage. Les ordres lacet et roulis agissent tous les deux pour amener l'avion sur l'axe de la piste, mais suivant la vitesse et l'instant considéré, l'un ou l'autre est préférable, et c'est le télépilote qui en décide.

Le récepteur contient, en outre, un discriminateur accordé sur 40 kHz dont la tension de sortie est lue sur un microampèremètre à zéro médian. Le télépilote connaît ainsi la position du levier de commande

de l'opérateur auxiliaire et peut agir en conséquence.

Les manœuvres du télépilote et de l'opérateur auxiliaire sont entièrement indépendantes, mais l'exploitation des ordres émanant du « bout de piste » est sous la seule dépendance du télépilote principal qui choisit la nature de l'utilisation et l'instant du transfert.

L'équipement est complété par une liaison en interphone entre l'opérateur auxiliaire et le télépilote.

## 2.5. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DE L'ÉQUIPEMENT D'ÉMISSION DE TÉLÉCOMMANDE AU SOL

*Émetteur* : Fréquence porteuse dans la bande 70 à 80 MHz.

Pilotage par Quartz.

Puissance HF en service continu : 40 W

Modulation en amplitude au taux de 15% par sous-porteuse.

## 2.6. ÉQUIPEMENT DE RÉCEPTION DE TÉLÉCOMMANDE A BORD DE L'AVION

### Généralités

Cet équipement doit en partant du signal VHF modulé en amplitude restituer les ordres continus et discontinus et présenter chacun d'eux sur une sortie séparée, adaptée à l'organe commandé.

Il se compose essentiellement (fig. 5) :

— d'un aérien et d'un récepteur VHF à détection d'amplitude que nous décrirons rapidement ;

— de six asservissements dont 4 sont affectés aux voies d'ordres continus et 2 aux voies d'ordres discontinus : chacun prélève dans le signal complexe de sortie du récepteur VHF la fréquence sous-porteuse qui le concerne, effectue la discrimination de la modulation en fréquence et provoque la rotation d'un arbre de sortie dont l'utilisation dépend de la nature de l'ordre transmis.

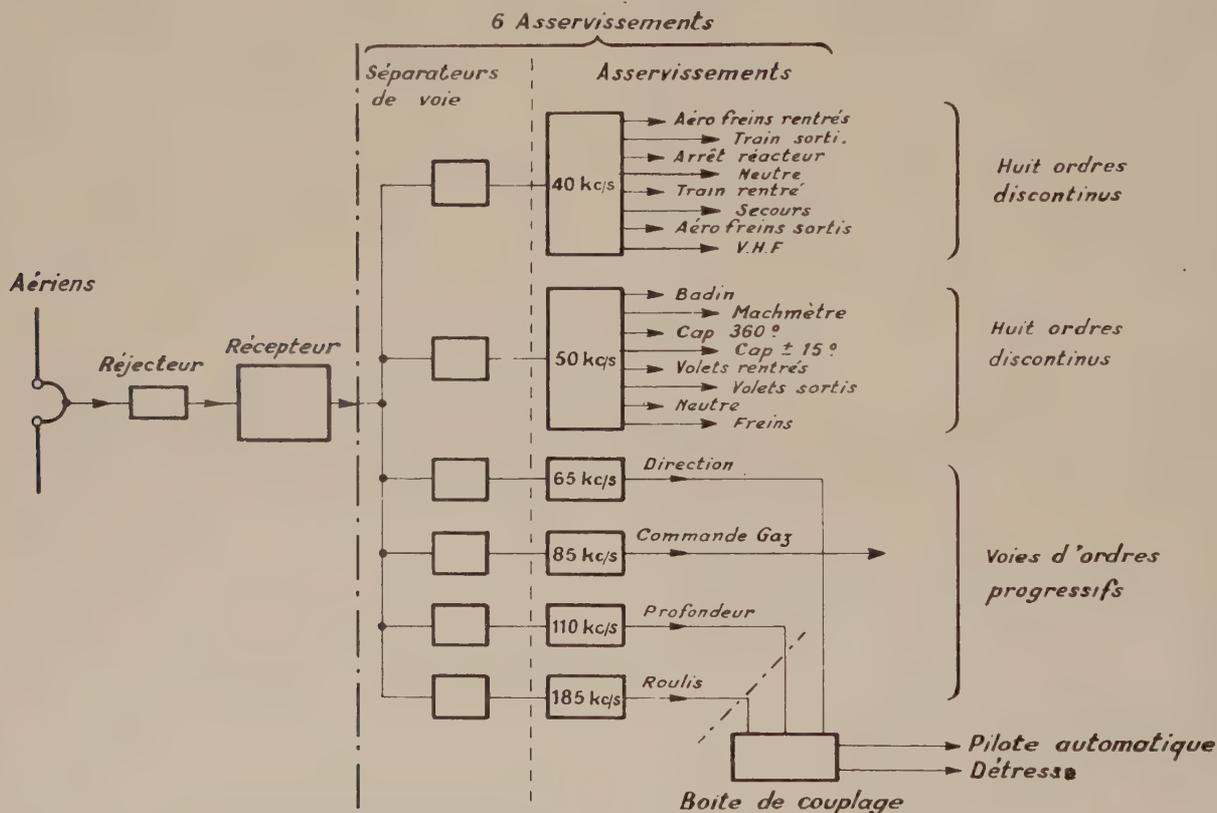


FIG. 5. — Diagramme de l'équipement de bord de télécommande (réception).

*Sous-porteuses* : Nombre 6.

Fréquences nominales : 40 kHz, 50 kHz, 65 kHz, 85 kHz, 110 kHz et 185 kHz. Transmission de 4 ordres continus par oscillateurs à fréquence variable sur les voies : 65 kHz, 85 kHz, 110 kHz, 185 kHz.

Excursion :  $\pm 2\%$  de  $F_0$ .

Transmission de 16 ordres discontinus sur les voies 40 kHz et 50 kHz, à raison de 8 ordres par voie et 1 fréquence fixe par ordre.

Excursion :  $-2\% + 2,7\%$  de  $F_0$ .

*Consommation* : Puissance absorbée : 650 VA sous 115 V, 50 Hz.

Nous nous étendrons plus longuement sur cette partie de l'équipement dont les principes sont communs à la réception télécommande et à la réception télémessure.

*Aérien* :

Le signal VHF est reçu par un aérien constitué par deux fouets dont chacun a une longueur théorique voisine de  $\lambda/4$ .

Ils sont montés par l'intermédiaire d'isolateurs sur l'intrados et l'extrados d'une aile de l'avion, en prolongement l'un de l'autre, et forment ainsi un dipôle à polarisation verticale.

Les bases des fouets sont connectées à l'âme d'un

câble coaxial de liaison au récepteur, à travers un adaptateur.

La concordance de phase entre les courants induits est établie en utilisant des câbles coaxiaux entre la base de chaque fouet et le point de raccordement au câble commun dont les longueurs diffèrent d'une longueur électrique  $\lambda/2$ .

### Récepteur VHF

C'est un récepteur à changement de fréquence dont l'oscillateur local est piloté par quartz. Un étage pentode précède le tube mélangeur, qui est suivi d'un amplificateur MF à trois étages accordé sur 27 MHz. La détection d'amplitude effectuée par une diode à vide fait apparaître le mélange des sous-porteuses modulées en fréquence. Il est transmis à basse impédance par un étage cathode-follower aux 6 entrées en parallèle des circuits d'asservissement (fig. 6).

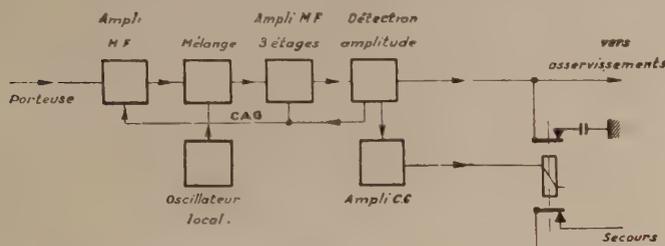


Fig. 6. — Diagramme fonctionnel du récepteur HF de télécommande.

Un circuit de « sécurité » utilisant la composante continue détectée, commande un relais de court-circuit des entrées des asservissements quand le signal devient passagèrement insuffisant pour un fonctionnement correct. Il peut aussi fermer un circuit « secours » qui déclenche l'exécution d'un programme préétabli si la baisse ou la disparition du signal est suffisamment longue pour être considérée comme définitive.

Les tubes utilisés sont du type subminiature série Sécurité.

Le récepteur est construit sous forme d'un bloc de dimensions réduites :  $170 \times 115 \times 98$  mm, et s'enfiche dans un boîtier général groupant aussi les blocs d'asservissement (fig. 7).

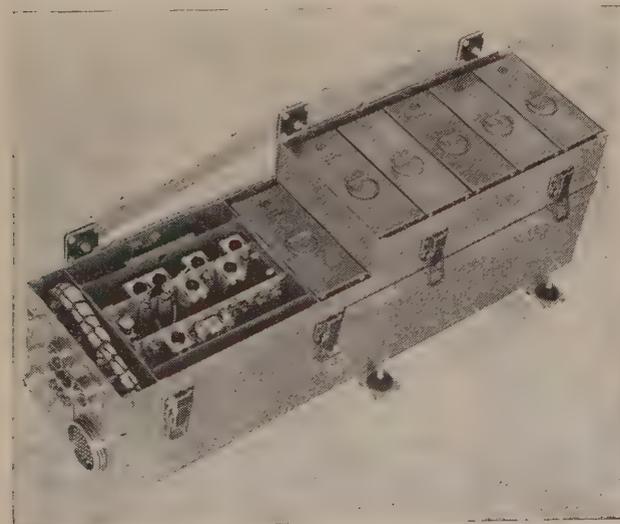


Fig. 7. — Ensemble de bord groupant le récepteur VHF, et les asservissements de télécommande (capots enlevés).

Asservissements (fig. 8).

Ce sont essentiellement des discriminateurs asservis. Le principe est le suivant :

Quand le discriminateur de fréquence reçoit une sous-porteuse dont la valeur s'écarte de sa fréquence

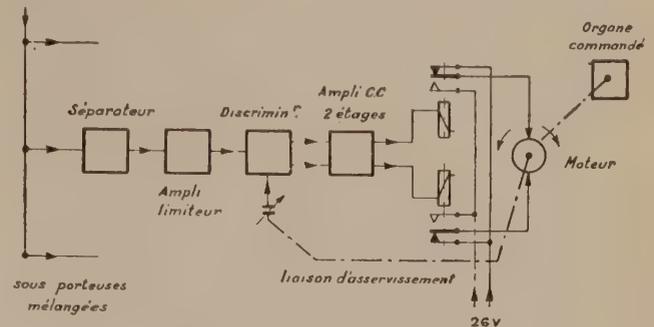


Fig. 8. — Diagramme fonctionnel d'un asservissement

d'accord, il délivre une tension continue définissant le sens et la grandeur de l'écart. Cette tension continue amplifiée provoque la rotation d'un moteur entraînant un condensateur variable de manière à réaccorder le discriminateur, sur la fréquence reçue, et à annuler la tension d'écart. La position de l'armature mobile du condensateur donne donc une mesure de la fréquence instantanée de la sous-porteuse et par conséquent de l'amplitude de l'ordre transmis. L'arbre de sortie peut être celui du condensateur, ou un autre qui lui est lié par un rapport fixe.

Pratiquement nous trouverons dans un asservissement les éléments suivants :

- un étage amplificateur-séparateur, prélevant dans le signal complexe la sous-porteuse désirée ;
- un étage limiteur d'amplitude et d'attaque du discriminateur ;
- un discriminateur de fréquence à déphasage et à 2 sorties symétriques ;
- un amplificateur à courant continu à 2 étages, double chaîne, chacune fonctionnant sur une des sorties du discriminateur ;
- 2 relais de commande du moteur, chacun terminant une chaîne d'amplification et imposant un sens de rotation ;
- le moteur d'asservissement entraînant le condensateur variable d'accord et l'organe commandé à travers des démultiplicateurs de rapports convenables.

Citons une particularité intéressante.

Dans ce servo-mécanisme essentiellement non linéaire on a utilisé une méthode de linéarisation par découpage.

Schématiquement elle consiste à appliquer une tension de contre-réaction à l'entrée de l'amplificateur à courant continu, sur un circuit à constante de temps, à la fermeture des contacts « travail » des relais. Il en résulte les propriétés principales suivantes :

a) Pour les grands écarts instantanés de fréquence, le servo-mécanisme fonctionne à la vitesse maximale (vitesse de saturation).

b) Quand les écarts de fréquence sont redevenus faibles, le servo-mécanisme continue sa course à vitesse de plus en plus réduite en se rapprochant de la position d'accord. Le moteur est alors alimenté par une suite d'impulsions dont la fréquence et la durée sont fonction de l'écart résiduel et des diverses constantes de temps mécaniques et électriques.

c) Il est aisé d'obtenir la stabilité de l'asservissement en conservant sa précision ( $< 1\%$  de la course), en agissant sur la constante de temps à l'entrée de l'amplificateur à courant continu et le taux de contre-réaction.

#### Adaptation des asservissements aux ordres continus

Sur les asservissements de Direction, Profondeur et Gauchissement, l'arbre de sortie entraîne les curseurs de deux potentiomètres. Les informations apparaissent ainsi sous forme de tensions proportionnelles à l'angle de rotation du condensateur variable et à la fréquence instantanée de la sous-porteuse.

En effet, le condensateur est linéaire de capacité, sa variation utile est faible par rapport à la capacité totale d'accord, et une capacité fixe en série avec le condensateur variable, amenuise encore l'erreur résiduelle de linéarité.

L'un des potentiomètres est disponible pour l'enregistrement, l'autre est connecté aux circuits du pilote automatique SFENA à travers une boîte de couplage. Celle-ci se compose pour chaque voie, de résistances qui en combinaison avec le potentiomètre asservi forment un pont, les bobines de commande du pilote automatique étant connectées dans la diagonale (fig. 9).

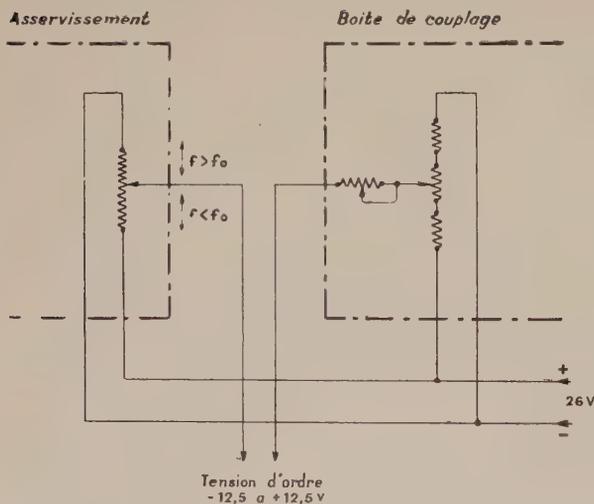


FIG. 9. — Schéma de principe de réglage d'une voie d'ordre continu.

On obtient ainsi la conversion de tensions variables de signe constant en tensions variables dans les 2 sens à partir d'un zéro de référence. Des résistances ajustables permettent le réglage sur chaque voie, des tensions maximales d'ordre appliquées au pilote automatique et de la tension d'ordre zéro pour une position prédéterminée de curseur du potentiomètre asservi.

Les asservissements sont construits en blocs enfilables de dimensions  $165 \times 140 \times 60$  mm, un par voie, groupant l'électronisme et le servo-mécanisme. Dans la réalisation décrite ils sont rassemblés dans un même boîtier comme le montre la figure 7.

Les tubes électroniques sont du type subminiature de la série Sécurité. Les circuits de redressement sont équipés de diodes au silicium.

Le moteur d'asservissement est à excitation par aimant permanent de puissance utile 4 W. Un carter étanche renferme les trains démultiplicateurs à rattrapage de jeu effectuant l'adaptation entre moteur, condensateur variable et arbre de commande des potentiomètres. Un limiteur de couple à friction et des butées évitent les détériorations en cas de déréglage important accidentel.

L'asservissement de commande des gaz, bien que conforme au principe général, diffère dans sa réalisation. Le servo-mécanisme doit en effet entraîner directement la timonnerie de la vanne d'admission. Le moteur et le condensateur variable sont rejetés hors du bloc d'asservissement et montés sur le boîtier de la manette de gaz de l'équipement normal de l'avion. Afin de conserver la possibilité de pilotage normal, et de reprise en main de la commande par un pilote à bord aux cours d'essais, un enclenchement mécanique permet d'embrayer ou débrayer à volonté le servo-mécanisme.

#### Adaptation des asservissements aux ordres discontinus

Dans ce cas l'organe commandé par l'asservissement est un commutateur unipolaire à 8 positions. Le rapport des courses du condensateur variable et du curseur et le calage relatif de ces organes sont tels qu'à chaque valeur de la sous-porteuse déterminée à l'émission par un oscillateur à quartz corresponde une des 8 positions du commutateur.

Du point de vue utilisation le rôle du commutateur est de distribuer une tension de commande à des relais d'exécution des ordres. En général ces relais combinés entre eux par des contacts d'auto-alimentation jouent le rôle de mémoires. Ils maintiennent l'exécution de l'ordre, tant que le contre ordre n'a pas été reçu.

Une sécurité constituée par un relais alimenté en parallèle avec le moteur d'asservissement interdit l'envoi de faux ordres sur les plots intermédiaires balayés par le curseur quand il se déplace d'une position à une autre de 2 à 6 par exemple. Tant que le moteur tourne, le relais est excité, il coupe l'alimentation du curseur et celle-ci n'est rétablie qu'à l'arrêt.

Citons encore une autre particularité intéressante améliorant considérablement la sécurité d'exploitation : le dispositif de recalage automatique.

Le recalage automatique a pour rôle d'éliminer les risques de mauvais positionnement du curseur sur les plots, par suite de dérives accidentelles de l'accord du discriminateur échappant à la correction thermique ajustée en fabrication. Il est obtenu de la manière suivante :

a) La course utile du condensateur variable est choisie très inférieure à la course où la linéarité de capacité est conservée, 124° pour 165°.

b) Le curseur est limité dans sa course par des butées correspondant aux positions 1 et 8 ; il est lié au mécanisme par un limiteur de couple à friction.

c) Si le curseur a atteint la butée de position 1 ou celle de position 8, en exécution d'un ordre, et si dans ces conditions le condensateur variable n'a pas entièrement rattrapé le désaccord du discriminateur, le moteur continue à entraîner le condensateur jusqu'à accord complet. Cela est possible grâce au limiteur de couple qui rompt momentanément la liaison avec le curseur. On a ainsi obtenu un nouveau calage du condensateur par rapport au curseur, neutralisant l'effet de la dérive.

d) Pratiquement il suffit pour effectuer le recalage automatique, d'émettre successivement les ordres 1 et 8 de la voie considérée. Cette opération est possible en cours d'exploitation si l'affectation des ordres 1 et 8 est telle qu'elle n'amène pas de perturbations au vol de l'avion. C'est ce qui a été effectivement réalisé dans l'équipement décrit.

La géométrie du système permet des recalages de  $\pm 15\%$  de la course totale, de part et d'autre du calage initial théorique ; ce qui correspond à une dérive de fréquence de  $\pm 15\%$  rapportée à l'excursion totale.

Les asservissements d'ordres discontinus sont construits sous forme de blocs enfichables de mêmes dimensions que ceux des ordres continus.

#### Alimentation

L'énergie est prélevée sur le réseau de bord 26 VCC. Les tubes électroniques convenablement groupés et les moteurs d'asservissement sont alimentés directement sous 26 VCC.

Les autres tensions sont obtenues au moyen de convertisseurs tournants.

Les convertisseurs nécessaires à la Télécommande et à la Télémessure et les circuits de sécurité et de filtrages sont assemblés dans un même boîtier « alimentation ».

Deux convertisseurs sont prévus pour la Télécommande, l'un étant en secours. Ce dernier entre en service automatiquement en cas de défaillance du premier. La Télémessure est alimentée par un seul convertisseur.

#### 2.7. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DE L'ÉQUIPEMENT DE RÉCEPTION DE TÉLÉCOMMANDE DE BORD

##### Poids

Récepteur VHF et Asservissements	= 19,2 kg
Boîte de couplage	= 1 kg
Alimentation	= 23 kg
(commune à la télécommande et à la télémessure)	
Total	= 43,2 kg

pour un volume de 49,8 dm<sup>3</sup>.

Consommation : télécommande seule :

8,5 A sous 26 V = 220 VA.

L'équipement peut tolérer des variations de tension de 22 à 27 V, sans altération du fonctionnement.

##### Récepteur VHF

Signal minimal à l'entrée (F.E.M. du générateur équivalent à l'antenne) compte tenu des bruits d'origines diverses : 20 microvolts.

Bande passante :  $2 \times 200$  kHz à 3 dB.

##### Portée

La portée utile de l'ensemble émission-réception, est supérieure à 100 km pour une altitude d'avion  $Z = 3\ 000$  m.

##### Asservissements

1° Ordres continus des voies Direction, Profondeur, Gauchissement :

Temps de parcours total : 0,8 s.

Seuil de sensibilité :  $< 1\%$  de la course.

2° Asservissement de commande des gaz :

Temps de parcours total : 10 s.

Seuil de sensibilité :  $< 1\%$  de la course.

Couple : 80 kg  $\times$  cm.

3° Ordres discontinus :

Temps de parcours total : 0,8 s.

Temps de parcours de plot à plot :  $< 0,15$  s.

Seuil de sensibilité :  $< 3\%$  de la course.

#### 2.8. ÉQUIPEMENT D'ÉMISSION DE TÉLÉMESSURE A BORD DE L'AVION (fig 10 et 11).

##### Nature des mesures

Les mesures à transmettre simultanément sont au nombre de 6 :

— l'altitude et la vitesse de l'avion ;

— le cap ;

— l'assiette longitudinale et l'assiette transversale de l'avion ;

— la vitesse de rotation du réacteur.

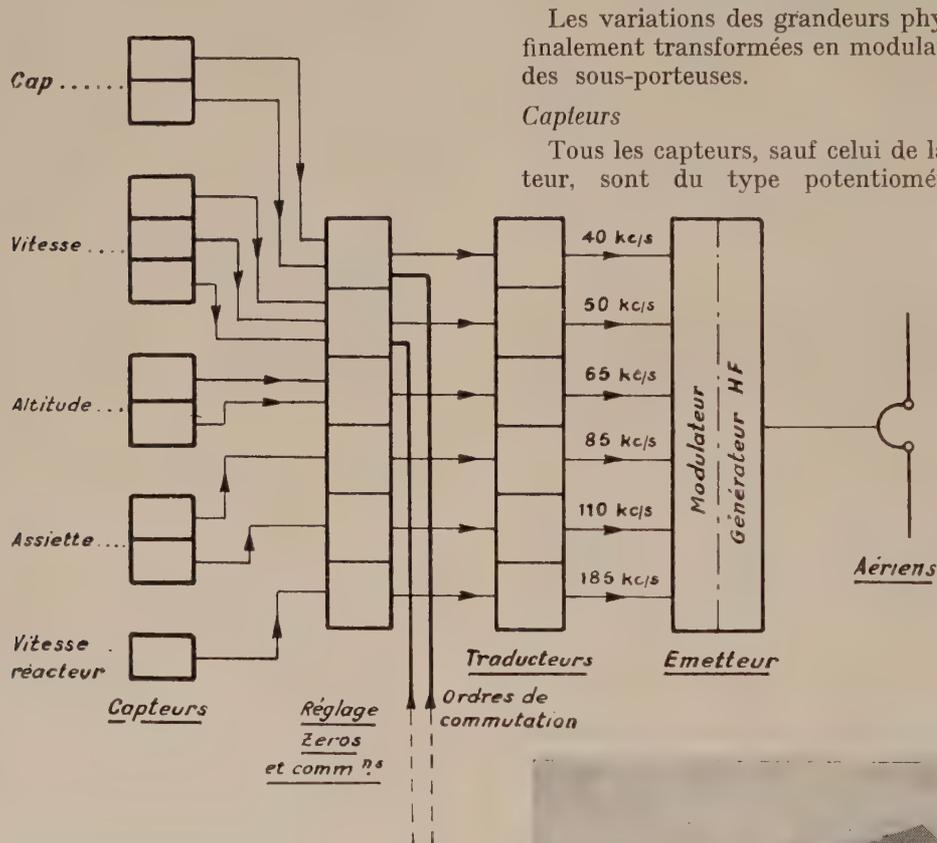
Deux étendues de mesure sont successivement utilisées pour l'altitude, la vitesse et le cap. De plus, la vitesse peut être mesurée par 2 procédés, soit à l'aide d'une capsule anémométrique couplée à un tube de Pitot (Vitesse Badin), soit à l'aide d'un Machmètre. Un certain nombre de commutations est donc nécessaire.

Les unes sont automatiques telles celles concernant l'altitude et la vitesse Badin. Elles sont déclenchées par les variations de la grandeur mesurée. Les autres sont télécommandées.

Le tableau suivant résume les caractéristiques des mesures et l'affectation des voies :

quence instantanée est dépendante linéairement de l'amplitude et du signe de la tension d'entrée.

Voie	Nature des Mesures	Etendue de Mesure	Commutation
40 kHz	Cap	0 - 360° ± 15°	Télécommandée
50 kHz	Vitesse Badin ou Vitesse par Machmètre	0 - 300 km/h 0 - 900 km/h 0,4 à 1 Mach	Automatique à 290 km/h Télécommandée
65 kHz	Altitude	0 - 1 700 m 0 - 12 000 m	Automatique à 1 600 m
85 kHz	Assiette transversale (Roulis)	Unités arbitraires	
110 kHz	Assiette longitudinale (Profondeur)	Unités arbitraires	
185 kHz	Vitesse de rotation du réacteur	0 - 12 000 tr/mn	



Les variations des grandeurs physiques sont donc finalement transformées en modulation de fréquence des sous-porteuses.

#### Capteurs

Tous les capteurs, sauf celui de la vitesse du réacteur, sont du type potentiométrique. L'organe

FIG. 10. — Diagramme fonctionnel de l'équipement de bord de télémessure (émission).

#### Elaboration des signaux transmissibles

L'élaboration des signaux transmissibles s'effectue en 2 temps. Les grandeurs physiques à mesurer sont d'abord converties par des capteurs en tensions électriques variables non directement transmissibles.

Ces tensions représentant les mesures sont ensuite appliquées aux entrées des traducteurs. Ceux-ci sont des oscillateurs de sous-porteuses dont la fré-

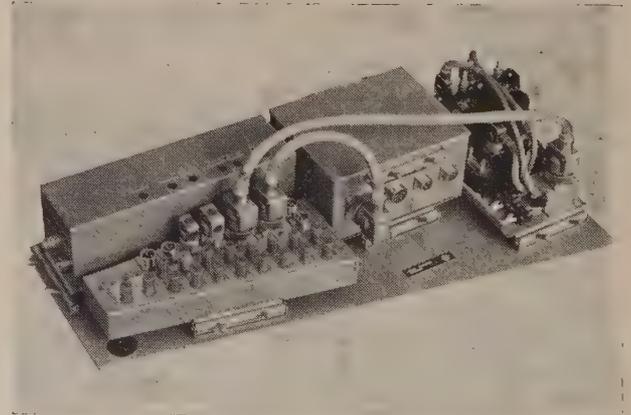


FIG. 11. — Ensemble d'émission de télémessure à bord d'avion.

mécanique sensible de ces appareils entraîne le curseur léger (cil) d'un potentiomètre alimenté par une tension continue constante.

La tension prélevée entre le curseur et une extrémité de la résistance est conduite à l'entrée du traducteur de tension à travers une boîte de réglage.

D'une manière générale les organes mécaniques de mesure sont semblables à ceux normalement utilisés dans les appareils de bord. Les étendues de mesure des capsules d'altitude et de vitesse Badin ont été adaptées aux conditions d'emploi. Des capsules de commutation automatique ont été ajoutées. Elles interviennent pour une valeur prédéterminée de la mesure par fermeture ou ouverture d'un contact en série avec l'enroulement d'un relais.

Le même compas est utilisé pour les 2 sensibilités de mesure de cap. Il est équipé de 2 potentiomètres, dont les curseurs sont solidaires électriquement et mécaniquement. L'enroulement résistant de l'un s'étend sur 360°, celui de l'autre sur 30° seulement.

Une commutation télécommandée permet d'alimenter par une même tension, l'un ou l'autre.

La position angulaire du corps du potentiomètre 30°, par rapport à l'équipage mobile indiquant le cap et aux curseurs qui lui sont liés, peut être réglée de manière que le milieu de la course coïncide avec le cap autour duquel on désire étaler la mesure (cap de la piste d'atterrissage).

Le capteur de vitesse du réacteur est un alternateur tachymétrique de bord dont la fréquence varie entre 10 et 50 Hz dans la plage utile de mesure. Cette tension est appliquée au traducteur à travers un filtre corrigeant les variations de niveau, modulant ainsi en fréquence la sous-porteuse.

#### Traducteurs

Les traducteurs, au nombre de 6, un par voie, sont des oscillateurs du type ECO associés à des modulateurs de fréquence. Le glissement de la fréquence en fonction de la tension de mesure est obtenu par variation de réactance commandé par un modulateur à diodes. Ce type d'appareil permet d'isoler les 2 bornes de mesure de la masse.

Ils fournissent une excursion de fréquence de  $\pm 2\%$  pour une tension de commande variant de  $-1\text{ V}$  à  $+1\text{ V}$ , l'impédance d'entrée étant 50 k $\Omega$ .

La tension de sortie à la fréquence sous-porteuse est prélevée sur un étage cathode-follower et dirigée sur une entrée de modulation de l'émetteur VHF.

Ces traducteurs équipés de tubes subminiatures, sont construits sous forme de blocs enfichables, dont les parois sont en tôle perforée afin de faciliter l'égalisation de température. Ils sont groupés dans un boîtier de dimensions 225 x 170 x 115 mm.

#### Boîte de réglage et de commutation

Elle assure les liaisons et les adaptations nécessaires entre les capteurs et les traducteurs.

Les capteurs potentiométriques délivrent des tensions variables toujours de même signe, tandis

que pour couvrir l'excursion de fréquence nominale les traducteurs doivent recevoir une tension de commande variable entre  $-1\text{ V}$  et  $+1\text{ V}$ . La transformation est faite par des résistances et un potentiomètre qui en combinaison avec le potentiomètre du capteur forment un pont, le traducteur étant connecté dans la diagonale. L'ensemble est bien entendu alimenté en tension stabilisée. Des résistances réglables permettent d'une part d'ajuster la tension de sortie aux limites  $-1\text{ V}$  à  $+1\text{ V}$  pour l'étendue de mesure du capteur, et d'autre part de faire coïncider le zéro de cette tension de sortie avec une valeur prédéterminée de la grandeur à mesurer. Il y a autant de réseaux de transformation que de capteurs à potentiomètres.

Nous trouvons en outre dans cette boîte les relais de commutation automatique ou télécommandée des capteurs qui doivent être successivement couplés à un même traducteur. Les transferts de contact s'effectuent à la sortie des réseaux de transformation.

#### Emission proprement dite

Le processus d'émission de Télémessure est le même que celui d'émission de télécommande. Les six sous-porteuses émanant des traducteurs de tension, sont appliquées à un mélangeur, suivi d'un amplificateur de puissance, modulant en amplitude un émetteur VHF, piloté par quartz. Tous ces circuits sont rassemblés dans un même coffret de dimensions 324 x 115 x 95 mm. Des potentiomètres servent au réglage du taux de modulation de chaque voie à la valeur 15 %.

L'émetteur délivre une puissance VHF de 8 W sur une charge de 50  $\Omega$ , la fréquence porteuse étant comprise entre 88 et 92 MHz.

L'aérien et son circuit de couplage à l'émetteur sont identiques à ceux décrits pour la Réception de télécommande, aux dimensions près.

#### 2.9. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DE L'ÉQUIPEMENT D'ÉMISSION DE TÉLÉMESURE DE BORD

##### Poids :

Emetteur VHF et Modulateur	= 3,9 kg
Platine équipée des capteurs spéciaux	= 3,6 kg
Boîtier des traducteurs	= 5,5 kg
Boîte de réglage et de commutation	= 3 kg
	= 16,00 kg

pour un volume d'environ 20 dm<sup>3</sup>

Consommation : 8 A sous 26 V = 208 VA.

L'équipement peut tolérer des variations de tension de 22 V à 27 V sans altération de fonctionnement.

Les tensions autres que celles de chauffage sont fournies par le bloc d'alimentation commun déjà cité à propos de la réception de télécommande.

Emetteur : Fréquence porteuse dans la bande 88 à 92 MHz.

Pilotage par quartz.

Puissance HF : 8 W.

Modulation en amplitude : au taux de 15 % par sous-porteuse.

Sous-porteuses : Nombre 6.

Fréquences nominales : 40 kHz, 50 kHz, 65 kHz, 85 kHz, 110 kHz, 185 kHz.

Traducteurs de tension

Tension d'entrée (mesure) : — 1 V à + 1 V.

Impédance d'entrée : 50 kΩ.

Tension de sortie (sous porteuse) : 1,2 V.

Excursion de fréquence :  $\pm 2\%$   $F_0$  pour une tension d'entrée variant de — 1 à + 1 V.

Erreur de linéarité : inférieure à 2 % de l'étendue de mesure.

## 2.10 EQUIPEMENT DE RÉCEPTION DE TÉLÉMESURE AU SOL

### Généralités

Le traitement du signal VHF de Télémessure, de la réception par l'antenne jusqu'à l'extraction des informations est le même que dans le cas de la réception de télécommande à bord (fig. 12.)

### Réception VHF. Séparation des sous-porteuses

Le signal VHF induit dans une antenne « ground-plane », identique aux dimensions près à celles d'émission de télécommande est appliqué à un récepteur à changement de fréquence. Celui-ci, dont l'oscillateur local est piloté par quartz, délivre sur un étage de sortie cathode-follower, le mélange des six sous-porteuses, résultant de la détection d'amplitude.

Le signal complexe est appliqué aux entrées en parallèle de six sélecteurs de voie. Chacun d'eux, outre la fonction de filtrage, assure la limitation à niveau constant de la sous-porteuse, sa remise en forme et sa sortie à basse impédance. Les six sous-porteuses séparées sont alors transmises par câbles coaxiaux au tableau visualisateur.

Le récepteur VHF et l'ensemble des 6 sélecteurs de voies sont construits en tiroirs enfichables, montés dans l'un des bâtis généraux. Le tiroir des sélecteurs de voies se décompose en six blocs eux-mêmes enfichables, un par voie. Chaque bloc porte sur la face avant un microampèremètre de contrôle du niveau de sortie.

### Tableau visualisateur

Il est formé de l'assemblage de 7 indicateurs (fig. 2). Six d'entre eux concernent les mesures de : cap,

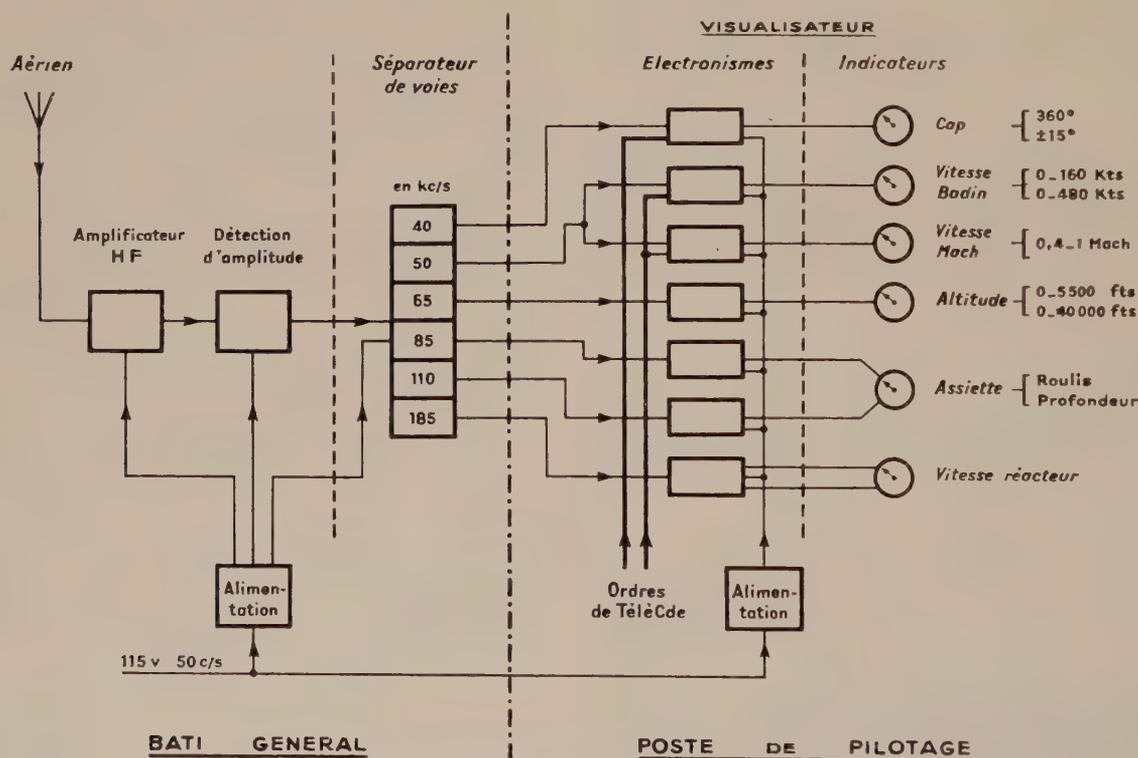


FIG. 12. — Diagramme de l'équipement au sol de télémessure.

L'équipement présente toutefois des différences de réalisation importantes. En effet, il s'agit d'un matériel au sol, dont l'encombrement et le poids ne sont pas limités a priori, et d'autre part, les informations doivent être exploitables par observation directe du télépilote, sur un tableau « visualisateur ».

La description de l'équipement, rapide pour les éléments fonctionnels déjà connus, portera principalement sur le visualisateur,

vitesse Badin, altitude, assiette transversale, assiette longitudinale et vitesse du réacteur, et correspondent aux six voies de transmission. Le septième affiche la vitesse mesurée par le machmètre. Il fonctionne sur la même sous-porteuse que l'indicateur de vitesse Badin. L'un ou l'autre est mis en service, par des relais, en même temps qu'est transmis en télécommande, vers l'avion, l'ordre de commutation Badin-Machmètre ou inversement.

Deux types d'indicateurs sont utilisés, l'un à discriminateur asservi en fréquence, l'autre à discriminateur à accord fixe.

Le tableau suivant indique pour chaque mesure le type d'indicateur et d'appareil de lecture utilisé.

Voie	Nature des Mesures	Type d'indicateur	Appareil de lecture
40 kHz	Cap	Asservi	Aiguille asservie sur double graduation.
50 kHz	Vitesse Badin	Asservi	Aiguille asservie sur double graduation.
	ou Vitesse par Machmètre	Asservi	Aiguille asservie sur graduation simple.
65 kHz	Altitude	Asservi	Aiguille asservie sur graduation double.
85 kHz	Assiette Transversale.	Non Asservi } Non Asservi }	Galvanomètre double à aiguilles croisées
110 kHz	Assiette Longitudinale.		
185 kHz	Vitesse du Réacteur.	Non Asservi	Appareil SMITHS à champ tournant.

*Indicateurs asservis*

Ils fonctionnent sur le même principe que les Asservissements de télécommande. A chaque instant un servomoteur accorde le discriminateur sur la fréquence sous-porteuse reçue en entraînant un condensateur variable et l'aiguille de lecture (fig. 13).

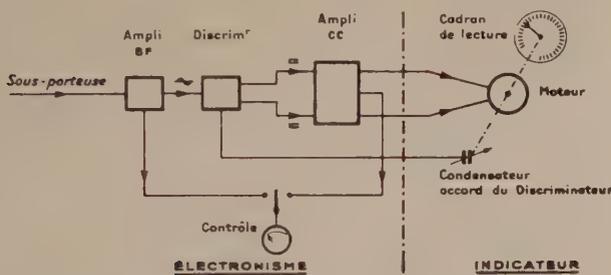


Fig. 13. — Diagramme d'un visualisateur asservi.

L'asservissement est du type linéaire. Les sorties symétriques du discriminateur attaquent à travers un réseau correcteur d'avance de phase les grilles de 2 tubes 6J6, les grilles et anodes de chacun étant connectées en parallèle. Les anodes des 2 tubes sont alimentées en haute tension à travers des résistances égales, et le moteur — un Microtax Brion-Leroux — est connecté d'anodes à anodes. Un potentiomètre permet d'ajuster l'équilibrage des tensions d'anodes pour une tension nulle aux sorties du discriminateur.

Pratiquement, l'étage amplificateur d'entrée, le discriminateur, les tubes de sortie, le servo-mécanisme et l'appareil de lecture sont groupés en un tiroir enfichable dans la structure de tôlerie du visualisateur. La partie servo-mécanisme comprenant le moteur, le condensateur variable, l'aiguille, le cadran et les engrenages de liaison est elle-même montée par enfichage dans le tiroir. Il en résulte de grandes facilités d'entretien ou d'échange en cours d'exploitation.

La face avant porte un bouton de recalage de l'ac-

cord du discriminateur (correction du zéro).

Des feux de signalisation sont ajoutés sur les tiroirs affectés à des mesures faisant l'objet de commutations télécommandées. Ils indiquent au Télépilote la graduation qui doit être lue (Cap 360° ou Cap

± 15° etc.) ou l'indicateur en service (vitesse Badin ou Vitesse Machmètre). Ces feux sont sous la dépendance des boutons poussoirs, déclenchant sur le coffret à claviers les commutations télécommandées.

*Indicateurs non asservis*

Dans le cas des indicateurs d'assiette (horizon artificiel) deux discriminateurs à accord fixe l'un sur la voie 85 kHz, l'autre sur la voie 110 kHz sont groupés dans un même tiroir. Leurs circuits de sortie alimentent les cadres d'un galvanomètre double à aiguilles croisées d'un type couramment utilisé à bord d'avions. Des potentiomètres accessibles extérieurement permettent les corrections de zéro.

L'indicateur de vitesse de rotation du réacteur se compose d'un discriminateur à accord fixe. La tension alternative apparaissant à ses bornes de sortie et dont la fréquence n'est autre que celle de l'alternateur tachymétrique au même instant, à bord de l'avion, est appliquée à un amplificateur de puissance. Celui-ci se compose de 2 canaux en parallèle dont l'un contient un réseau déphaseur de 90°. Les secondaires des transformateurs de sortie sont couplés de manière à alimenter en diphasé un indicateur SMITHS dont la lecture est alors la même que s'il était installé à bord.

Ces indicateurs sont aussi construits en tiroirs enfichables.

*Matériel annexe*

Un générateur de sous-porteuses à fréquences pilotées par quartz et à fréquence variable, d'un type plus complet que celui affecté à la télécommande est incorporé au bâti général de réception télémessure. Il permet le contrôle et l'étalonnage de tout l'équipement de réception et de visualisation de télémessure à partir de la sortie du récepteur VHF.

Citons seulement pour mémoire les châssis d'alimentation dont certains sont montés dans les bâtis généraux et d'autres dans le meuble supportant le visualisateur.

## 2.11. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DE L'ÉQUIPEMENT DE RÉCEPTION DE TÉLÉMESURE AU SOL

### Récepteur VHF

Signal minimal à l'entrée (F.E.M. du générateur équivalent à l'antenne) compte tenu des bruits d'origine diverse : 5 microvolts.

Bande passante :  $2 \times 200$  kHz à 3 dB.

### Portée

La portée utile de l'ensemble émission-réception est supérieure à 100 km pour une altitude d'avion  $Z = 3\ 000$  m.

### Visualisateur

1° Indicateurs asservis :

Temps de parcours total :  $< 2$  s.

Seuil de sensibilité :  $< 0,5$  % de la course.

2° Indicateurs d'assiette :

Temps de parcours total :  $< 3$  s.

Seuil de sensibilité :  $< 1$  % de la course.

3° Indicateur de vitesse du réacteur :

La transmission n'apporte aucune altération de la mesure, par principe. La précision est celle de l'indicateur SMITHS.

### Consommation

Puissance absorbée 800 VA sous 115 V 50 Hz.

## 3. Conclusions

### Esquisse de développements nouveaux

Comme nous l'avons indiqué au début de cet article, les équipements de télépilotage des avions VAMPIRE et MISTRAL ont été décrits comme illustration des principes.

Dans cette application, les informations reçues de l'avion et des systèmes de localisation sont interprétées par le télépilote. Il en déduit les ordres à donner à l'avion, compte tenu du plan de vol.

Il est concevable que les ordres soient élaborés par un calculateur électronique remplaçant le télépilote. En vol normal, l'aérodrome serait ainsi radio-guidé ; le télépilotage humain restant sans doute nécessaire au décollage et à l'atterrissage.

Des combinaisons mixtes ont déjà été essayées avec un certain succès dans l'étude des problèmes d'interception. Elles associent l'opérateur humain aux calculateurs électroniques tant dans l'intercepteur (qui porte un pilote), qu'au sol. L'un ou l'autre des opérateurs humains peut alors resaisir le pouvoir de décision dans certains cas de vol.

Du point de vue technologique, il est bien évident que les équipements de bord pourront être encore

allégés par l'emploi de transistors dans un grand nombre de circuits, le gain se faisant surtout sentir sur les organes d'alimentation. Cette même solution s'imposera quand il sera nécessaire d'installer le poste complet de télépilotage à bord d'avion.

Notons qu'elle a déjà été partiellement mise en œuvre dans des « télécommandes sur avion d'accompagnement ». Cet équipement composé seulement d'un système d'émission de télécommande est entièrement transistorisé sauf l'émetteur VHF. Il est montré à bord d'un avion VAMPIRE ou MISTRAL piloté de mains d'homme. Le pilote de cet avion d'accompagnement télépilote à vue un second avion volant à distance relativement faible.

Il est permis de penser que les radio-télécommandes et les radio-télémesures, éléments fonctionnels du télépilotage ou d'opérations analogues, sont encore au début de leur diffusion industrielle en dépit de l'emploi familier de ces termes dans le langage du grand public.

### Bref historique

Des télécommandes à nombre de voies réduit ont été expérimentées dès 1948, sous l'impulsion du Service Technique Aéronautique, sur des engins planants, largués d'avion, un équipement d'émission étant placé à bord de l'avion lanceur, un autre au sol. Elles ont été, ensuite, complétées par des télémesures à 2 voies puis 6 voies.

Les études d'un véritable télépilotage avec simulation complète d'un poste de pilotage, ont été commencées en mai 1954 à la demande, et avec l'active collaboration du Centre d'Essais en Vol de Brétigny. Elles ont été développées par les Etablissements Jean TURCK à Cachan. Fin mars 1956 un premier ensemble adapté aux avions VAMPIRE, était livré. Au début de septembre de la même année, la réception définitive était prononcée après 7 vols corrects de 30 minutes exécutés en 3 jours sans intervention sur le matériel.

Un certain nombre d'équipements de bord ont été construits, en première version. Ils ont permis la mise au point des procédures d'utilisation et la formation de techniciens.

A partir de 1957, dans le cadre de la Société Anonyme de Télécommunications, des études d'industrialisation ont été entreprises. Elles ont conduit à définir un matériel reproductible en fabrication de série, bénéficiant, en outre, des progrès les plus récemment acquis dans le domaine des télémesures. Plusieurs stations au sol et plusieurs dizaines d'équipements de bord ont déjà été livrées à l'Armée de l'Air, et sont exploitées par du personnel militaire sans intervention du constructeur.

Il convient d'indiquer ici, que la réalisation et les études correspondantes du matériel de télépilotage des avions VAMPIRE, tant au stade prototype que dans la définition de série, sont dues à Messieurs Fernand FONTAINE et Pierre LAMELOT, Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications.

# ÉTUDES EXPÉRIMENTALES DES LENTILLES ET RÉFLECTEURS DIÉLECTRIQUES SPHÉRIQUES

PAR

B. CHIRON et F. HOLVOET-VERMAUT

*Ingénieurs au Laboratoire de Recherches  
Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*

## 1. Introduction

Lorsque l'on veut réaliser en hyperfréquence des antennes du type cornet très directives et telles que la forme des ondes à la sortie s'écarte peu de celle d'un plan, on est conduit à utiliser soit des dispositifs allongés très encombrants, soit des dispositifs plus courts à l'ouverture desquels sont placées des lentilles correctrices de phase. Les lentilles le plus souvent utilisées sont des lentilles métalliques ou plus récemment des lentilles diélectriques sphériques. Lorsque ces lentilles diélectriques sont partiellement recouvertes d'un réflecteur métallique, elles jouent le rôle d'un répondeur radar passif. Placées sur un engin ou une cible quelconque, elles augmentent considérablement la surface équivalente de ceux-ci. L'objet de cet article concerne l'étude expérimentale de tels lentilles et réflecteurs diélectriques.

Nous envisagerons spécialement ici les lentilles étudiées théoriquement d'abord par R.K. LUNEBURG [1] puis par G. TORALDO DI FRANCIA [2] et P.M. PRACHE [3].

Nous examinerons cependant rapidement dans un dernier chapitre la lentille de Eaton-Lippmann aux propriétés particulièrement intéressantes.

## 2. Rappels théoriques

La lentille diélectrique de Luneburg idéale est schématisée sur la figure 1. Une source ponctuelle

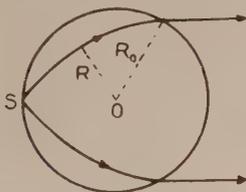


FIG. 1. — Marche des rayons dans une lentille de Luneburg.

S placée sur la surface de la sphère fournit à la sortie un faisceau de rayons parallèles à condition

que la loi de permittivité  $\epsilon$  en fonction de  $a = R/R_0$  soit de la forme parabolique  $\epsilon = 2 - a^2$  (fig. 2).  $R$  est la distance d'un point de la sphère à son centre.  $R_0$  est le rayon de la sphère. Cette loi signifie que la permittivité du diélectrique doit varier de 2 au centre à 1 à la surface. Les trajectoires des rayons à l'intérieur de la sphère sont des arcs d'ellipse de centre O.

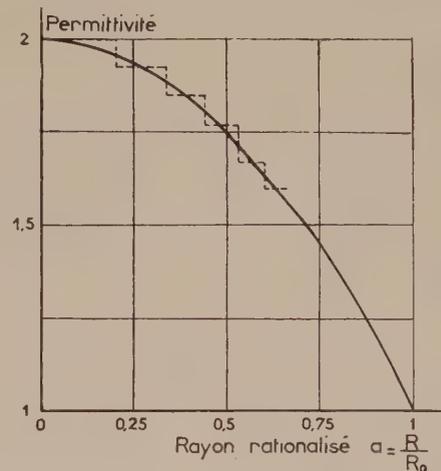


FIG. 2. — Variation théorique de la permittivité en fonction du rayon.

## 3. Réalisation des lentilles et réflecteurs diélectriques

Pratiquement, il n'a pas encore été possible de fabriquer des diélectriques à variation continue de permittivité. Cependant, une lentille de Luneburg peut être réalisée avec une bonne approximation en utilisant un certain nombre de couches concentriques emboîtées les unes dans les autres et dont les permittivités s'échelonnent entre 1 et 2 (fig. 3).

### 3.1. DÉTERMINATION DE LA DIMENSION ET DE LA PERMITTIVITÉ DES COUCHES

Théoriquement, le plus grand nombre de couches possible paraît nécessaire ; en fait, on voit d'après la



FIG. 3. — Lentille de Luneburg désassemblée.

figure 2 que la variation de la permittivité en fonction de  $a$  est très lente au centre de la lentille ; cela indique que les épaisseurs des couches peuvent être plus élevées au centre que vers l'extérieur de la lentille.

Une façon simple de déterminer les épaisseurs et les permittivités des couches peut consister à découper la courbe  $\epsilon = f(a)$  de la figure 2 en  $n$  tranches de telle façon que la courbe théorique rencontre chacune des tranches en son milieu, dans les 2 sens vertical et horizontal. Dans ces conditions, il suffit de choisir les dimensions et la permittivité de la première ou de la dernière couche pour pouvoir obtenir toutes les autres. Une étude menée de cette façon conduit approximativement à choisir les permittivités en progression arithmétique et les épaisseurs des couches en progression géométrique. Cependant, les valeurs obtenues ne sont encore qu'approximatives et les dimensions des couches et les valeurs des permittivités exactes à choisir ne sont trouvées qu'expérimentalement en tenant compte des facteurs suivants :

### 3.1.1. Excitation de la lentille

Dans la plupart des applications microondes des lentilles de Luneburg, la source d'excitation de la lentille ne se situe pas sur la surface même de la lentille. Par exemple, le centre de phase des cornets rectangulaires (plan E ou H) se trouve à l'intérieur du cornet ; dans ce cas, la loi théorique de Luneburg doit être modifiée. En particulier, les permittivités correspondantes pour une défocalisation vers l'extérieur de la lentille sont plus faibles que pour une focalisation juste sur la surface de la lentille.

### 3.1.2. Précision sur la permittivité des couches

La permittivité des couches peut être réalisée avec une précision de  $\pm 0,03$  pour des permittivités

comprises entre 1,5 et 2 et de  $\pm 0,02$  pour des permittivités comprises entre 1 et 1,5. Il est donc illusoire de vouloir réaliser des couches avec des permittivités trop rapprochées.

### 3.1.3. Réflexion et phénomène de cavités.

Si les épaisseurs des couches sont trop grandes par exemple  $> \lambda/4 \sqrt{\epsilon}$ , des ondes stationnaires prennent naissance à l'intérieur de la lentille, une réflexion importante est enregistrée et certaines couches peuvent même se comporter comme de véritables cavités résonnantes créant ainsi une absorption supplémentaire de la lentille.

## 3.2. RÉALISATION DES COUCHES DIÉLECTRIQUES

### 3.2.1. Etude théorique

Le diélectrique constituant les couches peut être obtenu soit :

— par du polystyrol gonflé pour des permittivités comprises entre 1 et 1,4 ;

— par du polyéthylène gonflé pour des permittivités comprises entre 1,4 et 1,8 ;

— par du polyéthylène chargé d'oxyde de titane pour des permittivités supérieures.

Pratiquement, les mélanges chargés ne sont pas indispensables, mais ils permettent de réduire le poids de la lentille. La théorie des plastiques gonflés et chargés a été précédemment faite par P.M. PRACHE [4]. On peut déduire de cette théorie la valeur de la permittivité recherchée en fonction de la permittivité et de la densité des différents constituants du mélange.

On trouve facilement que :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 (1 + 2\delta) + 2 \epsilon_1^2 (1 - \delta)}{3 \epsilon_1 + (1 - \delta) (\epsilon_2 - \epsilon_1)}$$

avec

$$\delta = \frac{d_m - d_1}{d_2 - d_1}$$

$\epsilon_e$  = permittivité du diélectrique recherché ;

$\epsilon_1$  = permittivité du plastique non gonflé ou non chargé ;

$\epsilon_2$  = permittivité du plastique constituant la charge ;

$\delta$  = facteur de remplissage, c'est-à-dire la fraction du volume total occupé par l'air dans le cas d'un plastique gonflé ou la fraction du volume total occupé par l'oxyde dans le cas d'un plastique chargé massif ;

$d_m$  = densité du plastique gonflé ou chargé ;

$d_1$  = densité du plastique non gonflé ou non chargé ;

$d_2$  = densité du plastique constituant la charge.

Dans le cas le plus simple des plastiques gonflés,

$$\epsilon_2 = 1 ; \quad d_2 = 0.$$

On se donne  $\epsilon_e$  ; on connaît  $\epsilon_1$  et  $d_1$  ; on en déduit

donc le facteur de remplissage  $\delta$  et la densité à produire  $d_m$ . La figure 4 donne en exemple la courbe  $\epsilon_e = f(d_m)$  dans le cas du polystyrol gonflé.

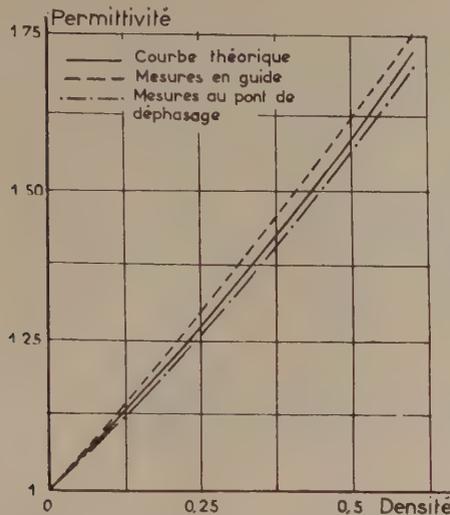


FIG. 4. — Permittivité du polystyrol gonflé en fonction de la densité.

Dans le cas des plastiques chargés, on se donne  $\epsilon_e$ ; on connaît  $\epsilon_1, \epsilon_2, d_1, d_2$ ; on en déduit donc également le facteur de remplissage et la densité à obtenir. A titre d'exemple, si on recherche une permittivité de 4 avec du polystyrol chargé d'oxyde de titane, la densité totale du mélange à obtenir est 1,69 et le facteur de remplissage 0,197, ce qui donne pour un poids total de 1 000 g : 503 g de polystyrène et 497 g de  $TiO_2$ .

3.2.2. Méthodes de fabrication des couches en plastiques gonflés

La matière de base est constituée par des grains de polystyrol ou de polyéthylène de forme quelconque à l'intérieur desquels a été introduit un agent gonflant. La dilatation des grains commence lorsque ceux-ci sont chauffés à une température avoisinant 80 degrés. Pour une dilatation totale, la température nécessaire est supérieure à 100 degrés. Dans le cas de la fabrication des couches parfois de faible épaisseur (3 mm) et de grand diamètre (300 mm), de nombreux problèmes annexes sont à résoudre.

Pour obtenir une permittivité donnée dans chaque cas particulier, la dimension des grains, leur disposition dans le moule, la durée de chauffage, la température de chauffage, le nombre de prémoussages, etc., sont tous des paramètres importants qui ne sont bien définis qu'après de nombreuses expériences.

Notons aussi que les couches en polyéthylène gonflant ne sont pas fabriquées en une seule fois. On fabrique d'abord une préforme diélectrique par injection dans une boudineuse et c'est cette pièce diélectrique qui est introduite dans le moule destiné à faire la couche et est ensuite gonflée.

3.3. MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES MATÉRIAUX ET COUCHES DIÉLECTRIQUES

Les couches diélectriques une fois réalisées, il est nécessaire de mesurer la permittivité de la couche,

la perte introduite et de vérifier l'homogénéité de la couche.

3.3.1. Première méthode

Une méthode rigoureuse consiste par exemple à découper dans la couche à étudier un petit échantillon parallélépipédique et à insérer cet échantillon dans un élément de guide d'onde de manière à le remplir. On mesure ensuite rapidement par des méthodes d'ondes stationnaires l'impédance d'entrée  $z$  de cet élément de guide terminé en court-circuit.

Des équations classiques de transmission, on déduit, si le diélectrique a de faibles pertes (ce qui est presque toujours le cas) :

$$z = \frac{j 2 \pi l \operatorname{tg} x}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad x = \frac{2 \pi l}{\lambda} \sqrt{\epsilon - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$$

$\lambda, \lambda_g, \lambda_c$  sont les longueurs d'onde du générateur, de phase dans le guide et de coupure ;

$l$  est la longueur de l'échantillon ;

$\epsilon$  est la permittivité ;

$z$  étant mesuré,  $x$ , d'où  $\epsilon$ , se déduit immédiatement des tables de  $\operatorname{tg} x/x$ .

La figure 4 donne également la variation de  $\epsilon$  mesurée par cette méthode en fonction de la densité.

Comme les échantillons ainsi prélevés sont trop petits, il n'est pas possible de déterminer avec précision par une méthode de transmission ou de réflexion la perte des diélectriques.

Nous avons généralement mesuré la perte de nos diélectriques en comparant le coefficient de surtension d'une cavité successivement vide et emplie de diélectrique. Par cette méthode, on mesure aussi directement la permittivité. La tangente de perte des diélectriques en fonction de la densité est donnée sur la figure 5.

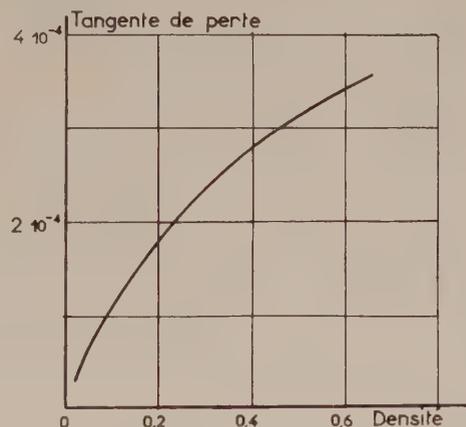


FIG. 5. — Tangente de perte du polystyrol gonflé en fonction de la densité.

3.3.2. Deuxième méthode

Si la méthode précédente est très précise, elle a par contre le gros désavantage d'être destructive. Afin de pouvoir mesurer directement la couche sans la détériorer, nous avons utilisé le montage

montré sur la figure 6 et schématisé sur la figure 7.

Le principe de la méthode est connu, l'énergie venant du générateur est partagée en deux parties

montage de telle sorte que l'on puisse mesurer la permittivité de la couche en n'importe quel endroit de celle-ci. Les mesures sont faites à 35 000 MHz

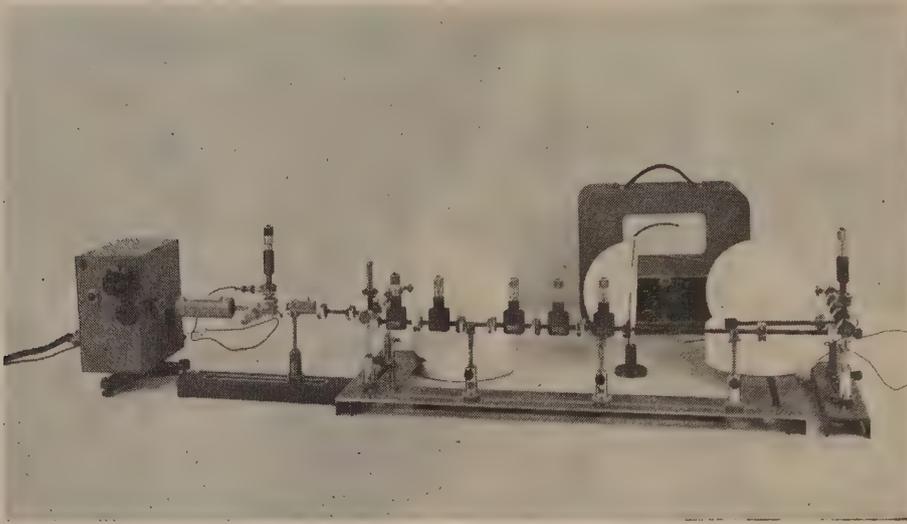


FIG. 6. — Photographie de l'appareillage de mesure des propriétés électriques des couches.

égales par un T magique. Une des énergies s'écoule dans une voie comprenant un atténuateur et un déphaseur étalonnés ; l'autre partie s'écoule d'abord dans un guide, est rayonnée par un cornet et est reprise un peu plus loin par un autre cornet. Nous avons parfois remplacé les cornets par des lentilles de Luneburg pour avoir une meilleure concentration du faisceau.

de façon à avoir un pinceau d'énergie le plus fin possible. La figure 4 donne également la valeur de  $\epsilon$  mesurée par cette méthode. Il y a un écart d'environ 3 % entre les mesures faites en guide et les mesures faites au pont.

#### 3.4. RADOMES DE PROTECTION

Pour protéger la lentille lorsque celle-ci est terminée, il est nécessaire de la recouvrir d'un revêtement plastique ou radome. Les radomes que nous avons utilisés se présentent sous la forme de deux calottes hémisphériques de 0,8 mm d'épaisseur environ et qui sont raccordées entre elles par un ruban de plastique. Le radome se comporte en quelque sorte

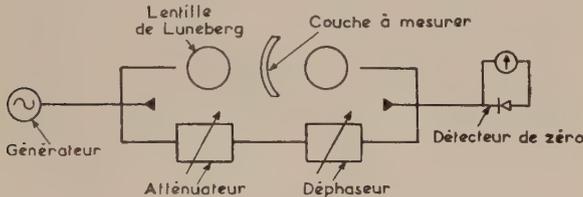


FIG. 7. — Schéma de principe de mesure des couches.

La couche à mesurer est placée sur le trajet de l'onde rayonnée dont la phase et l'atténuation varient en fonction de la permittivité et de la perte de la couche. Les deux ondes se retrouvent à la sortie d'un deuxième T magique dans un détecteur. Si ces deux ondes ont les mêmes phases et les mêmes affaiblissements, on trouve un minimum d'énergie dans le détecteur. L'équilibre du pont ainsi constitué est effectué avec et sans couche. La variation de phase  $\varphi$  en radians du déphaseur entre les deux mesures est directement liée à la permittivité  $\epsilon$  par la formule :

$$\epsilon = \left(1 + \frac{\varphi \lambda}{2 \pi e}\right)^2 ;$$

$e$  est l'épaisseur de la couche,

$\lambda$  est la longueur d'onde.

L'affaiblissement de la couche est directement donné par l'atténuateur ; en fait, l'affaiblissement par couche est toujours négligeable.

Pratiquement, la couche est disposée sur un



FIG. 8. — Réflecteur de Luneburg avec système de fixation.

comme une dernière couche de la lentille dont on doit tenir compte. Le plastique utilisé pour les radomes a d'abord été du polystyrol, et du polyester ensuite. Le polystyrol a l'avantage d'avoir une perte négligeable, mais est relativement fragile. Le radome en polyester est très résistant mécaniquement, mais présente une perte de 0,1 à 0,2 dB.

Les lentilles munies de leur radome résistent parfaitement bien à de durs essais technologiques. En particulier, les lentilles subissent sans déformation des pressions de 3 kg/cm<sup>2</sup> ou des dépressions de 50 g/cm<sup>2</sup>. Leur étanchéité est encore très bonne après un séjour prolongé sous 2 mètres d'eau. Les lentilles peuvent aussi être munies d'un système de fixation. Un exemple est montré sur la figure 8.

**4. Résultats expérimentaux sur les lentilles diélectriques**

**4.1. MESURE DU GAIN**

Celui-ci a été mesuré dans une large bande de fréquences par les méthodes classiques. Les résultats pour deux lentilles de 25,4 cm et 17,8 cm de diamètre, prélevées dans une fabrication de série, sont donnés sur la figure 9. Les courbes théoriques

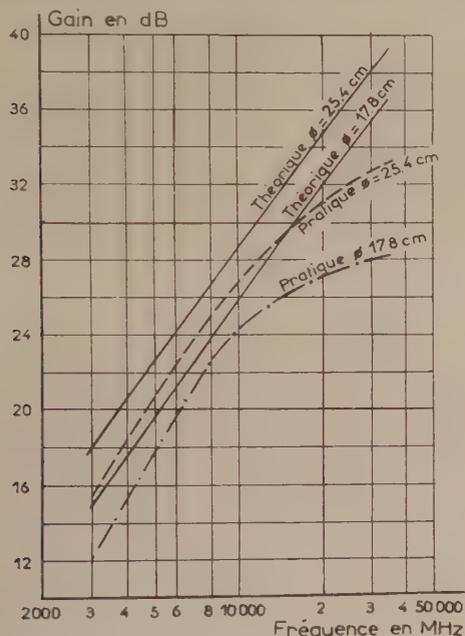


FIG. 9. — Variation du gain de lentilles de Luneburg en fonction de la fréquence.

tracées sur cette figure ont été calculées par la formule :

$$g = \frac{4 \pi A}{\lambda^2}$$

*g* est le gain,  $\lambda$  la longueur d'onde et *A* le « maître-couple » de la lentille, c'est-à-dire la surface d'un grand cercle.

On voit, d'après la figure, que, dans une bande de 6 000 à 10 000 MHz, l'écart entre les courbes

théoriques et expérimentales est faible et dans tous les cas inférieur à 1,5 dB.

Aux fréquences inférieures, l'écart se creuse, mais les dimensions du guide d'excitation ne sont plus négligeables devant la dimension de la lentille et les lobes secondaires doivent être plus importants tandis que la directivité devient moins bonne.

Aux fréquences supérieures dans le domaine des ondes millimétriques, l'écart est très important. Cela est dû en particulier à l'absorption de la lentille qui croît quand la longueur d'onde diminue (l'absorption croît en gros comme 1/λ), mais aussi aux phénomènes de cavités et réflexions parasites qui existent probablement à la longueur d'onde de 8,6 mm.

**4.2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DES LENTILLES DANS LA BANDE X**

L'illumination de la lentille a été effectuée directement par un guide standard RG 52/U, la lentille étant placée de façon à rayonner le maximum d'énergie, c'est-à-dire à 1 mm environ du bord du guide.

La figure 10 donne les diagrammes de rayonnement dans les plans H et E à 9 880 MHz pour deux lentilles de 25,4 cm et 17,8 cm de diamètre. Les largeurs du

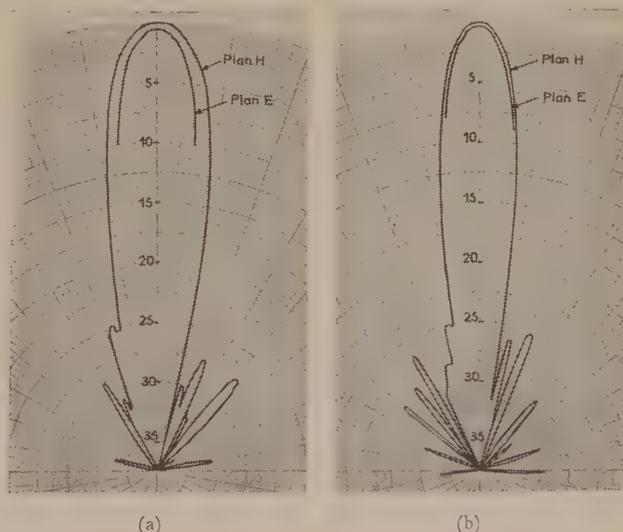


FIG. 10. — Diagramme de rayonnement de lentilles de Luneburg.

- a) lentille de 17,8 cm de diamètre.
- b) lentille de 25,4 cm de diamètre.

lobe à demi-puissance dans les plans H et E pour la lentille de 17,8 cm sont de 11,6 degrés et 8 degrés. Les largeurs du lobe pour la lentille de 25,4 cm sont de 8 degrés et 7 degrés.

Le gain des lentilles peut aussi être calculé à partir de la formule  $g = 30\,000 / \theta_1 \theta_2$  [5] où  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont les ouvertures du lobe à demi-puissance dans les plans H et E.

Dans notre cas, on obtient pour la lentille de 17,8 cm un gain de 25,1 dB et pour la lentille de 25,4 cm un gain de 27,3 dB. Les valeurs de gain sont très comparables à celles trouvées au paragraphe précédent.

On constate aussi sur la figure 10 que les lobes

secondaires pour les deux lentilles sont assez nombreux, mais ils sont quand même assez bas puisque leur amplitude est toujours à 25 dB en dessous du lobe principal.

#### 4.3. MESURE DU FRONT DE PHASE

Cette mesure a été effectuée suivant les procédés classiques [6] en déplaçant une petite antenne devant une lentille dans un plan AB comme il est montré sur la figure 11, la distance de AB à la len-

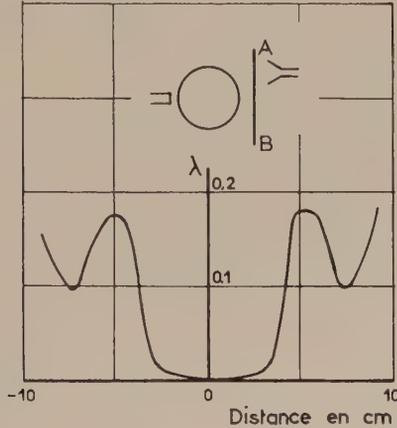


FIG. 11. — Front de phase d'une lentille de Luneburg.

tille étant de l'ordre de 50 mm. La variation de phase de l'onde à l'avant d'une lentille de Luneburg de 17,8 cm, mesurée à 9 400 MHz, est donnée sur la figure 11. La variation maximale est de 0,2  $\lambda$ .

#### 5. Résultats expérimentaux sur les réflecteurs diélectriques

Un réflecteur diélectrique de Luneburg est constitué essentiellement par une lentille diélectrique au foyer de laquelle a été placée une surface métallique sphérique. Dans ces conditions, la lentille réfléchit toute l'énergie vers la source d'émission. On dit que le réflecteur est monostatique si toute l'énergie est renvoyée dans l'axe qui joint la source au centre du réflecteur. Si on désire que le réflecteur réfléchisse l'énergie suivant une loi déterminée à l'intérieur d'un cône d'ouverture finie, on dit que le réflecteur est bistatique.

Dans les réflecteurs diélectriques L.T.T., la surface métallique est constituée par une couche métallisée à l'argent sur l'intérieur du radome de protection. La métallisation forme une calotte sphérique de  $\pm 70^\circ$  d'angle au centre.

La surface équivalente de réflexion  $\Sigma$  est donnée par la formule :

$$\Sigma = gA = \frac{4\pi^3 R^4}{\lambda^2}$$

où  $R$  est le rayon de la sphère.

A titre d'application numérique de cette formule,

un réflecteur diélectrique de 2 mètres de diamètre a une surface équivalente de réflexion de 14 hectares à 10 000 MHz ! (alors que le satellite américain ECHO I de 30 mètres de diamètre n'a une surface équivalente que de 710 m<sup>2</sup>).

#### 5.1. MESURE DE LA SURFACE ÉQUIVALENTE D'ÉCHO DES RÉFLECTEURS DE LUNEBURG

##### 5.1.1. Première méthode : utilisation de 2 cornets

Le principe de la mesure est montré sur la figure 12.

On dispose :

1° d'un cornet émetteur de gain  $g$  rayonnant une puissance  $P_0$  ;

2° d'un cornet récepteur de gain  $g$  recevant une puissance réfléchi  $P_r$  ;

3° d'un réflecteur de Luneburg situé à une distance  $R$  des 2 cornets.

La surface équivalente d'écho  $\Sigma$  pour un angle de bistatisme  $\theta$  entre la direction du rayon incident et du rayon réfléchi est donnée par la formule [6]

$$(1) \quad P_r = P_0 \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} g^2 \Sigma$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde.

Si maintenant on remplace le réflecteur par le cornet récepteur, la puissance reçue  $P'_r$  par le récepteur à la même distance  $R$  est :

$$(2) \quad P'_r = P_0 \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} g^2$$

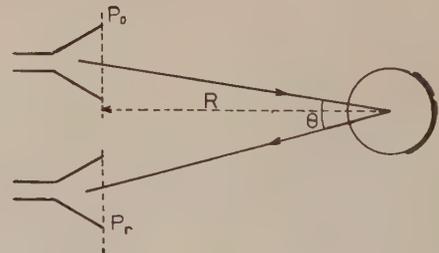


FIG. 12. — Schéma de principe de la mesure de la surface équivalente.

En divisant (1) et (2), on a

$$\Sigma = \frac{P_r}{P'_r} 4\pi R^2$$

On voit que, dans cette formule, le gain des cornets n'intervient pas. Cette première méthode de mesure a été exclusivement utilisée pour la mesure des réflecteurs bistatiques.

##### 5.1.2. Deuxième méthode : utilisation d'un circulateur à ferrite.

Dans le cas des réflecteurs monostatiques, la plus grande partie de l'énergie est réfléchi dans l'axe et

il est important de connaître  $\Sigma$  pour un angle  $\theta$  nul. Suivant la première méthode,  $\theta$  ne peut jamais être nul, mais seulement très petit ; encore est-il nécessaire d'éloigner au maximum le réflecteur des cornets et on peut être gêné par le manque de puissance à l'émission. Le plus simple pour mesurer  $\Sigma$  dans l'axe est d'utiliser un circulateur à ferrite, les formules précédentes restant valables.

Le schéma de principe du dispositif expérimental complet utilisé est donné sur la figure 13.

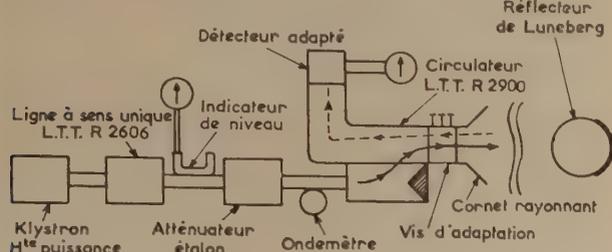


FIG. 13. — Montage expérimental de mesure de surface équivalente.

La partie essentielle de l'appareillage est le circulateur. Le découplage de celui-ci entre l'émetteur et le détecteur est supérieur à 60 dB. Les trajets de l'énergie se propageant dans le circulateur dans les deux sens de transmission sont indiqués par une ligne en trait plein et une ligne en traits pointillés.

La distance entre le réflecteur et le cornet émetteur est choisie de façon que le réflecteur se trouve dans la région d'ondes parfaitement planes. On sait [5] que cette région se situe à une distance minimale  $R_1$  du cornet donnée par la formule empirique

$$R_1 = \frac{(d_1 + d_2)^2}{\lambda}$$

où  $d_1$  et  $d_2$  sont les ouvertures maximales des systèmes émetteur et récepteur. Par exemple, dans le cas de la mesure des réflecteurs de 25,4 cm de diamètre, la distance  $R_1$  choisie a toujours été supérieure à 7 mètres.

Comme il est indiqué dans la première méthode, on effectue deux mesures de façon à connaître  $P_r$  et  $P'_r$ .

Dans une première mesure, on note le niveau d'énergie réfléchi par le réflecteur et reçue dans le détecteur adapté associé au circulateur. Dans une deuxième mesure, on remplace le réflecteur par un deuxième cornet de même gain que celui du cornet émetteur et suivi du détecteur adapté, la voie correspondante du circulateur étant alors terminée sur une charge adaptée. Le niveau lu cette fois dans le détecteur est très élevé ; il est ramené à la première valeur par l'atténuateur étalon. La variation de l'affaiblissement de l'atténuateur donne directement le rapport  $P_r$  et  $P'_r$  (il faut cependant tenir compte de la perte d'insertion du circulateur qui est de 0,5 dB). La mesure est extrêmement délicate car il existe toujours dans le détecteur un petit signal parasite dû aux réflexions, au découplage imparfait du circulateur, etc. Pour éliminer ce bruit de fond, on doit déplacer

le réflecteur de façon que l'énergie reçue par le détecteur soit la résultante de deux énergies qui sont ou en phase ou en opposition de phase. Un calcul simple permet ensuite de déterminer la véritable valeur du signal réfléchi.

### 5.1.3. Troisième méthode prévue

Les deux méthodes précédentes font apparaître deux sources d'erreur.

1° Comme nous l'avons indiqué plus haut, il existe toujours un bruit de fond fixe qui se superpose au signal utile réfléchi et qu'il faut éliminer.

2° La mesure s'effectue en deux temps avec déplacement d'une pièce hyperfréquence délicate comme un détecteur qui peut se dérégler ou dont le cristal lui-même peut changer de sensibilité.

Pour s'affranchir de la première source d'erreur, on peut faire vibrer le réflecteur ; le réflecteur se déplaçant longitudinalement de part et d'autre d'un plan fixe, le signal reçu dans le détecteur est un signal modulé en phase qui se différencie du signal parasite non modulé. Une difficulté vient du système mécanique de vibration qui doit être très important pour pouvoir déplacer assez rapidement un poids de plusieurs kilogrammes sur une distance de l'ordre de 1 cm.

Il apparaît plus simple d'utiliser le montage montré sur la figure 14.

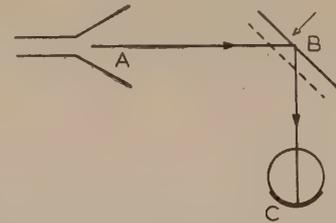


FIG. 14. — Système de modulation de phase de l'énergie réfléchie.

Au lieu de faire vibrer le réflecteur, on déplace mécaniquement une plaque métallique inclinée à 45 degrés par rapport à la direction de l'onde incidente. Le trajet ABC varie et nous avons également une onde modulée en phase. La plaque peut être très légère et le dispositif mécanique de fixation se trouve ainsi très simplifié.

Pour s'affranchir de la deuxième source d'erreur, on peut faire un étalonnage préalable de l'appareillage en utilisant un réflecteur étalon dont on connaît bien théoriquement la surface équivalente et qui n'est pas trop sensible à la direction du rayon incident. Le réflecteur idéal est la sphère métallique, mais sa surface équivalente est très faible.

Nous avons en ce moment en cours d'étude une troisième méthode de mesure de surface équivalente laquelle, tenant compte des idées qui précèdent, serait plus sûre et plus rapide.

## 5.2 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

La surface équivalente de divers réflecteurs de Luneberg a été mesurée par l'une et l'autre des deux

premières méthodes de mesures décrites précédemment. La figure 15 donne la variation de la surface équivalente pour deux réflecteurs de diamètres 25,4 cm et 17,8 cm en fonction de l'angle entre le rayon incident et le rayon réfléchi.

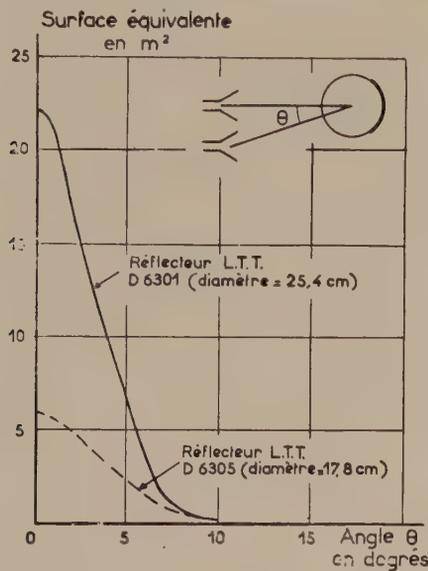


FIG. 15. — Surface équivalente de réflecteurs de Luneburg. Fréq. en Hz 9 000 MHz

Bien que les réflecteurs mesurés soient considérés comme monostatiques, on constate que leur surface équivalente est loin d'être nulle en dehors de l'axe ; en fait, elle ne devient négligeable que pour des angles de bistatisme de 10 degrés environ.

5.3 ÉTUDE DES RÉFLECTEURS BISTATIQUES.

Les réflecteurs bistatiques, nous l'avons vu, réfléchissent l'énergie à l'intérieur d'un cône d'ouverture finie autour de la direction incidente. Il est

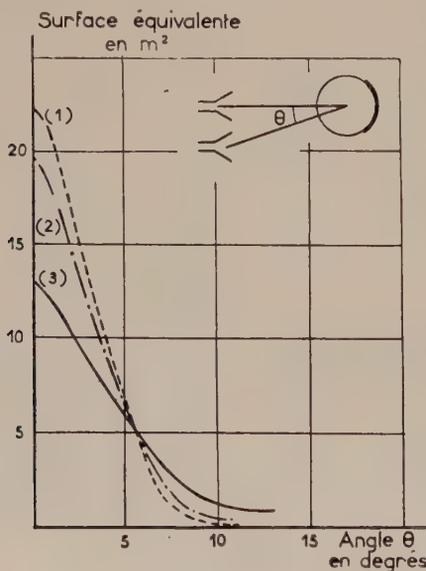


FIG. 16. — Surface équivalente de réflecteurs de Luneburg bistatiques. Diamètre du réflecteur : 25,4 cm. Fréquence 9 000 MHz.

- 1) Couche métallisée au foyer de la lentille.
- 2) Couche métallisée écartée de 1,5 mm du foyer.
- 3) Couche métallisée écartée de 3 mm du foyer.

possible de calculer la nouvelle variation  $\epsilon = f(a)$  qui satisfasse à la loi désirée  $\Sigma = f(\theta)$ . Cependant, dans la plupart des cas, il est plus simple pour réaliser un réflecteur bistatique de placer la couche métallisée formant réflecteur en dehors de la position du foyer de la lentille. La figure 16 montre comment se déforment les courbes  $\Sigma = f(\theta)$  pour différentes positions de la couche métallisée par rapport à la lentille.

6. Comparaison entre les réflecteurs métalliques usuels et les réflecteurs diélectriques

Le tableau I établit une comparaison dans la bande X entre la surface équivalente du réflecteur diélectrique de Luneburg et quelques réflecteurs métalliques pour des encombrements hors-tout sensiblement identiques. En fait, on a choisi les dimensions des réflecteurs métalliques de telle sorte que, inscrits à l'intérieur de la sphère de Luneburg, ils aient une surface équivalente maximale.

Forme	Dimensions	Surface équivalente théorique à 9 400 MHz pour $2R = 25,4$ cr.	Perte en dB par rapport à la surface équivalente du réflecteur diélectrique
Réflecteur diélectrique sphérique		31,7 m <sup>2</sup>	0
Trièdre à faces carrées		17,1 m <sup>2</sup>	2,7
Trièdre à faces circulaires		7,6 m <sup>2</sup>	6,2
Trièdre à faces triangulaires		2,41 m <sup>2</sup>	11,2
Cylindre		0,62 m <sup>2</sup>	17,1
Dièdre		12,85 m <sup>2</sup>	3,9
Plaque de section circulaire		31,7 m <sup>2</sup>	0

La plaque métallique a une surface équivalente égale à celle du réflecteur diélectrique, mais malheureusement ce genre de réflecteur est inutilisable pratiquement car la plaque doit être maintenue perpendiculairement au rayon incident avec une très grande précision. Pour tout autre angle d'incidence, la surface équivalente d'écho de la plaque devient extrêmement petite. Comme le montre le

tableau I, tous les autres réflecteurs métalliques ont une surface réfléchissante beaucoup plus faible que celle du réflecteur de Luneburg. Le meilleur réflecteur métallique est le trièdre trirectangle à face carrée, mais sa capacité de réflexion vers les sources d'énergie est limitée à un cône de 40 degrés maximaux d'ouverture, alors que pour les réflecteurs diélectriques l'angle solide du cône d'ouverture peut atteindre 140 degrés.

### 7. Réflecteur de Eaton-Lippmann

Un inconvénient des réflecteurs de Luneburg est qu'ils ne réfléchissent l'énergie que dans un angle solide de 140 degrés maximum. Dans beaucoup d'applications, il est désirable d'obtenir un réflecteur omnidirectionnel réfléchissant l'énergie dans la direction incidente, mais quelle que soit la direction d'où émane cette énergie. Un tel réflecteur a été étudié théoriquement par Eaton et Lippmann et peut être construit suivant la même technique de fabrication que celle des lentilles de Luneburg. La marche des rayons à l'intérieur de la lentille est montrée sur la figure 17. Dans une telle lentille, la variation de la permittivité en fonction de  $a = R/R_0$  est donnée par :

$$\epsilon = \frac{2}{a} - 1.$$

On voit que dans cette lentille les permittivités au centre doivent être très grandes et théoriquement

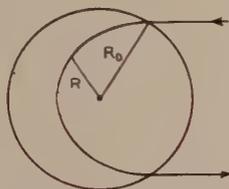


FIG. 17. — Réflecteur de Eaton-Lippmann.

infinies. Heureusement, on peut montrer par exemple que la perte résultant de la suppression de la partie du réflecteur dont la permittivité est supérieure à 10 n'est que de 1,7 dB. Afin de vérifier expérimentalement si un tel réflecteur omnidirectionnel pouvait fonctionner, ce qui paraissait douteux à certains auteurs [7], nous avons construit, sans trop de précautions particulières et en suivant autant que possible la loi théorique, un réflecteur de Eaton-Lippmann de 12 cm de diamètre. Les moules utilisés ont été prélevés dans la série des moules qui servent normalement à la construction des lentilles de Luneburg et la plus haute permittivité au centre de la lentille a été seulement de 8. Malgré la mauvaise qualité de la lentille ainsi construite, un effet réflecteur a été nettement sensible et a pu être chiffré à 9 dB environ audessous du rendement théorique.

Notons également que la lentille de Eaton-Lippmann a une aptitude particulière à réfléchir l'onde

polarisée circulairement de certains radars, ce qui ajoute encore de l'intérêt à ce genre de réflecteur.

### 8. Conclusion

Les lentilles et surtout les réflecteurs diélectriques devraient rendre actuellement des services considérables.

Les lentilles peuvent être excitées simultanément par plusieurs sources. D'autre part, elles sont spécialement intéressantes dans les dispositifs d'antenne à balayage rapide ; dans ce cas, la lentille reste fixe et c'est le système excitateur de poids léger qui tourne très rapidement autour de la lentille ; de plus, il n'y a pas de limitation de l'angle de balayage.

L'utilisation des réflecteurs diélectriques dans les engins téléguidés est aujourd'hui chose faite. Leur emploi est à conseiller dans de nombreux cas particuliers comme le balisage des terrains d'aviation, la détection des bouées en mer, le sauvetage (des réflecteurs installés sur des canoës de sauvetage et même sur des ceintures de sauvetage sont possibles) et enfin en météorologie pour la poursuite à haute altitude des radio et ballon-sondes.

### Témoignage

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance aux services techniques du Ministère de l'Air (STAé) et de la Société Nord Aviation qui se sont intéressés à notre étude en vue de l'utilisation des réflecteurs sur les engins-cibles.

Nous désirons également remercier le service Etude Plastiques de la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques et plus particulièrement MM. METGE, POMARET et LABRUNIE qui ont mis au point les techniques de fabrication des lentilles.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] LUNEBURG R.K. — *Mathematical Theory of Optics*. Brown University, 1944.
- [2] TORALDO DI FRANCA G. — Il problema matematico del sistema ottico concentrico stigmatico. *Annali di Matematica pura ed applicata*. Série IV, tome XLIV, 1957.
- [3] PRACHE P.M. — Lentilles et réflecteurs diélectriques à couches sphériques homogènes. *Annales des Télécommunications*, Mars-Avril 1961.
- [4] PRACHE P.M. — *Structures granulaires ferromagnétiques*. Dunod, 1957, p. 54.
- [5] HOLLIS J.S. — Antenna Measurements. *The Microwave Journal*. Février-Mars 1960.
- [6] SILVER S. — *Microwave Antenna Theory and Design*. McGraw Hill, 1949.
- [7] KAY A.F. — Spherically Symmetric Lenses. *I.R.E. Transactions on Antennas and Propagation*, Janvier 1959.

# AMÉLIORATION DE LA COUVERTURE UHF A BORD D'AVION

PAR

C. ANCONA

*Ingénieur Radio E.S.E.  
Chef du Service Etudes à la S.T.A.R.E.C.*

## Introduction

Les liaisons radioélectriques air-sol et air-air dans l'Aéronautique posent, en ondes métriques et décimétriques, un problème délicat : celui d'assurer la sécurité de ces liaisons dans toutes les directions intéressées et pour toutes les configurations de vol possibles.

Ce problème devient critique aux fréquences élevées pour lesquelles la cellule et sa voilure constituent pour l'aérien de bord, un blindage important qui empêche, en particulier, de couvrir simultanément l'hémisphère supérieur et l'hémisphère inférieur. Les effets de masque sont singulièrement sensibles en virage, surtout à forte inclinaison.

On décrit dans cet article des solutions envisagées et expérimentées en vue de remédier à cet état de choses dans la gamme de communications UHF (225-400 MHz).

Ces solutions sont toutes basées sur l'utilisation d'un système d'antennes complémentaires, l'antenne unique, même implantée au mieux, ne donnant que des résultats insuffisants.

Deux catégories de solutions peuvent être envisagées :

— les solutions de type statique, dans lesquelles les antennes complémentaires sont placées et associées de telle sorte que le diagramme résultant soit satisfaisant ;

— les solutions de type dynamique, dans lesquelles on est conduit à commuter les différentes antennes.

## Solution statique

Le simple branchement en parallèle de deux aériens complémentaires ne peut être pris en considération car il donnerait lieu dans toute la zone de recouvrement des deux diagrammes particuliers à des interférences d'autant plus gênantes que la distance des aériens serait plus grande [1].

Dans le cas d'une antenne supérieure et d'une antenne inférieure, la zone perturbée se trouverait localisée précisément au voisinage du plan de vol de l'avion ce qui serait inacceptable.

La solution proposée consiste à utiliser deux aériens implantés symétriquement de part et d'autre du bord d'attaque de la voilure (fig. 1) en un point

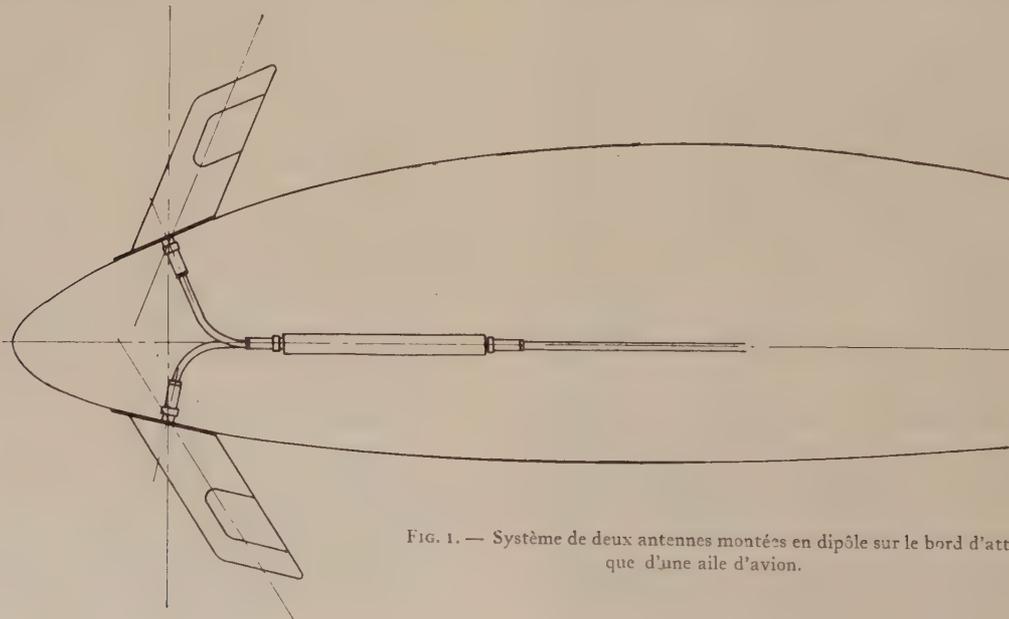


FIG. 1. — Système de deux antennes montés en dipôle sur le bord d'attaque d'une aile d'avion.

suffisamment distant du fuselage. Ces aériens sont placés de sorte que la distance entre les deux antennes constituée par l'épaisseur de l'aile soit faible devant la longueur d'onde. Les deux aériens (qui peuvent être saillants ou encastrés) sont alimentés en *opposition de phase* de manière à donner lieu à un diagramme de rayonnement voisin de celui du dipôle symétrique puisqu'on se trouve dans les conditions de couplage minimal à la cellule [2].

En effet, si chacun des aériens excite l'aile de la même manière, l'excitation totale résultante est nulle car les courants induits par l'aérien supérieur et l'aérien inférieur sont en opposition de phase (fig. 2). Le degré d'annulation du couplage à l'aile

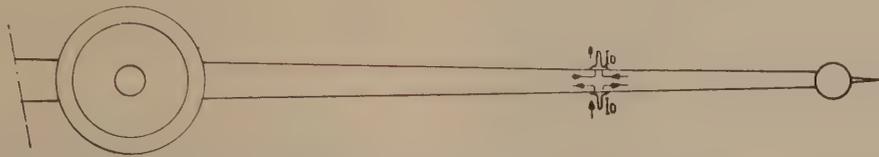


FIG. 2. -- Système dipôle : annulation des courants de couplage à l'aile.

dépend, bien entendu, de la symétrie de la structure par rapport au plan perpendiculaire à l'axe du dipôle.

Les diagrammes de rayonnement de ce système mesurés sur modèle réduit ayant donné des résultats satisfaisants, un ensemble rayonnant a été étudié et réalisé en vue d'effectuer les essais en vol.

Cet ensemble comprenait :

- deux antennes de bord du type sabre (STAREC 206) ;

- un transformateur dissymétrique-symétrique, ou *balun*, destiné à les alimenter en opposition de phase avec des puissances égales.

Deux conditions devaient être remplies par ce *balun* :

- réaliser l'égalité de puissance et l'opposition de phase entre les deux antennes dans toute la gamme UHF (225-400 MHz) ;

- réaliser l'adaptation d'impédance la plus parfaite possible (T.O.S. à l'entrée voisin de l'unité quand le *balun* est terminé par deux charges adaptées à 50 ohms).

est valable quelle que soit la fréquence puisque l'on retrouve entre la sortie 1 et la masse la même impédance qu'entre la sortie 2 et la masse.

Considérons maintenant le schéma équivalent. On trouve, à partir de l'entrée, un transformateur élévateur quart-d'onde constitué par la ligne  $L_1$  d'impédance  $Z_1$ , un tronçon de ligne ouverte  $L_2$  d'impédance  $Z_2$  placée en série, et une ligne bifilaire court-circuitée  $L_3$  d'impédance  $Z_3$  placée en parallèle sur les deux sorties à 50 ohms.

Les valeurs déterminées pour les impédances caractéristiques des lignes sont :

$$Z_1 = 70 \text{ ohms} ; Z_2 = 138 \text{ ohms} ; Z_3 = 100 \text{ ohms}.$$

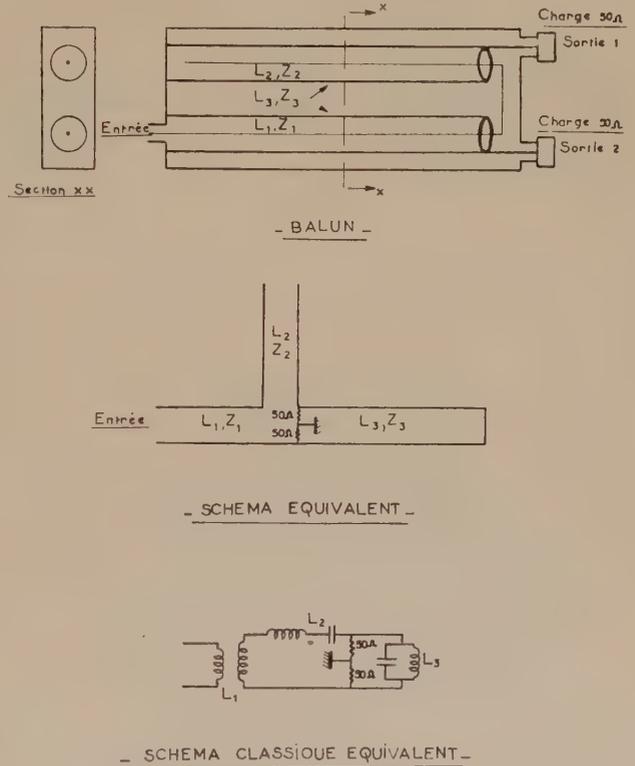


FIG. 3. — Balun UHF et schémas électriques équivalents.

RÉALISATION DU « BALUN »

Le *balun* choisi est dérivé d'un dispositif possédant des caractéristiques intéressantes au point de vue bande passante [3].

La figure 3 représente ce *balun* et son schéma électrique équivalent.

Dans ce dispositif, la symétrie électrique est obtenue grâce à une symétrie mécanique entre les deux tubes cylindriques placés dans la cavité rectangulaire. Elle

Les longueurs électriques sont telles que la résonance de chacune des lignes considérées se produit à la fréquence moyenne, soit : 312,5 MHz.

Considérons les transformations successives de l'impédance de charge illustrées sur l'abaque de Smith de la figure 4,

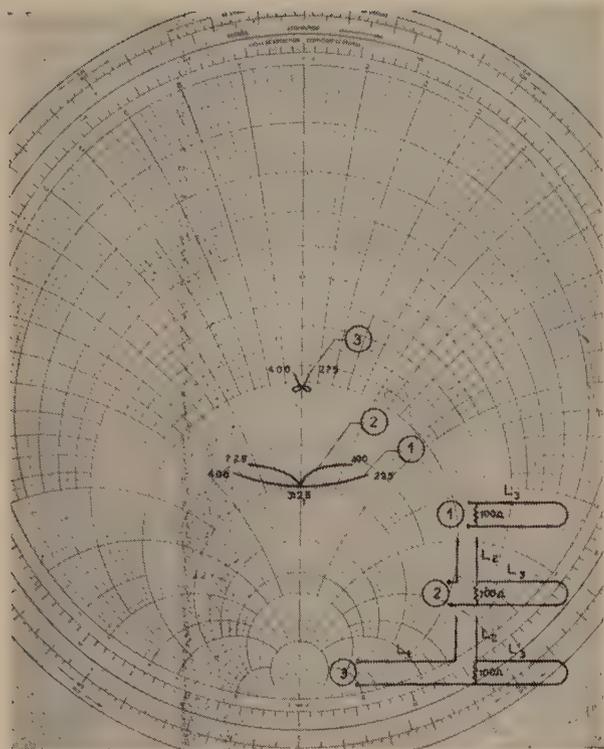


FIG. 4. — Balun UHF; Transformations successives de l'impédance.

La courbe 1 représente en fonction de la fréquence l'impédance des résistances de charge ( $50 \Omega + 50 \Omega = 100 \Omega$ ) avec, en parallèle, la ligne bifilaire  $L_3$  court-circuitée.

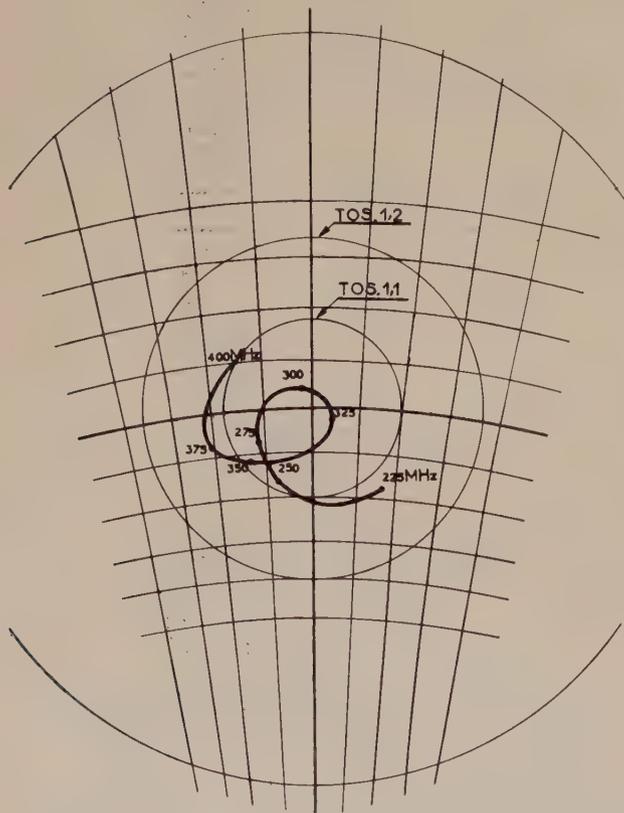


FIG. 5. — Balun UHF. Courbe d'impédance à l'entrée.

La courbe 2 représente l'impédance après transformation par la ligne ouverte  $L_2$ .

La courbe 3 représente l'impédance à l'entrée du balun, donc après transformation par la ligne quart-d'onde  $L_1$ .

On voit que le taux d'ondes stationnaires théorique est inférieur à 1,1.

On a représenté sur la figure 5 la courbe d'impédance mesurée sur un abaque de Smith dilaté : on peut voir que le T.O.S. est meilleur que 1,13.

On a mesuré les pertes d'insertion du balun dans toute la gamme de fréquence ; elles restent toujours inférieures à 0,5 dB.

La symétrie des deux sorties a été vérifiée et trouvée excellente.

Le prototype du balun est représenté sur la photographie de la figure 6.



FIG. 6. — Prototype de balun UHF.

ESSAIS EN VOL

Les essais en vol ont été effectués sur un avion MD 311 au Centre d'Essais en Vol de Brétigny-sur-Orge. Deux antennes sabre UHF type STAREC 206 ont été montées de part et d'autre de l'aile de l'avion.

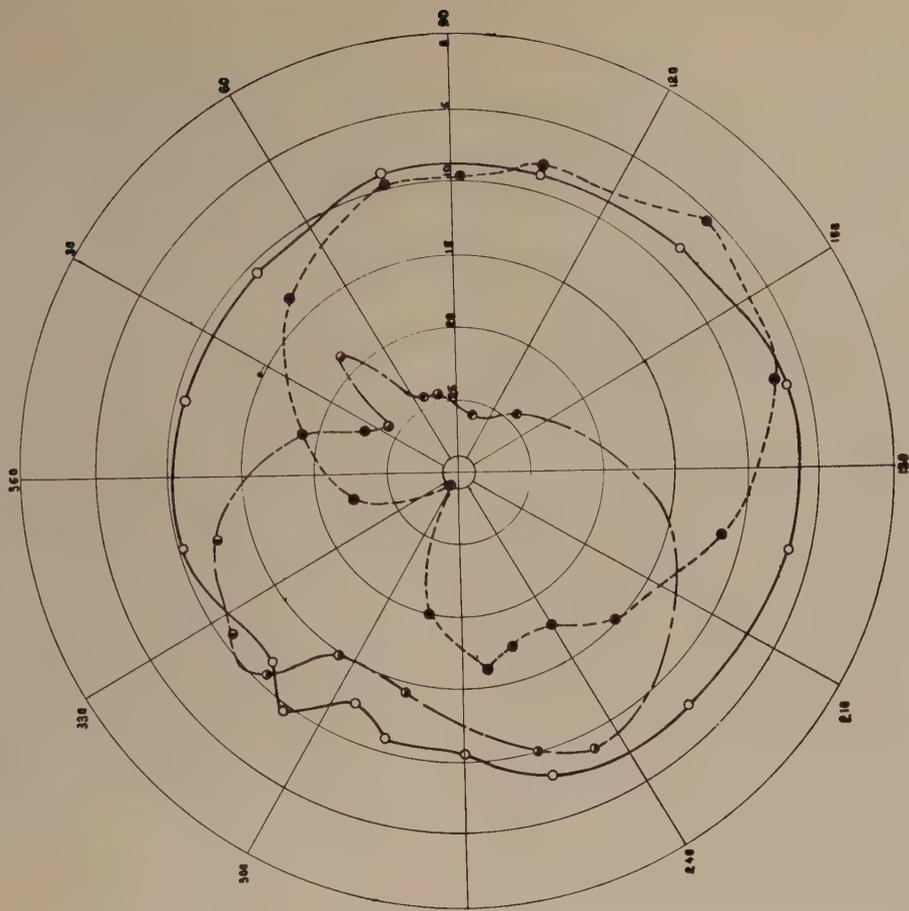
Les diagrammes de rayonnement ont été relevés en virage pour chacune des deux antennes séparément et pour les deux antennes associées par l'intermédiaire du balun afin de mettre en évidence les trous de rayonnement d'une antenne prise isolément et la suppression de ces trous par l'association des deux aériens.

Sur les figures 7 et 8, nous avons représenté les diagrammes de virage à droite à  $5^\circ$  et à  $45^\circ$  d'inclinaison relevés à la fréquence de 395 MHz, ces diagrammes étant les plus significatifs en raison de l'importance des trous en haut de gamme.

On peut voir sur ces diagrammes que les deux antennes prises isolément présentent des trous importants de rayonnement l'une vers la droite, l'autre vers la gauche. Par contre, l'association des deux antennes par l'intermédiaire du balun permet d'obtenir un diagramme de rayonnement à peu près omnidirectionnel et permet de gagner de 15 à 20 dB par rapport aux antennes séparées.

Ce bénéfice, qui est très appréciable, se manifeste surtout en virage à forte inclinaison alors que le bénéfice est moindre dans le plan horizontal de vol de l'avion principalement dans la direction de l'aile opposée.

Antennes couplées — Ant. supérieure — Ant. inférieure —



Antennes couplées — Ant. supérieure — Ant. inférieure —

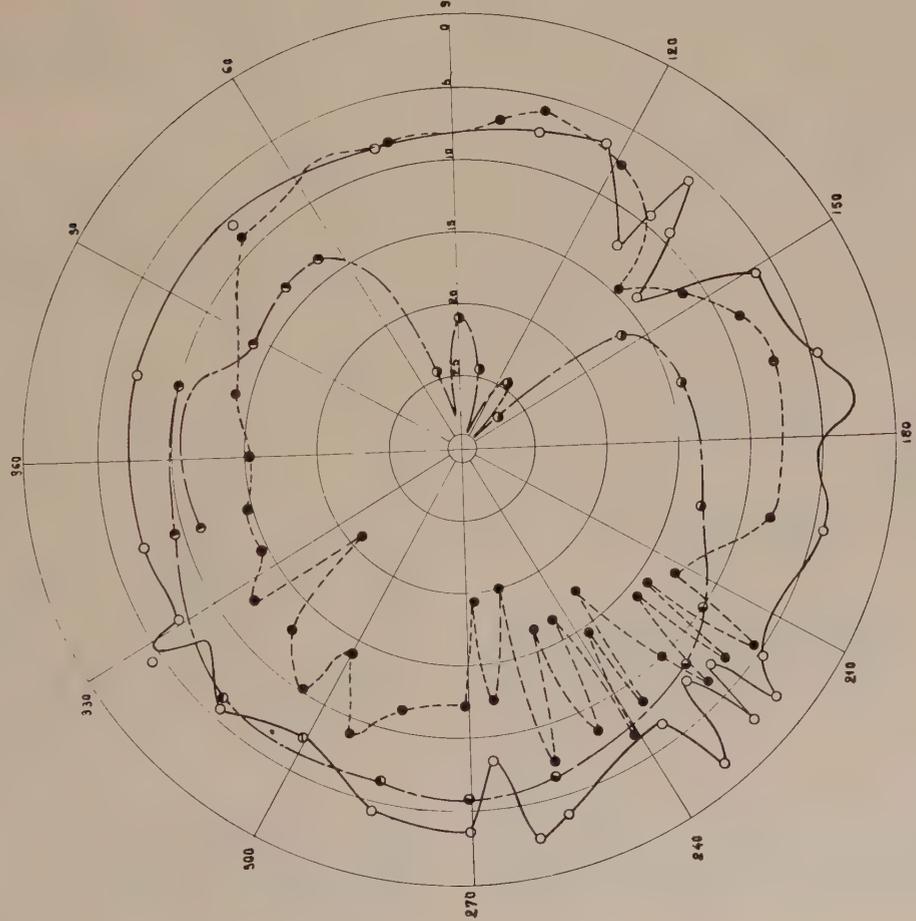


FIG. 8. — Système dipôle : diagrammes comparatifs relevés en vol.

FIG. 7. — Système dipôle : diagrammes comparatifs relevés en vol.

### Solution dynamique

Les solutions dynamiques que l'on peut envisager sont de deux type :

1° la commutation permanente entre les deux aériens à une fréquence supérieure à la gamme audible ;

2° la sélection à chaque instant de l'aérien le plus favorable.

Les solutions de la première catégorie posent des problèmes considérables surtout en émission étant donné la vitesse de commutation désirée. En réception, elles introduisent des pertes de sensibilité non négligeables.

C'est pourquoi, nous nous sommes rabattus vers les solutions du deuxième type également appelées systèmes de *diversity*.

À l'inverse de la solution statique, la solution dynamique du problème utilise deux aériens situés n'importe où sur l'avion à condition que leurs diagrammes soient complémentaires. Elle permet de brancher automatiquement l'émetteur-récepteur UHF sur l'antenne la plus favorisée.

Le principe adopté pour la recherche de l'antenne la plus favorisée est analogue à celui des dispositifs dits de *homing* : commutation des deux antennes à une fréquence BF (8 000 Hz dans notre cas) et détection synchrone à la sortie qui donne un courant positif ou négatif suivant que c'est l'une ou l'autre antenne qui reçoit le plus fort signal.

La recherche s'effectue uniquement en *Réception* à raison d'une recherche par seconde et dure environ un dixième de seconde. Grâce à un système de relais dont un relais polarisé, l'émetteur-récepteur se branche automatiquement sur l'antenne la plus favorisée. En cas d'égalité des deux signaux sur les antennes (signal nul à la sortie du détecteur synchrone), il reste branché sur l'aérien où il se trouvait précédemment jusqu'à la recherche suivante.

En *Emission*, la recherche ne fonctionne plus et l'on se trouve branché automatiquement sur l'aérien

Le dispositif comporte donc :

- un commutateur électronique à haute fréquence ;
- une partie BF ;
- un dispositif d'asservissement.

### COMMUTATEUR HF

Le problème de la commutation était assez délicat car il s'agissait de réaliser un commutateur à large bande (225-400 MHz) sans aucun réglage et n'entraînant pas une perte de sensibilité.

On a utilisé pour cela des tubes triodes micro-miniature 6 BY 4 à très faibles capacités inter-électrodes. Le schéma de principe de ce commutateur

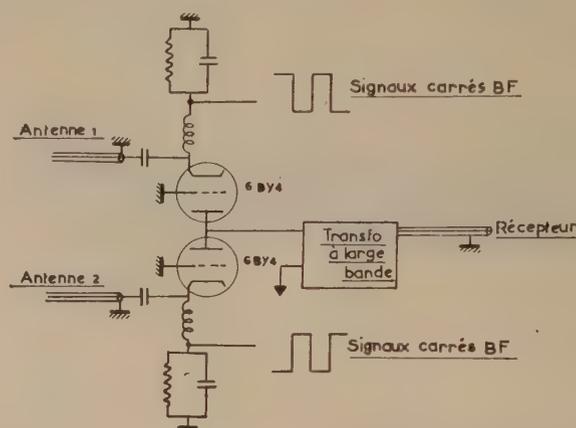


Fig. 9. — Sélecteur automatique d'antenne : schéma de principe du commutateur HF.

est représenté sur la figure 9. Les triodes sont montées en grille à la masse avec les deux anodes en parallèle. Les signaux BF de commutation sont appliqués aux cathodes.

Le transformateur de sortie à large bande destiné à ramener sur les anodes l'impédance la plus élevée

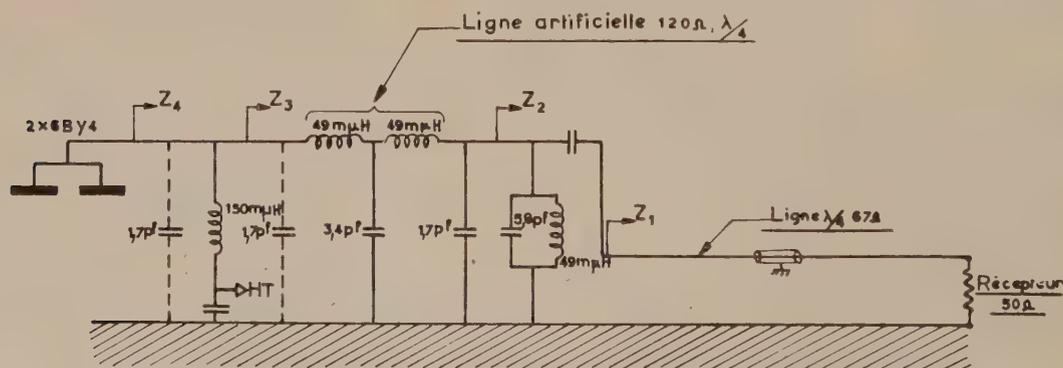


Fig. 10. — Sélecteur automatique d'antenne : circuit de charge d'anode des 6 BY4.

le plus favorisé lors de la dernière réception.

Un système de sécurité permet, en cas de panne, de se brancher automatiquement sur un des deux aériens choisi arbitrairement au préalable.

possible pour ce qui concerne la partie résistive est représenté schématiquement sur la figure 10 ; il est chargé par l'impédance d'entrée du récepteur voisine de 50 ohms.

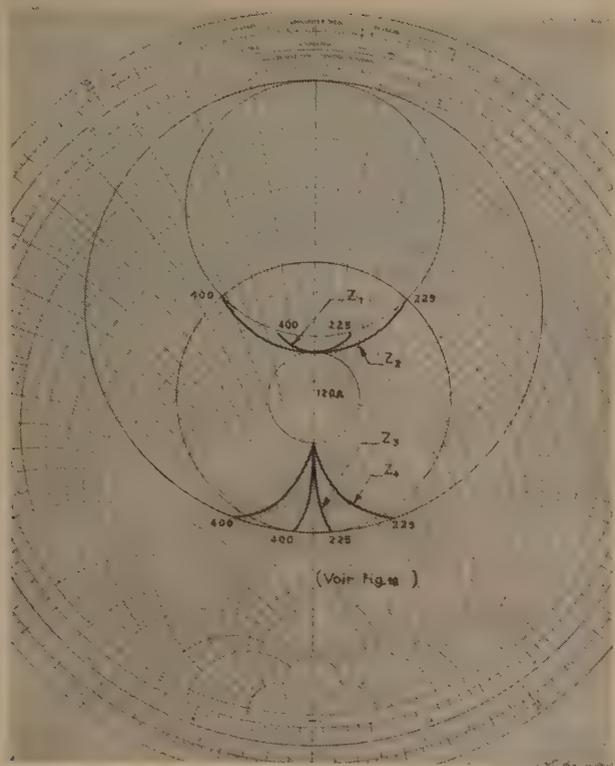


FIG. 11. — Transformations successives de l'impédance du circuit de la figure 10.

Les variations successives de l'impédance sont représentées sur la figure 11. On peut voir que la résistance ramenée sur la plaque est partout supérieure à 160 ohms, ce qui correspond, compte tenu de la pente du tube, à un gain voisin de l'unité.

PARTIE BF

Le schéma de la partie BF est représenté sur la figure 12 ; on peut voir qu'il comprend :

- un multivibrateur constitué par une lampe 12 AU 7.
- un détecteur synchrone constitué par des cristaux montés en anneaux ;
- un amplificateur à courant continu (12 AT 7) destiné à amplifier le courant détecté afin d'alimenter la bobine d'un relais polarisé bi-stable.

Les signaux issus des plaques du multivibrateur (12 AU 7) attaquent en opposition de phase les cathodes des triodes UHF (6 BY 4) de manière à permettre la commutation. D'autre part, un signal de référence est prélevé sur la cathode de l'une des demi 12 AU 7, afin d'alimenter l'une des entrées du détecteur synchrone. L'autre entrée est alimentée à l'aide de la tension BF issue du récepteur UHF et préalablement filtrée afin de la débarrasser de toute modulation indésirable.

La tension de sortie (continue) du détecteur synchrone attaque les grilles de l'amplificateur 12 AT 7 dont les plaques sont reliées aux deux bornes de la bobine d'un relais polarisé bi-stable commandant ainsi tout le dispositif d'asservissement.

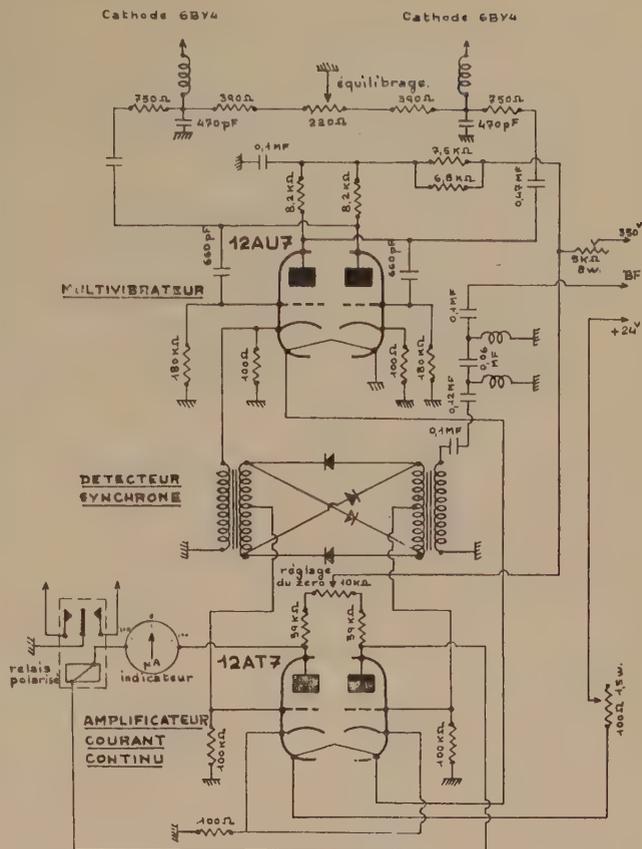


FIG. 12. — Sélecteur automatique d'antenne : schéma de la partie basse fréquence.

SERVOMÉCANISME

Le schéma de ce dispositif est représenté sur la figure 13. Le fonctionnement est le suivant :

— un rupteur périodique constitué par un moteur, une came et un micro-contact, permet d'actionner périodiquement le système de recherche ; celui-ci qui ne marche qu'en réception grâce au relais  $R_1$ , consiste à alimenter les bobines des trois relais coaxiaux  $RC_1$ ,  $RC_2$ ,  $RC_3$ . Les deux antennes se trouvent branchées sur le commutateur HF, et le récepteur se trouve alimenté par la sortie de ce commutateur.

Suivant l'antenne la plus favorisée, un courant positif ou négatif est fourni par l'amplificateur à courant continu. Si ce courant est suffisant pour faire décoller le relais polarisé  $RP$  de sa position antérieure, celui-ci passe automatiquement à l'autre position étant donné son caractère bi-stable.

Suivant la position de ce relais  $RP$ , les relais  $RC_4$  et  $RC_5$  sont alimentés ou non. Dans le premier cas, c'est la voie antenne  $A_2$  qui est favorisée et le voyant rouge s'allume ; dans le deuxième cas, c'est la voie antenne  $A_1$  et le voyant vert s'allume.

Aussitôt la recherche terminée, les relais  $RC_1$ ,  $RC_2$ ,  $RC_3$  reviennent au repos et les deux antennes sont branchées respectivement sur les relais  $RC_4$  et  $RC_5$ .

Suivant la voie choisie, ces relais sont alimentés ou non et une des antennes (la plus favorisée pendant

la recherche) se trouve directement branchée au récepteur à travers le relais  $RC_3$ .

On notera, par exemple, que lorsque l'émetteur-récepteur est relié à travers les relais  $RC_3$  et  $RC_5$  à la voie antenne  $A_1$ , les relais  $RC_5$  et  $RC_4$  sont au

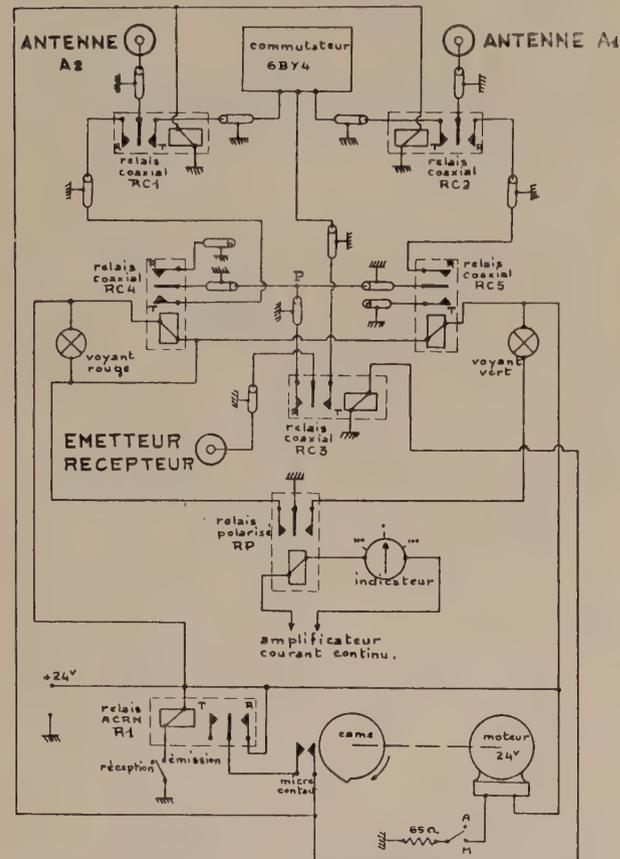


FIG. 13. — Sélecteur automatique d'antenne : schéma du système d'asservissement.

repos. Ce dernier ramène au point  $P$  un tronçon de ligne quart-d'onde (à 312,5 MHz) court-circuité, c'est-à-dire l'impédance la plus élevée possible.

Les mesures effectuées en laboratoire sur ce sélecteur automatique d'antenne UHF, relié à un émetteur récepteur ARC 34 ont donné les résultats escomptés. La perte d'insertion était inférieure à 1 dB.

La capacité de discrimination entre deux antennes dépend du rapport des tensions sur les deux antennes et de la valeur absolue de la tension sur l'antenne la plus favorisée. Elle est telle que, pour un niveau de  $5 \mu\text{V}$ , un écart de 1,2 dB est suffisant pour que s'opère la sélection de la meilleure antenne.

On notera que l'écoute n'est pas interrompue pendant le temps de la recherche. Une légère gêne se manifeste cependant sous la forme d'un claquement qui se produit à chaque recherche.

#### ESSAIS EN VOL

Des essais ont été effectués au Centre d'Essais en Vol de Brétigny-sur-Orge en utilisant le même avion

et les mêmes antennes en bout d'aile que pour le système statique.

Cette fois les diagrammes individuels de chacune des antennes étaient comparés au diagramme de rayonnement des deux antennes couplées par l'intermédiaire du sélecteur automatique.

Les diagrammes relevés en virage à  $15^\circ$  et  $30^\circ$  à la fréquence de 326,5 MHz sont représentés sur les figures 14 et 15. On voit que le diagramme relevé en utilisant le sélecteur automatique constitue sensiblement l'enveloppe extérieure des deux autres diagrammes. L'amélioration obtenue est supérieure à 20 dB pour les trous les plus profonds.

On remarquera sur le virage à  $30^\circ$  pour le cap  $210^\circ$  un défaut de fonctionnement : c'est l'antenne la moins bonne qui a été choisie. Ce défaut est probablement imputable au fait que la recherche n'est peut-être pas encore assez fréquente pour assurer à tout instant le choix de la meilleure antenne.

#### Conclusion

Les deux systèmes expérimentés ont permis d'améliorer de façon notable les diagrammes de rayonnement dans la gamme UHF.

Le système statique présente l'avantage d'être simple, robuste, et de fonctionner aussi bien en émission qu'en réception. Par contre, il entraîne des servitudes, l'implantation des antennes devant obligatoirement se faire presque en extrémité de voilure de façon à réduire le masque du fuselage. Cela n'est pas toujours possible et entraîne en tout cas une longueur de câble supplémentaire.

Le système dynamique présente l'avantage de pouvoir fonctionner avec n'importe quelles antennes sans limitation de distance ni d'implantation. Il présente l'inconvénient d'être plus complexe et, par conséquent, moins sûr d'emploi. De plus, il ne fonctionne qu'en réception, encore que pour l'émission, il garde en mémoire l'antenne la plus efficace lors de la précédente réception.

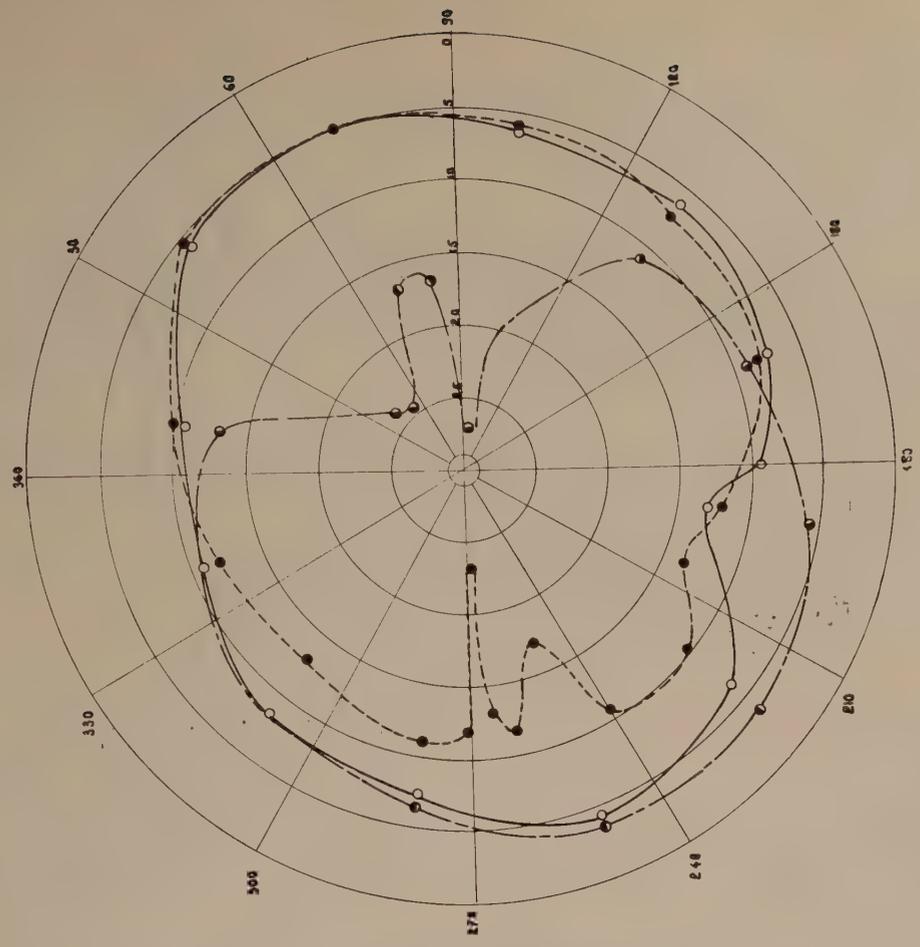
Chacun des deux systèmes peut trouver son application suivant les cas d'emploi et les types d'avion.

Cette étude a été effectuée pour le compte du Service Technique des Télécommunications de l'Air sous l'autorité de l'Ingénieur Principal CHAMBEAU. Elle a été grandement facilitée et mise au point grâce aux ingénieurs et techniciens de ce Service et du Centre d'Essais en Vol. Que tous trouvent ici les remerciements qui leur sont dus.

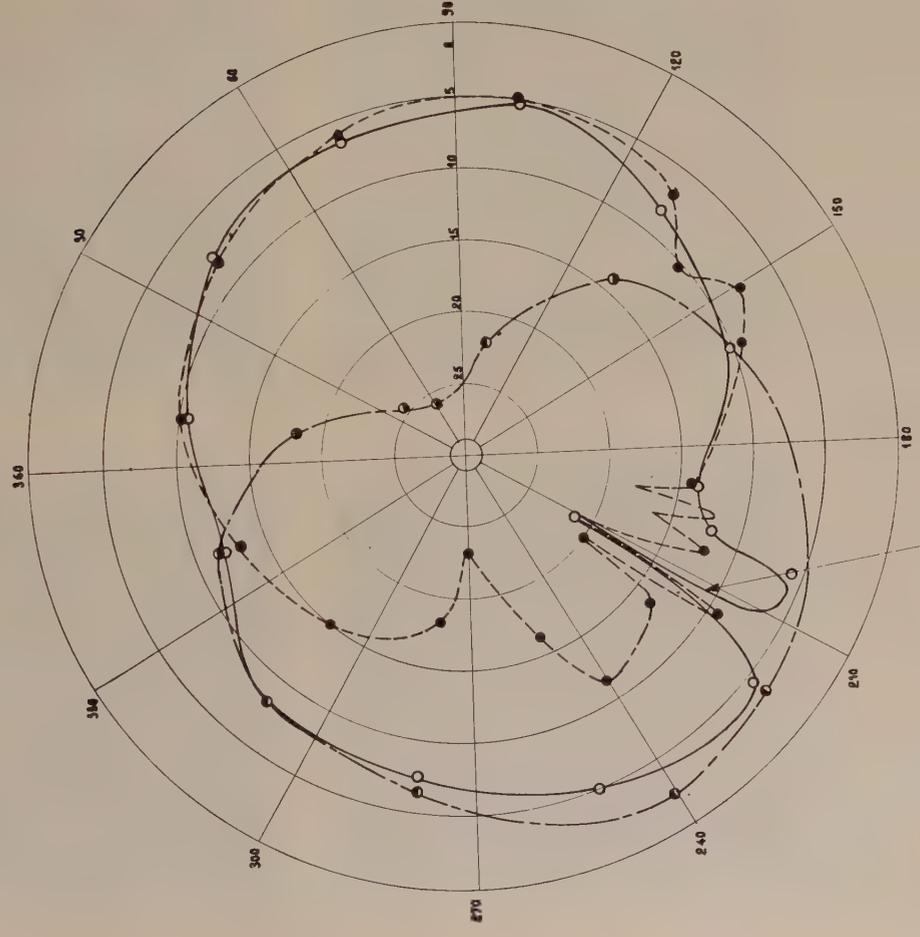
#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Voir par exemple SICHAK W. et NAIL J.J. — UHF omnidirectional antenna systems for large aircrafts — Electrical Communication, septembre 1954.
- [2] Voir par exemple, CARTER Philip S. — Study of the feasibility of airborne HF direction finding antenna systems T.I.R.E. (Aeronautical et Navigational Electronics), mars 1957.
- [3] ROBERTS W.K. A new wide band balun P.I.R.E., décembre 1957.

avec commutateur Starec —○— Ant. supérieure —●— Ant. inf. —○—



avec commutateur Starec —○— Ant. supérieure —●— Ant. inf. —○—



Trou de durée < 1 seconde

Fig. 15. — Sélecteur automatique d'antenne : diagrammes comparatifs relevés en vol.

Fig. 14. .... Sélecteur automatique d'antenne : diagrammes comparatifs relevés en vol.

# LA PAROLE A NIVEAU CONSTANT DANS LES ÉMETTEURS A BANDE LATÉRALE UNIQUE

PAR

J. DAGUET et K. GILABERT

*Société Télécommunications Radioélectriques et  
Téléphoniques*

## 1. Principes généraux

### 1.1. INTRODUCTION

La transmission de la parole à niveau constant est particulièrement bien adaptée à l'emploi d'émetteurs à bande latérale unique.

Cette application repose sur les résultats obtenus par Monsieur le Colonel MARCOU et l'auteur, dans l'analyse du signal vocal en deux composantes fonctions du temps, l'amplitude  $a(t)$  et le cosinus d'un angle de phase  $\cos \varphi(t)$ .

L'intelligibilité du signal vocal est entièrement conservée dans  $\cos \varphi(t)$ . La qualité de la voix n'est pas très sensiblement modifiée et la sensation auditive est très voisine de celle donnée par le signal original [1].

Par contre l'enveloppe  $a(t)$  ne porte aucune intelligibilité tout au moins sous une forme utilisable pour l'oreille.

### 1.2. REPRÉSENTATION PAR LE SIGNAL ANALYTIQUE. LA FRÉQUENCE INSTANTANÉE

Nous considérons un signal  $s(t)$  occupant une bande de fréquence limitée et dont l'énergie est finie. Il en résulte que la fonction  $s(t)$  est à carré sommable.

Par la transformation de Hilbert on peut lui faire correspondre le signal en quadrature :

$$\sigma(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

Nous savons d'ailleurs qu'inversement :

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sigma(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

Les fonctions  $s(t)$  et  $\sigma(t)$  sont orthogonales et représentent les deux composantes d'un vecteur. Ce vecteur est l'image d'une fonction complexe du temps  $\psi(t) = s(t) + j\sigma(t)$ .

La fonction complexe  $\psi(t)$  introduite par D. GABOR [2] a été étudiée par M. VILLE [3] sous le nom de « signal analytique » associé à la fonction réelle  $s(t)$ .

Le signal analytique définit dans le plan complexe un vecteur de module  $a(t) = \sqrt{s^2(t) + \sigma^2(t)}$  et tournant avec la vitesse angulaire :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[ \text{arc tg} \frac{\sigma(t)}{s(t)} \right]$$

Ce vecteur est représenté sur la figure 1.

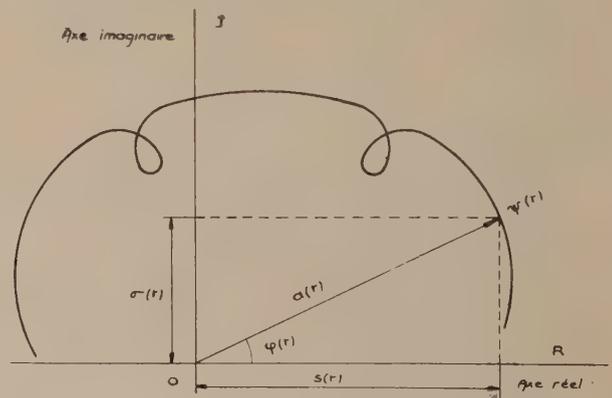


FIG. 1. — Représentation vectorielle du signal analytique.  
) Lire  $t$  au lieu de  $r$ )

Le signal analytique s'écrit  $\psi(t) = a(t) e^{j\varphi(t)}$  en mettant en évidence son module et son argument.

$a(t)$  est une fonction essentiellement positive.

Le signal réel est la partie réelle du signal analytique qui s'écrit  $s(t) = a(t) \cos \varphi(t)$  où les fonctions  $a(t)$  et  $\cos \varphi(t)$  sont uniques et entièrement déterminées à partir de  $s(t)$ .

Dans le cas d'un signal sinusoïdal  $\cos \omega t$ , le vecteur signal analytique est  $e^{j\omega t}$ . Nous retrouvons ainsi le vecteur de Fresnel. La fréquence instantanée est ici la fréquence classique  $\frac{\omega}{2\pi}$ .

Dans le cas d'un signal modulé en fréquence, la fréquence instantanée définie précédemment correspond à la fréquence variable bien connue.

1.3. ANALYSE DU SIGNAL VOCAL

Nous venons de voir qu'un signal vocal  $s(t)$  peut être représenté d'une manière univoque par l'expression  $s(t) = a(t) \cos \varphi(t)$  où  $a(t) \geq 0$  définit une amplitude et  $\varphi(t)$  une phase.

On peut matérialiser le vecteur signal analytique correspondant de la manière suivante :

Sur les plaques horizontales d'un oscillographe cathodique on applique une tension égale à  $s(t)$  tandis que la tension  $\sigma(t)$  en quadrature avec  $s(t)$  est appliquée sur les plaques verticales. Le signal  $\sigma(t)$  est obtenu à partir de  $s(t)$  à l'aide d'un réseau déphaseur qui fait tourner de  $90^\circ$  la phase de chacune des composantes spectrales.

Dans ces conditions le spot lumineux décrit sur l'écran la courbe représentant le déplacement de l'extrémité du vecteur signal analytique (fig. 2 et 2 bis).

Cette courbe a une forme caractéristique du son élémentaire émis, en particulier pour les sons articulés (voyelles) le signal décrit une courbe fermée, ce qui montre qu'il s'agit d'un phénomène se reproduisant périodiquement, tandis que pour les sons non articulés (consonnes sifflantes par exemple) le signal décrit une courbe qui ne se referme pas sur elle-même.

On remarque sur les courbes fermées, l'existence de boucles qui mettent en évidence des retours en arrière du vecteur dont la vitesse angulaire est alors négative. Il en résulte que la fréquence instantanée  $\frac{d\varphi(t)}{dt}$  prend alors des valeurs négatives.

Nous avons donc mis en évidence dans le signal vocal  $s(t) = a(t) \cos \varphi(t)$  une amplitude et une fréquence liées entre elles et avec  $s(t)$ , par la définition du signal analytique.

Il apparaissait donc intéressant, *a priori*, de faire une analyse de la parole en séparant ces deux éléments.

1.4. PROCÉDÉ UTILISÉ POUR EFFECTUER CETTE SÉPARATION

Nous faisons subir au signal  $s(t)$  une translation dans l'échelle des fréquences à l'aide d'une modulation en bande latérale unique. Il est facile de voir

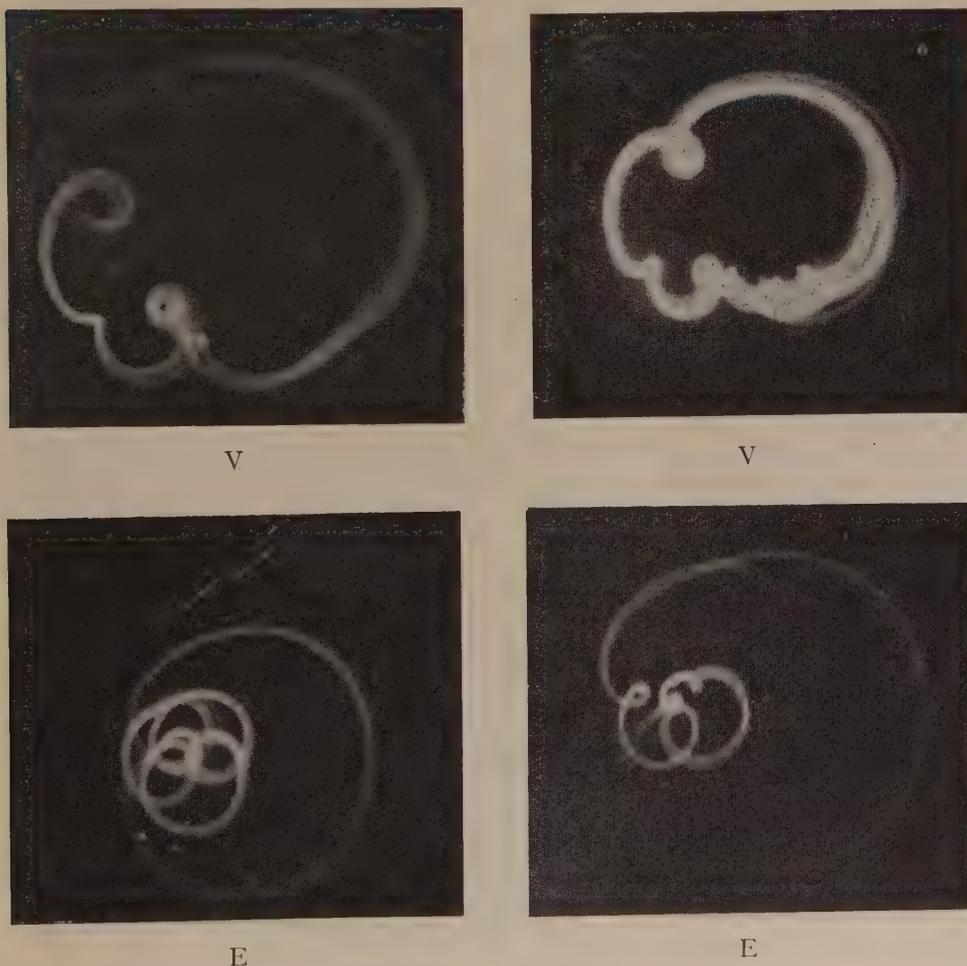


FIG. 2. — La parole visible. Images obtenues en appliquant simultanément le signal BF de parole sur les plaques horizontales d'un oscilloscope et le signal en quadrature sur les plaques verticales.

que cette opération consiste à multiplier le signal analytique par  $e^{j\Omega t}$ ,  $\Omega$  désignant la pulsation de translation. Lorsque  $\Omega$  est positif, on obtient ainsi un nouveau signal qui est aussi analytique. En prenant la partie réelle pour le signal translaté nous obtenons  $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .

Il est possible de choisir  $\Omega$  suffisamment grand pour que les spectres de  $a(t)$  et de  $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$  ne se recouvrent pas, c'est-à-dire, pour que  $a(t)$  varie lentement par rapport à  $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$  et que la largeur de bande du signal  $s(t)$

transposé ait une largeur faible devant  $\frac{\Omega}{2\pi}$  c'est-à-dire soit nettement inférieure à un octave.

Dans ces conditions une détection du signal  $\cos a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$  fera apparaître  $a(t)$ .

Un écrêtage de ce signal suivi d'un filtrage convenable des harmoniques créés laissera subsister  $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .

Alors, la transposition inverse opérée à l'aide d'une oscillation  $\cos \Omega t$  restitue  $\cos \varphi(t)$ .

Par conséquent, nous avons bien effectué l'analyse du signal initial  $s(t) = a(t) \cos \varphi(t)$  en ses deux éléments  $a(t)$  et  $\cos \varphi(t)$  avec la précision que nous désirons.

La synthèse de la parole à partir de ces deux facteurs est possible par simple multiplication. Nous verrons qu'elle n'est pas nécessaire.

### 1.5. LA PAROLE A NIVEAU CONSTANT

Si on utilise  $a(t)$  pour actionner un haut parleur, on obtient un son constitué en majeure partie par

FIG. 2 bis. — La parole visible.



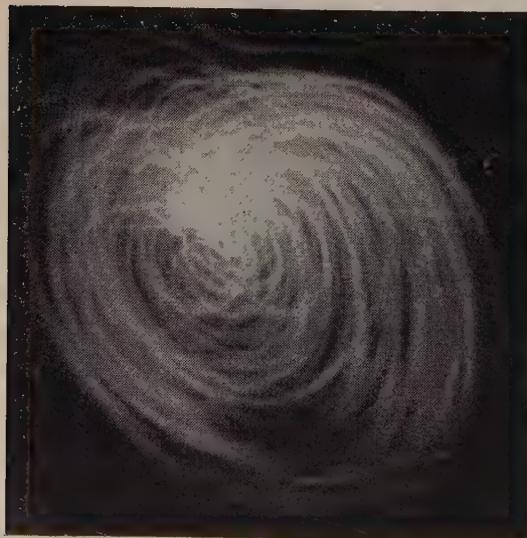
I



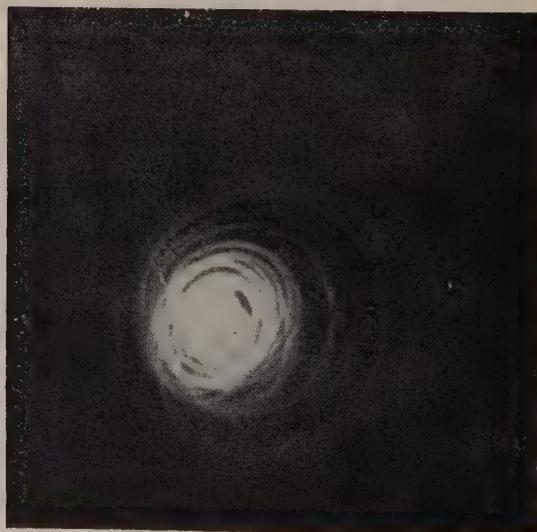
A



O



Pschitt



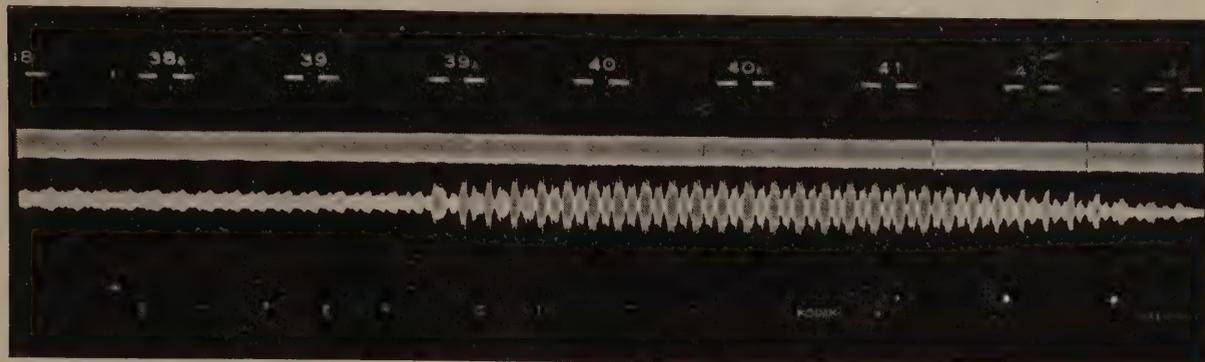
Hi

une succession de « forte » et de « piano » sans intelligibilité.

Si c'est  $\cos \varphi(t)$  qui actionne le haut parleur, on obtient un signal qui est d'une excellente intelligibilité et qui respecte les caractéristiques principales de la voix. Les accents, les inflexions et le timbre

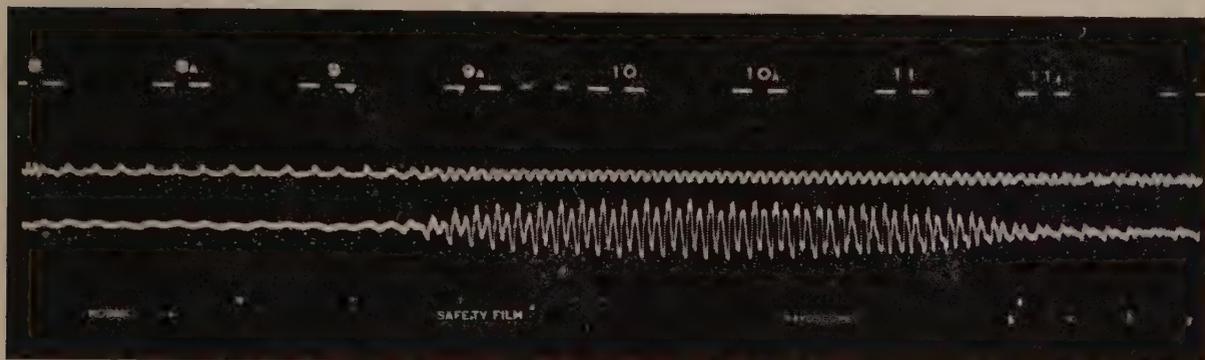
sont bien perçus. De même que dans le cas de l'écrêtage classique du signal audio, lorsque le signal  $s(t)$  tombe au-dessous du niveau du bruit à l'entrée du dispositif d'écrêtage, on obtient un bruit important dans le haut parleur. Toutefois, le bruit qui apparaît dans le haut parleur lorsque le signal d'entrée

Signal vocal transposé en B.L.U. et amplifié en classe « C ».



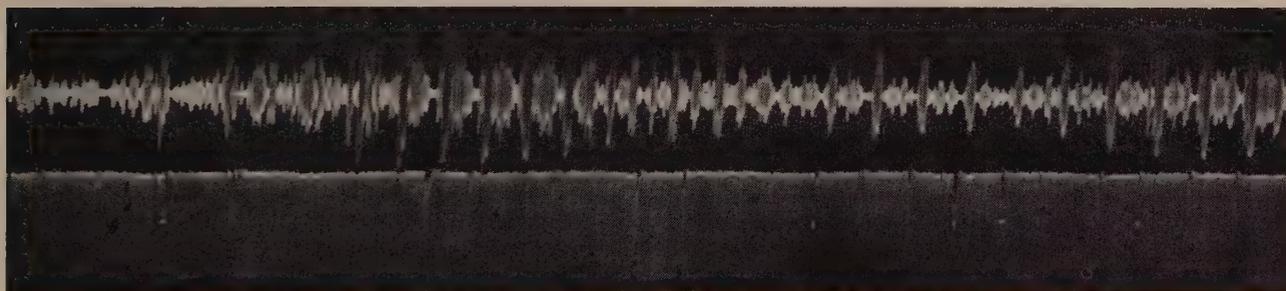
En haut : signal vocal  $a(t) \cos \varphi(t)$  transposé en B.L.U., soit  $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .  
En bas : le même signal B.L.U. après écrêtage, soit  $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .

Signal vocal obtenu par démodulation de la B.L.U. amplifié en classe « C »



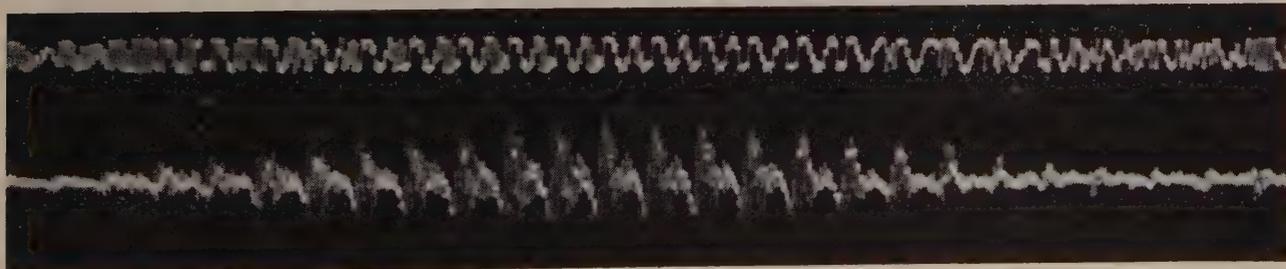
En haut : signal vocal ordinaire  $a(t) \cos \varphi(t)$ .  
En bas : signal vocal obtenu par démodulation de la B.L.U. écrêtée, soit  $\cos \varphi(t)$ .

Signal vocal transposé en B.L.U. et amplifié en Classe « C »



En haut : signal vocal  $a(t) \cos \varphi(t)$  transposé en B.L.U. puis écrêté, soit  $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .  
En bas : le même signal après transposition classique en B.L.U., soit  $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$ .

Signal vocal obtenu par démodulation de la B.L.U. classique et écrêté.



En haut : signal vocal à niveau constant provenant de la démodulation de la B.L.U., écrêtée, soit  $\cos \varphi(t)$ .  
En bas : le même signal provenant de la démodulation de la B.L.U. classique, soit  $a(t) \cos \varphi(t)$ .

FIG. 3. — Bande latérale unique amplifiée en classe « C » (sans porteuse).

est faible, est aisément éliminé par l'emploi d'un seuil bloquant les signaux inférieurs à une certaine valeur. Il faut cependant éviter de faire apparaître des phénomènes trop brusques par un passage brutal du seuil d'élimination du faible niveau au seuil de limitation des niveaux supérieurs.

Nous avons proposé l'appellation « Parole à niveau constant » pour le signal ayant subi une limitation d'amplitude après transposition en bande latérale unique sans porteuse.

Sur la figure 3 sont reproduites les formes d'onde :

- $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$  signal écrêté en bande latérale unique.
- $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$  signal original transposé en bande latérale unique.
- $\cos \varphi(t)$  parole à niveau constant.
- $a(t) \cos \varphi(t)$  signal de parole original.

Sur la figure 4 on a représenté les spectres de diverses voyelles :

- pour la parole normale ;
- pour la parole à niveau constant obtenue de la manière déjà décrite.

On voit qu'il existe une grande similitude entre les spectres d'un même son relatifs à la parole normale et à la parole à niveau constant : chacun a la même fréquence fondamentale, la même distribution d'énergie et en particulier, les mêmes fréquences « formantes » c'est-à-dire, les mêmes fréquences correspondant aux valeurs de crête de l'énergie. Ceci est en accord avec certains résultats théoriques déjà parus dans la littérature technique [4].

#### 1.6. APPLICATION DE LA PAROLE A NIVEAU CONSTANT POUR LA RÉALISATION D'ÉMETTEURS B.L.U. A NIVEAU CONSTANT

La B.L.U. à niveau constant bénéficie des avantages de la B.L.U. classique.

- Réduction de la largeur du canal de transmission.
- Réduction ou suppression de l'énergie émise sur la porteuse.
- Suppression de l'intermodulation entre le signal et le bruit par l'emploi dans le récepteur d'une démodulation synchrone ou quasi-synchrone.
- Protection contre les fadings sélectifs.

La B.L.U. à niveau constant bénéficie par rapport à la B.L.U. classique des avantages particuliers suivants :

A) la B.L.U. à niveau constant améliore de 9 dB l'efficacité d'un émetteur B.L.U.

En effet, dans un signal vocal, le rapport entre le niveau moyen et le niveau des crêtes atteintes pendant 1 % du temps est de 12 dB. Après translation en B.L.U. la répartition statistique des amplitudes est assez peu modifiée. Le niveau moyen est

à 10 dB au-dessous des crêtes définies comme précédemment [5].

La B.L.U. à niveau constant obtenue après une limitation en amplitude portant sur 20 dB, qui est une valeur optimale sauf pour les transmissions en présence d'un bruit très élevé, a son niveau moyen à 1 dB au-dessous des crêtes.

Le gain en niveau moyen, donc en puissance rayonnée, est de  $10 - 1 = 9$  dB.

Le niveau maximal est bien défini et n'est jamais dépassé.

Cette dernière propriété est particulièrement importante pour les émetteurs aéroportés où l'on est limité par la tension maximale que peut supporter l'antenne. Avec la B.L.U. à niveau constant on peut rester en permanence au voisinage et en-dessous de cette tension maximale d'antenne. On utilise ainsi au mieux les possibilités d'exploitation en vol.

En présence du bruit, la parole à niveau constant donne une meilleure intelligibilité que la parole normale. Cette différence est d'autant plus marquée que le bruit est plus fort.

B) Les émetteurs B.L.U. à niveau constant ne sont pas soumis aux conditions de linéarité des amplificateurs pour B.L.U. classique. Il est même possible d'utiliser des émetteurs télégraphiques fonctionnant en classe « C » et de bénéficier de la simplicité, du bon rendement et de l'efficacité de ce type d'émetteur.

La transmission de la parole à niveau constant peut donc se faire, soit avec le matériel existant qu'il est facile et peu onéreux d'aménager en conséquence, soit avec du matériel spécialement conçu à cet effet. On peut évidemment utiliser un émetteur B.L.U. classique.

La B.L.U. à niveau constant est apte à assurer la compatibilité avec les systèmes actuels (modulation d'amplitude, télégraphie, B.L.U.).

On peut même envisager, d'une manière générale, qu'un émetteur radio devient une simple chaîne HF. Suivant le cas, à l'entrée de cette chaîne, il suffit de placer soit un modulateur à bande latérale unique à niveau constant, soit un modulateur télégraphique pour avoir une émission télégraphique, soit un modulateur de fréquence pour avoir une émission modulée en fréquence.

C) Pour assurer des liaisons téléphoniques dans des conditions très difficiles (rapport signal sur bruit voisin de 0 dB) il est possible d'envoyer la porteuse pendant les intervalles de silence, au même niveau que le signal utile.

Au moyen d'un filtrage à bande étroite, le récepteur peut utiliser cette porteuse apparaissant à un rythme syllabique pour éliminer le bruit dans les intervalles de parole. Cette méthode permet d'avoir une communication intelligible dans des conditions où tout autre procédé serait inefficace.

Cette porteuse sert également à synchroniser l'oscillateur de démodulation du récepteur.

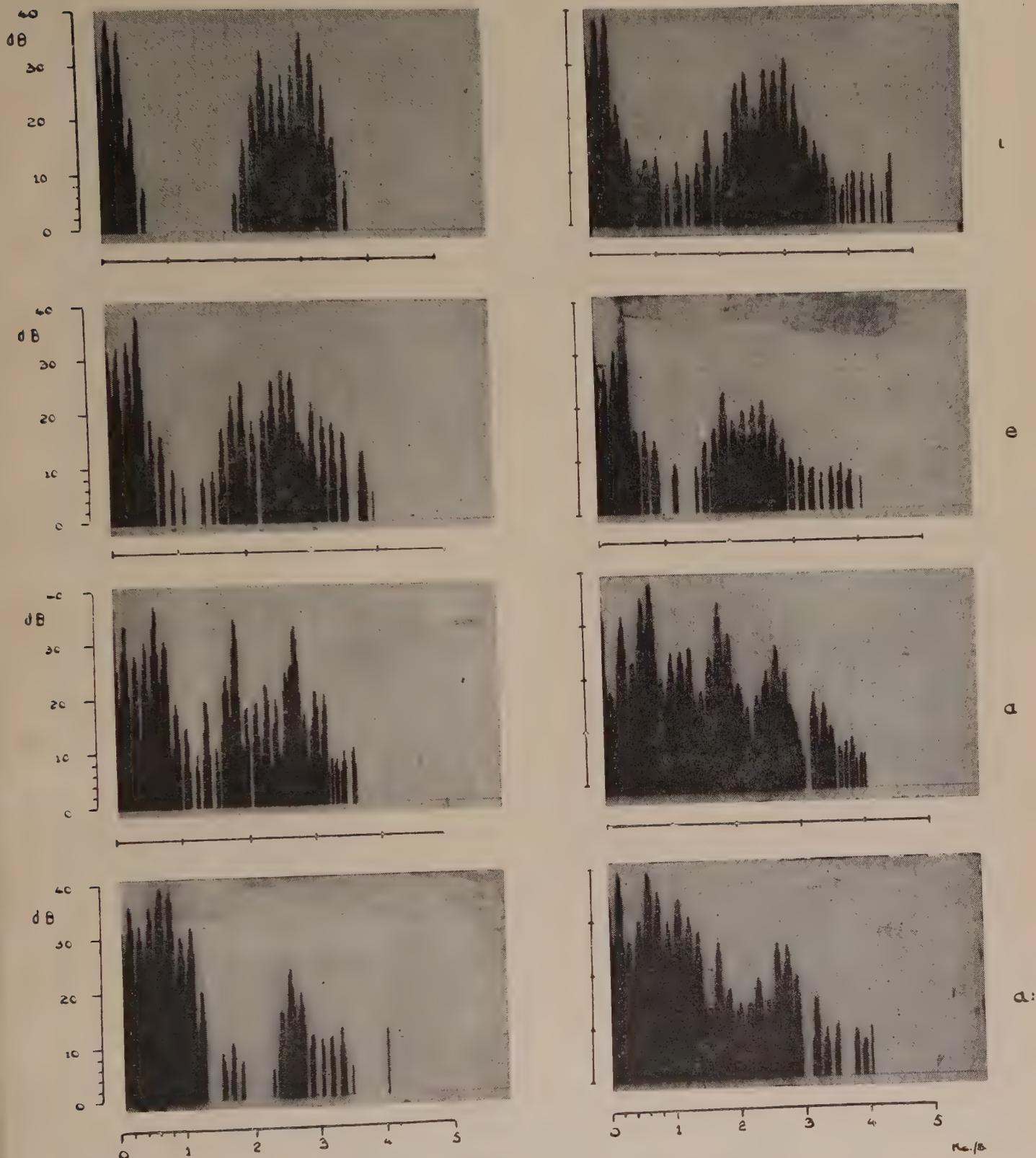


FIG. 4. — Spectres des voyelles.

$S(\tau)$

## 2. Expérimentation

### 2.1. BUT DE L'EXPÉRIMENTATION

Diverses expérimentations subjectives ayant déjà mis en évidence que la B.L.U. à « niveau constant »

$\cos \varphi(\tau)$

présentait effectivement un gain notable de puissance moyenne sur la B.L.U. « normale », sans qu'il y ait perte d'intelligibilité ni altération notable de la voix, il y avait lieu de procéder à une expérimentation systématique pour chiffrer les avantages obtenus et inconvénients s'il y avait lieu.

Les essais et mesures en laboratoire décrits ci-après ont été conduits dans ce but.

Ils peuvent être divisés en deux parties principales :

— Notation du gain de puissance moyenne sur une conversation téléphonique.

— Notation de l'intelligibilité en présence de niveaux de bruits croissants dans la transmission.

Une expérimentation systématique sur une liaison mobile réelle a été tentée. Mais la difficulté d'obtenir des valeurs cohérentes et stables, en raison des causes extérieures (parasites, niveaux de bruits fluctuants, etc.), n'ont pas permis de chiffrer honnêtement cette expérimentation.

Cependant nous pouvons affirmer que l'ordre de grandeur des valeurs appréciées a confirmé pleinement celles obtenues lors de l'expérimentation en laboratoire.

2.2. DISPOSITIF D'EXPÉRIMENTATION

Ce dispositif devait permettre de comparer à chaque instant et dans les mêmes conditions, les caractéristiques des deux modes de transmission. On a pour cela modifié deux émetteurs-récepteurs B.L.U. de façon que chaque appareil puisse permettre le choix instantané de l'un des deux modes de fonctionnement. Dans les appareils utilisés, la B.L.U. « normale » est obtenue par transposition à 250 kHz du signal téléphonique suivie d'un filtrage éliminant les produits de modulation indésirables. Elle est ensuite amplifiée linéairement à cette fréquence ainsi qu'aux autres fréquences de transposition jusqu'au tube final calé en classe AB 1.

La B.L.U. à « niveau constant » est obtenue par écrêtage de la B.L.U. « normale » à 250 kHz dans un amplificateur saturé. Cet écrêtage est suivi d'un filtrage destiné à limiter la largeur de bande du signal

à niveau constant. Les amplifications et transpositions successives sont ensuite les mêmes et sont réalisées par les mêmes circuits, étage de puissance compris, que dans le cas de la B.L.U. « normale » — autrement dit, à part l'étage à 250 kHz qui dans le premier cas est un amplificateur linéaire, et dans le second cas un écrêteur suivi d'un filtre, tous les autres circuits sont communs aux deux modes de transmission. Ce dispositif permet en particulier d'utiliser le même micro ainsi que la même antenne et la même boîte d'antenne dans les comparaisons entre les deux modes de transmission (voir fig. 5). Les réglages sont tels que la puissance crête délivrée pour un signal sinusoïdal est la même en B.L.U. « normale » et en B.L.U. à « niveau constant ». Les courbes des réponses amplitude B. F. - amplitude H. F. sont données sur la figure 6. La puissance crête est obtenue pour  $V_{BF} = 25$  mV dans le cas de l'émission à « niveau constant » et  $V_{BF} = 177$  mV dans le cas de l'émission « normale ». Ce dernier niveau n'étant atteint qu'en crête de modulation, on voit que l'écrêtage réalisé est égal à 17 dB.

La comparaison des deux modes de fonctionnement nécessitait le passage rapide de l'un à l'autre. Celui-ci s'obtient instantanément au moyen d'un inverseur disposé sur la face avant de l'appareil.

2.3. ESSAIS ET MESURES EN LABORATOIRE

Ils ont porté sur les trois points suivants, conduits concurremment pour les deux types de transmission :

- a) Mesures d'énergie émise.
- b) Appréciation de la qualité de la parole.

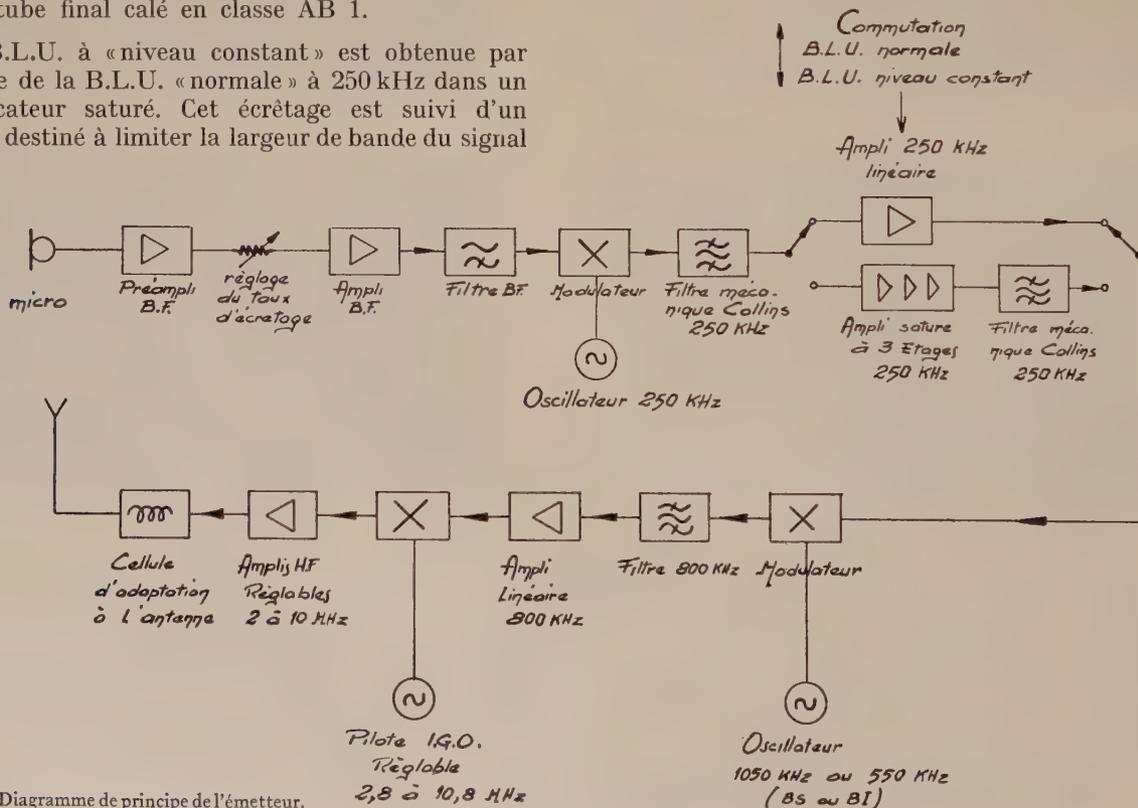


Fig. 5. — Diagramme de principe de l'émetteur.

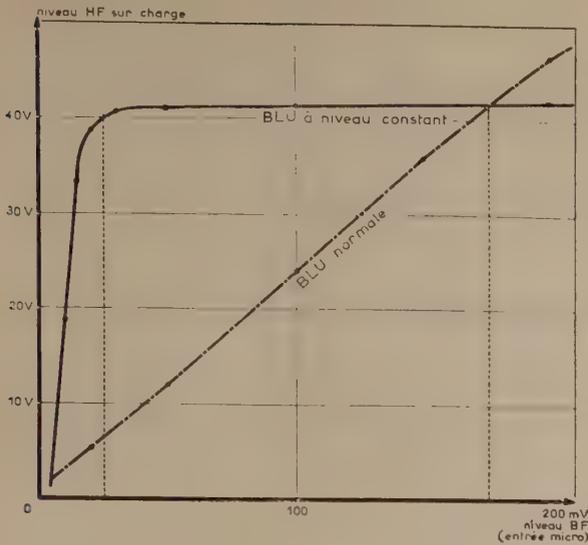


FIG. 6. — Courbe de réponse amplitude/amplitude dans les deux modes de fonctionnement.

c) Mesures d'intelligibilité en présence d'un niveau de bruit croissant. (Autrement dit, diminution du rapport signal/bruit de la liaison.)

La dernière mesure est d'ailleurs la plus objective car c'est une mesure globale du gain que peut procurer l'un ou l'autre mode de transmission, compte tenu que le gain de puissance moyenne prévu par le calcul pour la B.L.U. à « niveau constant » pouvait être à un certain moment compensé par la perte nécessaire d'une partie de l'information originale ( $a(t)$  en particulier).

D'autre part, en raison de l'écrêtage, la remontée des niveaux faibles de la parole, proportionnellement plus importante que celle des niveaux moyens, améliore certainement l'intelligibilité en présence de bruits importants, d'une valeur impossible à prévoir par le calcul.

2.4. MESURES D'ÉNERGIE

Cette mesure devait permettre de chiffrer le gain en puissance fournie par la B.L.U. à « niveau constant ». Il fallait donc mesurer l'énergie fournie par l'émetteur lorsque celui-ci est modulé par un signal vocal de durée précise et suffisamment longue. La mesure devait être faite à partir du même signal dans les deux modes de transmission.

Le problème a été résolu en modulant l'émetteur par un signal vocal en provenance d'un magnétophone sur lequel est enregistré un texte de 10 minutes et en mesurant l'énergie émise au moyen d'un calorimètre à huile dans lequel était immergé une résistance constituant la charge de l'émetteur. La mesure de l'énergie (donc de la puissance moyenne) a été déduite de l'augmentation  $\Delta T$  de la température de l'huile, après chaque passage du texte, d'après une courbe d'étalonnage du calorimètre.

Cette courbe est donnée figure 7.



FIG. 7. — Courbe d'étalonnage du calorimètre.

Le tableau suivant donne les résultats d'une série de mesures réalisées sur chaque appareil, à la fréquence de 2,8 MHz :

Mode de fonctionnement	Appareil n° 1		Appareil n° 2	
	B.L.U. « normale »	B.L.U. « niveau-constant »	B.L.U. « normale »	B.L.U. « niveau-constant »
Élévation de température	1,5 °C	14,5 °C	1,4 °C	12,8 °C
Puissance	2,5 W	17,5 W	2,35 W	15,6 W

La puissance crête (mesurée par la même méthode) de l'appareil n° 1 modulé par un signal sinusoïdal est égale à 22 W. Ces trois valeurs 22 W, 17,5 W et 2,5 W montrent que pour l'appareil n° 1 et le texte utilisé, la puissance moyenne émise en B.L.U. à « niveau-constant » est inférieure de 1 dB à la puissance crête, alors qu'en B.L.U. « normale » la puissance moyenne est inférieure de 9,44 dB à cette même puissance crête.

La remontée de puissance moyenne due à l'écrêtage est donc dans ce cas égale à 8,44 dB.

Une série de mesure de ce type, avec les deux appareils et différents textes à permis de constater que le gain en puissance dû à l'écrêtage de la parole est d'environ 8 dB. Le gain obtenu est donc assez proche du maximum théorique de 9 dB.

D'autre part, le rapport de 1 dB entre la puissance de crête obtenue sur un seul signal sinusoïdal et celle obtenue sur un texte confirme la théorie, (voir 1.6.A).

2.5. APPRÉCIATION DE LA QUALITÉ DE LA PAROLE

La liaison a été établie entre les deux extrémités du laboratoire. Le récepteur utilisé était un récepteur civil B.L.U. TRT, type FO 321.

Les essais ont consisté à écouter, dans des conditions de très bon rapport signal sur bruit (supérieur à 40 dB), les émissions faites dans les deux modes de fonctionnement, par différents opérateurs et avec différents microphones. Les essais préliminaires avaient mis en évidence l'utilité de prendre, en B.L.U. à « niveau constant », des microphones de qualité. Nous avons par la suite utilisé exclusivement des microphones piézoélectriques ou électrodynamiques.

Les essais ne permettent évidemment qu'un jugement subjectif. On peut cependant affirmer que la qualité de la parole reçue est comparable dans les deux cas et qu'en B.L.U. à « niveau constant » l'intelligibilité reste totale. En l'absence de bruit, la reproduction de la voix de l'opérateur est légèrement altérée, mais le timbre de la voix, un peu modifié, reste identifiable.

## 2.6. MESURE DE L'INTELLIGIBILITÉ EN PRÉSENCE D'UN BRUIT DE NIVEAU CROISSANT

L'adjonction au signal d'un bruit blanc à la réception peut servir à représenter l'influence d'un bruit de propagation qui diminue le rapport signal sur bruit de la liaison. On a donc superposé à l'entrée BF du récepteur un signal délivré par un générateur de bruit et de même largeur de bande que le signal utile. Ce niveau de bruit est réglable et contrôlé par un Vu-mètre.

Avant d'entreprendre des mesures systématiques, on a constaté qu'il était possible d'injecter un certain niveau de bruit rendant la réception de la B.L.U. « normale » absolument inexploitable alors que, toutes choses restant égales par ailleurs (même niveau de bruit, même réglage du récepteur, etc.), la réception de la B.L.U. à « niveau constant » demeure tout à fait exploitable. Bien qu'il s'agisse d'une mesure quelque peu subjective, du fait que le taux d'intelligibilité soit mal défini et difficile à mesurer, à la limite de ce qui peut être jugé inexploitable, on a cherché alors de combien il fallait augmenter le niveau de bruit pour rendre aussi la B.L.U. « niveau-constant » inexploitable. De nombreux essais ont été faits par plusieurs opérateurs. L'augmentation de niveau ainsi définie a été de 9 à 10 dB.

La mesure de l'intelligibilité a consisté à prendre en dictée des listes de cinquante mots dissyllabiques — sans aucune relation entre eux — émis soit en B.L.U. « normale », soit en B.L.U. à « niveau constant ». Le niveau de bruit fixe pendant chaque dictée était variable d'une dictée à l'autre. L'intelligibilité était déterminée par le nombre de mots compris de façon exacte à chaque dictée. Les listes de mots étaient enregistrées à l'avance sur un magnétophone par un opérateur et prises en dictée par cinq autres opérateurs. La moyenne des résultats est donnée dans le tableau ci-après.

Le bruit  $B_0$  est un bruit moyen pris comme référence. Il correspond à un rapport signal/bruit d'environ 8 dB. Ces pourcentages d'intelligibilité peuvent paraître faibles en valeur absolue, car ils sont inférieurs aux pourcentages obtenus à l'étranger dans des mesures du même genre. Ceci provient du fait que ces mesures ont été menées dans les

Niveau de bruit	Pourcentage de mots correctement reçus	
	B.L.U. « normale »	B.L.U. « niveau-constant »
Bruit très faible <sup>(1)</sup>	91 %	84 %
$B_0$ .....	53 %	80 %
$B_0 + 4$ dB ...	38 %	80 %
$B_0 + 7$ dB ..	10 %	78 %
$B_0 + 13$ dB ..	0 %	60 %
$B_0 + 17$ dB ..	0 %	0 %

laboratoires étrangers avec l'aide d'équipes spécialisées et entraînées à ce genre de travaux, alors qu'elles ont été faites dans nos laboratoires par des opérateurs qui n'avaient reçu aucune préparation spéciale.

Ces résultats ont conduit à tracer la courbe de la figure 8 où l'on a porté en abscisse le bruit réinjecté en B.F. et en ordonnées le taux d'intelligibilité.

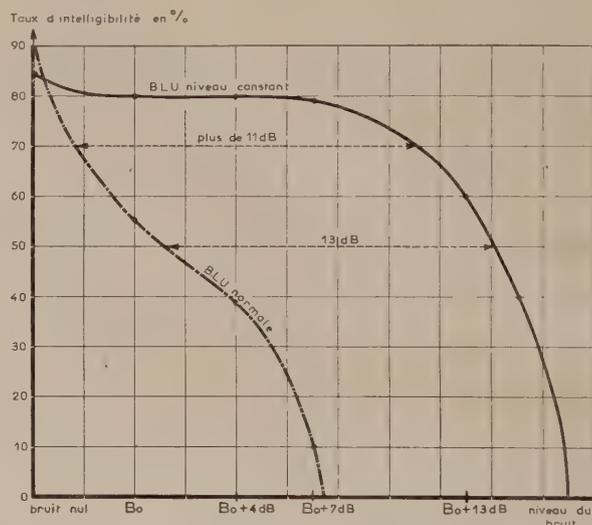


FIG. 8. — Taux d'intelligibilité en fonction du niveau de bruit.

Cette courbe montre que, si en présence d'un bruit très faible (bruit propre du récepteur dans la liaison en laboratoire) la B.L.U. « normale » est plus intelligible que la B.L.U. à « niveau-constant » (91 % contre 84 %), le taux d'intelligibilité de la seconde décroît très lentement et est encore égal à 78 % alors que celui de la première est tombé à 10 %. Mais cette courbe appelle surtout la remarque capitale suivante. Dès que le niveau de bruit n'est plus négligeable, le gain réel apporté par l'écrêtage est sensiblement supérieur aux 8 dB que laissent prévoir les mesures de puissance. On voit en effet que le niveau de bruit donnant en B.L.U. à « niveau-constant » un taux d'intelligibilité de 50 % par exemple, doit être diminué de 13 dB environ pour retrouver le même taux d'intelligibilité en B.L.U. « normale ». De la même façon, il faut diminuer le niveau de bruit de plus de 11 dB pour passer d'un taux d'intelligibilité de 70 %

<sup>(1)</sup> Le rapport signal sur bruit à la réception dans les conditions de liaison (entre les deux extrémités du laboratoire) était certainement supérieur à 40 dB.

en B.L.U. à « niveau-constant » au même taux en B.L.U. « normale ».

Ce gain supplémentaire de 3 à 4 dB par rapport au gain de puissance qui avait été chiffré aux environs de 8,5 dB confirme bien ce qui avait été prévu (voir 2.1.) : l'intelligibilité en présence de bruits est améliorée du fait de la remontée proportionnellement plus importante des niveaux faibles que celle des niveaux moyens.

Tout ceci peut être résumé de la façon suivante :

— Au cours d'une conversation téléphonique, la puissance moyenne émise en B.L.U. à « niveau constant » est supérieure d'au moins 8 dB à la puissance moyenne émise en B.L.U. « normale ». Mais le gain réel apporté par l'écrêtage dépasse 11 dB.

— La qualité de la parole n'est pratiquement pas altérée en B.L.U. à « niveau constant ».

— En présence de bruit, la B.L.U. à « niveau constant » donne une meilleure intelligibilité que la B.L.U. « normale ». La différence devient de plus en plus importante à mesure que le niveau de bruit augmente.

### 3. Essais complémentaires

Divers autres essais complémentaires ont été faits en dehors de l'expérimentation systématique qui avait pour but la vérification des principes généraux de base.

### 3.1. ESSAI DE COMPATIBILITÉ

En premier lieu, s'il y avait lieu de vérifier si la B.L.U. à « niveau-constant » s'accommodait de la « compatibilité » aussi facilement que la B.L.U. « normale », c'est-à-dire : Emission de la porteuse au même niveau que la crête de la bande latérale émise, et réception par un récepteur à modulation d'amplitude (A 3). Les essais effectués dans ce sens ont prouvé que la B.L.U. à « niveau constant » compatible était aussi intelligible que la B.L.U. « normale » émise et reçue dans les mêmes conditions.

### 3.2. ESSAI D'ÉTALEMENT DU SPECTRE

Il y avait lieu aussi de noter l'occupation du spectre de la B.L.U. à « niveau-constant » émise dans diverses conditions.

Comme il a été vu lors de la description du matériel ayant servi à l'expérimentation systématique des principes de bases, le filtre B.L.U. ajouté après la limitation en B.L.U. à « niveau-constant » et l'utilisation du même ampli linéaire dans les deux cas, ont fait que l'occupation du spectre était pratiquement la même. Mais il fallait prévoir l'utilisation d'amplificateurs non linéaires (voir 1.6.B) qui forcément amènent un étalement plus important du spectre d'amplitude de l'onde complexe à amplifier.

Pour cette expérimentation, il a été utilisé un pilote B.L.U. à « niveau-constant » TRT type FE 360 dont le schéma synoptique est représenté figure 9.

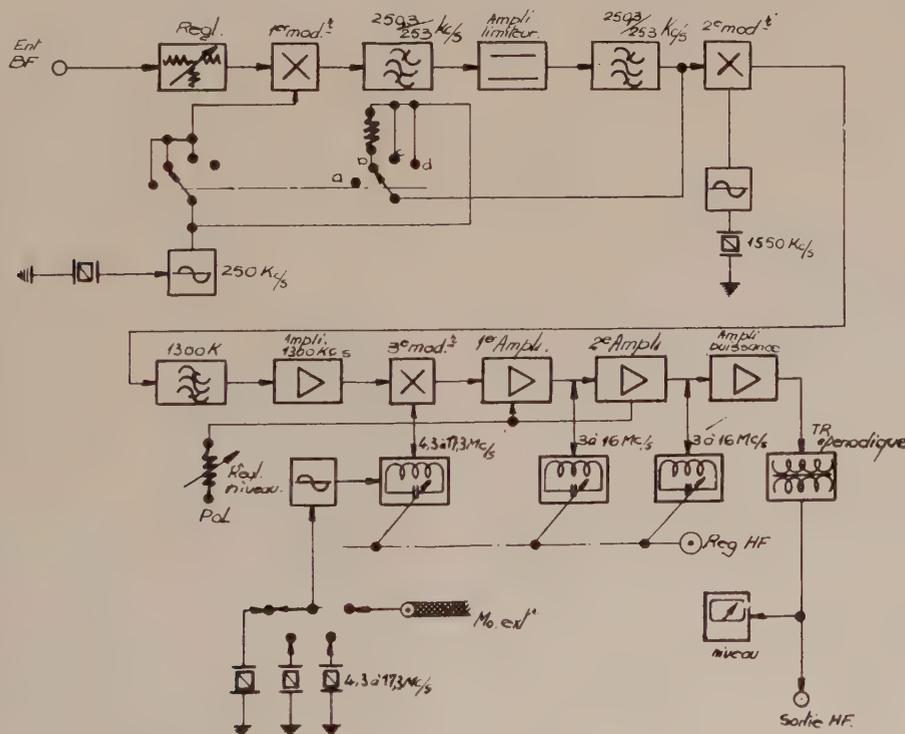


FIG. 9. — Pilote B.L.U. à niveau constant, Schéma synoptique.

Nota : a) sans porteuse ; b) porteuse réduite ; c) porteuse normale ;  
d) porteuse normale sans modulation.

Ce pilote a été créé spécialement pour attaquer l'amplificateur calé en classe « C » d'un émetteur télégraphique A1 ou F1.

Pour des raisons de temps et de précision de mesure, il n'a pas été possible de faire l'essai en modulant avec un bruit blanc à l'entrée B.F. du pilote, comme cela aurait été plus logique, du fait qu'un bruit blanc est plus représentatif d'une modulation téléphonique que la juxtaposition de deux signaux B.F. sinusoïdaux comme cela a été fait dans les essais décrits. Cependant, il est connu que l'essai à deux signaux donne des produits de distorsions de niveaux plus élevés que l'essai avec un bruit blanc, les résultats obtenus (dans ce cas) sont plus pessimistes que ceux obtenus en présence d'une modulation téléphonique.

*Premier essai :* Bien que les résultats soient prévisibles, un essai a été fait en supprimant le 2<sup>e</sup> filtre B.L.U. après écrêtage pour mettre en évidence son utilité. La mesure a été faite en mettant deux notes B.F. d'égale amplitude à l'entrée du pilote. Les résultats obtenus sont représentés figure 10.

Les seuls commentaires qu'appellent ces résultats sont :

a) A peu de chose près, on retrouve avec leur amplitude relative, les premières raies spectrales prévues par le calcul pour des signaux à fronts raides. (Le spectre, évidemment symétrique n'est représenté que d'un seul côté.)

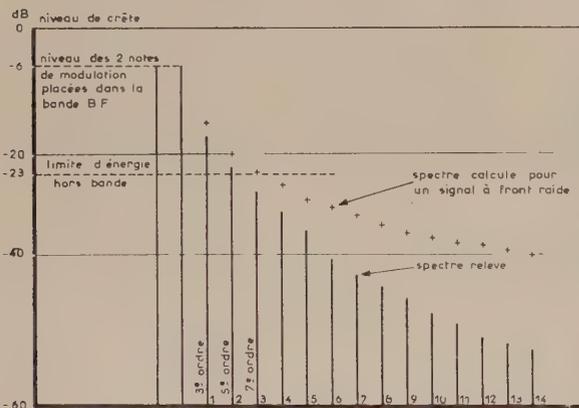


FIG. 10. — Spectre du signal à deux notes obtenu après limitation sans deuxième filtre.

b) Pour deux notes d'égale amplitude placées chacune à une extrémité de la bande B.F. transmise par le filtre B.L.U., la première raie se trouvant en dessous de  $-23$  dB du niveau de crête est à 3 fois la différence de fréquence des deux notes (produit d'intermodulation du 7<sup>e</sup> ordre). Ainsi, tenant compte de l'avis n° 230 du C.C.I.R. Los Angeles 1959, la bande occupée dans ce cas serait environ 5 fois la bande BF à transmettre. Ceci démontre bien la nécessité du 2<sup>e</sup> filtre B.L.U.

*Deuxième essai :* Cet essai a été conduit en remettant en service le 2<sup>e</sup> filtre B.L.U. et en dosant l'excita-

tion de l'amplificateur classe « C » de l'émetteur de façon que sur une seule note donnant le niveau de crête, le niveau de sortie H.F. final représente 85 à 90 % du niveau de saturation. A titre d'information, la courbe amplitude/amplitude de l'émetteur utilisé est donnée figure 11.

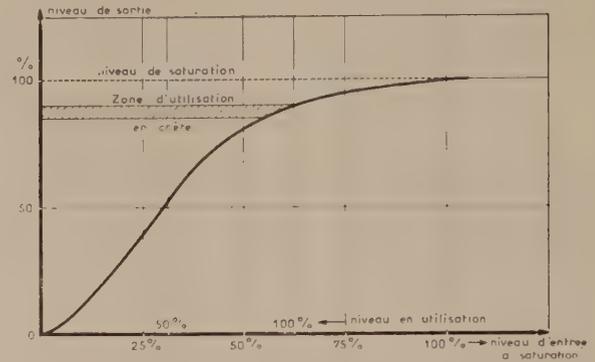


FIG. 11. — Courbe amplitude/amplitude de l'amplificateur H.F.

Les résultats obtenus sont représentés figure 12 (mêmes remarques que précédemment pour le spectre représenté d'un seul côté).

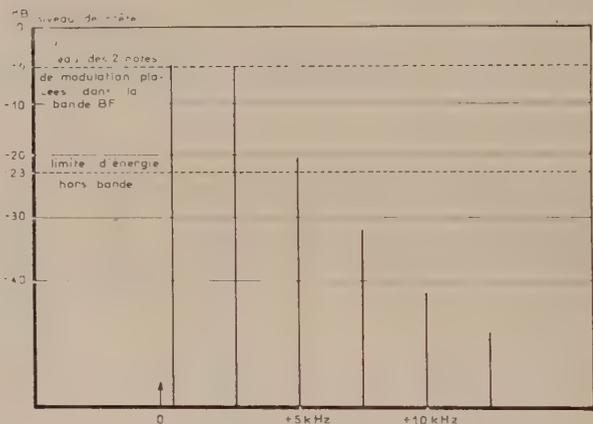


FIG. 12. — Spectre du signal à deux notes obtenu avec un 2<sup>e</sup> filtre B.L.U. après limitation.

Dans ces résultats, on voit tout de suite que les produits d'intermodulation de rang le plus faible (3<sup>e</sup> ordre) retombant auprès de la bande sont à un niveau de  $-21$  dB du niveau de crête. Le niveau du produit de rang immédiatement suivant (5<sup>e</sup> ordre) n'est plus qu'à  $-32$  dB. De cela il apparaît que la presque totalité de l'énergie retombant auprès de la bande est contenue dans les produits du 3<sup>e</sup> ordre et que, à 2 dB près, ils représentent la valeur tolérée hors bande par l'Avis C.C.I.R. précité.

Mais, comme il a déjà été dit, la mesure d'intermodulation avec deux notes d'égale amplitude donne des niveaux plus élevés que ceux obtenus avec une modulation téléphonique. Dans ce dernier cas la bande réellement occupée suivant la définition de l'Avis 230 du C.C.I.R. est à peu de chose près la même que celle de la B.L.U. « normale ». Il y a lieu pour obtenir ces résultats en B.L.U. à « niveau-

constant », de régler le niveau de crête à 85 % ou 90 % du niveau de saturation de l'amplificateur classe « C » qui suit le pilote. C'est un réglage initial qui existe aussi pour la B.L.U. « normale » suivie d'un amplificateur linéaire.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] MARCOU P. et DAGUET J. — Une nouvelle méthode de transmission de la parole. *Annales des Télécommunications*, Juin 1956, p. 118-126.  
« New methods of speech transmission »,  
« Proceedings of the London Symposium of Information theory », CHERRY E.C.  
Ed. Butterworthe scientific publication. London.
- [2] GABOR D. — Theory of communication. *J. Inst. Elect. Eng.* Part. III GB (Nov. 1945), 93, n° 26, pp. 429-457.
- [3] VILLE J. — Théorie de la notion de signal analytique. *Câbles Transm. Fr.* (Janv. 1948), 2, n° 1, pp. 61-74.
- [4] CAHN C. — Crosstalk due to Finite Limiting of Frequency Multiplexed Signals. *Proceedings of the IRE*, vol. 48, number 1, January 1960, pp. 53-59.
- [5] OSWALD J. — Suppression totale ou partielle d'une bande latérale de modulation. *Câbles et Transmissions*, avril 1952, n° 2, p. 165-173.
- [6] LICKLIDER et POLLOCK. *Journal of Acoustical Society*.

## ACTIVITÉS ET VIE DE LA SOCIÉTÉ

### RÉUNIONS DU BUREAU

#### Réunion de septembre 1960

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est réuni le mercredi 28 septembre 1960 à 17 h sous la présidence de M. A. ANGOT, Président de la Société.

*Présents* : M. BESSON, Mme CUBAIN, MM. DAVID, DEZOTEUX, FLAMBARD, GUÉRIN, LIBOIS, PORTIER, THUÉ.

*Excusés* : MM. AUBERT, BLANC-LAPIERRE, DUPOUY, GOUDET, LESCHI, MOULON, RABUTEAU.

*Assistaient à la séance* : MM. SUEUR et GOURDON, *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*, B. DECAUX, Président du Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique*, B. GAUSSOT, *Vie de la Société*.

1° Après adoption du Procès-Verbal de la séance du 22 juin 1960 les candidatures de 23 nouveaux membres sont acceptées.

2° L'Ingénieur Général SUEUR, Président du Comité d'organisation, informe le Bureau de l'état de préparation du *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*. Malgré la période des vacances, on compte déjà un grand nombre d'inscriptions et de propositions de communications.

La traduction simultanée en français, anglais et russe a été prévue. Une plaquette comportant le programme avec les résumés des conférences sera distribuée aux participants à l'ouverture du colloque.

3° Le Président demandera à M. Louis LEPRINCE RINGUET de bien vouloir prononcer l'éloge du Duc de BROGLIE, premier Président de la Société, au cours de la séance commémorative du 15 octobre 1960.

4° Le Secrétaire Général, M. A. FLAMBARD expose le programme des conférences du 4<sup>e</sup> trimestre de 1960.

5° Le Bureau décide de soumettre à la prochaine réunion du Conseil, la proposition de création d'une section d'études intitulée : Electronique Biologique et Médicale.

#### Réunion d'octobre 1960

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 27 octobre 1960 à 17 h sous la présidence de M. A. ANGOT, Président de la Société.

*Présents* : MM. AUBERT, FLAMBARD, GUÉRIN, GOUDET, LIBOIS, MOULON, PICAULT, PORTIER, THUÉ.

*Excusés* : MM. ABADIE, BLANC-LAPIERRE, BOUTHILLON, CABESSA, Mme CUBAIN, MM. DAVID, DEZOTEUX, DUPOUY, LESCHI, MATRAS, PONTE, RABUTEAU.

*Assistaient à la séance* : MM. GOURDON, *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*, B. GAUSSOT *Vie de la Société*.

1° Après adoption du Procès-Verbal de la séance du 28 septembre 1960 les candidatures de 20 nouveaux membres sont acceptées.

2° Le Bureau adresse ses félicitations à M. Gaston DUPOUY, ancien président de la Société, qui vient de recevoir le Prix des Trois Physiciens.

3° M. GOURDON, représentant M. SUEUR empêché, fait le point de l'état de préparation du *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*. Les inscriptions continuent à être reçues, avec une participation étrangère proportionnellement très importante. Le Comité de lecture a commencé l'étude des communications proposées.

4° Un échange de vues entre les membres du Bureau a lieu sur le choix du jour et de l'heure des réunions générales de la S.F.E.R. Le Président remarque que l'assistance était peu nombreuse aux dernières réunions ; il demande qu'on examine la possibilité de les tenir à un autre moment que le samedi après-midi ; une circulaire de consultation sera envoyée aux membres de la S.F.E.R. avec le bulletin de vote de l'Assemblée Générale.

#### Réunion de novembre 1960

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est réuni le mardi 22 novembre 1960 à 17 h sous la présidence de M. A. ANGOT, Président de la Société.

*Présents* : MM. AUBERT, BESSON, CABESSA, DAVID, DEZOTEUX, FLAMBARD, GUÉRIN, MOULON, PICAULT, PORTIER, THUÉ.

*Excusés* : MM. ABADIE, BLANC-LAPIERRE, Mme CUBAIN, MM. DUPOUY, GOUDET, LIBOIS, MATRAS, PONTE, RABUTEAU.

*Assistaient à la séance* : MM. GOURDON, *Colloque International sur les Dispositifs à Semi conducteurs*, B. GAUSSOT, *Vie de la Société*.

1° Après adoption du Procès-Verbal de la séance du 27 octobre 1960 les candidatures de 13 nouveaux membres sont acceptées.

2° Le Colonel GOURDON, représentant M. SUEUR en mission, expose la situation des inscriptions au *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs* : 147 inscriptions individuelles françaises et 98 étrangères, 26 inscriptions de sociétés françaises et 19 de sociétés étrangères.

Le nombre de communications proposées dépasse 120.

3° Le Bureau arrête la liste des noms qui seront proposés au Conseil pour le renouvellement des membres du Bureau et du Conseil, ainsi que des Présidents des 1<sup>re</sup>, 2<sup>e</sup> et 5<sup>e</sup> sections d'études.

4° Le Bureau décide de proposer de nommer comme membre d'Honneur M. Paul BRENOT, l'un des membres fondateurs de la Société.

**Réunion de décembre 1960**

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 8 décembre 1960 à 17 h sous la présidence de M. G. GOUDET, Vice-Président de la Société.

*Présents* : MM. AUBERT, BESSON, BOUTHILLON, CABESSA, DEZOTEUX, FLAMBARD, GUÉRIN, LIBOIS, MOULON, PICAULT, PORTIER.

*Excusés* : MM. ABADIE, ANGOT, BLANC-LAPIERRE, BUREAU, Mme CUBAIN, MM. DAVID, DUPOUY, LESCHI, PONTE.

*Assistaient à la séance* : M. GOURDON, *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*, M. DECAUX, Président du Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique*, M. B. GAUSSOT, *Vie de la Société*.

1° Après adoption du Procès-Verbal de la séance du 22 novembre 1960 les candidatures de 7 nouveaux membres sont acceptées.

2° Le Colonel GOURDON, représentant le président du Comité d'organisation, fait un exposé sur l'état d'avancement des préparatifs du *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*.

3° Le Secrétaire Général, M. A. FLAMBARD, expose le programme des conférences pour le 1<sup>er</sup> trimestre 1961.

4° M. B. DECAUX soumet au Bureau un projet de document, établi par le Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique* et destiné à faire connaître la Société, ses buts, son activité et l'intérêt d'en être membre.

5° Le Trésorier, M. MOULON, présente le projet de compte-rendu financier qui sera soumis au conseil.

6° Le Secrétaire Général, M. A. FLAMBARD, lit le projet de rapport moral qui sera soumis au Conseil.

**RÉUNION DU CONSEIL****Réunion de décembre 1960**

Le Conseil de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 8 décembre 1960 à 17 h 45 sous la présidence de M. G. GOUDET, Vice Président de la Société.

*Présents* : MM. AUBERT, BESSON, BOUTHILLON, CABESSA, CHAVANCE, DAYONNET, DEMAN, DEZOTEUX, FLAMBARD, GAUSSOT, GINIAUX, GUÉRIN, LIBOIS, MOULON, ORTUSI, PICAULT, PIRCHER, POLONSKY, PORTIER, ROBIN, VIDREQUIN, VILLEMAGNE.

*Excusés* : MM. ABADIE, ANGOT, ARNOULT, BLANC-LAPIERRE, BUREAU, Mme CUBAIN, MM. DAVID, DUMOUSSEAU, DUPOUY, LESCHI, PONTE, DE VERDIÈRE.

*Assistait à la séance* : M. GOURDON, *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*.

1° Le Président fait part au Conseil du décès de Pierre ANDRIEUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, ancien membre du Conseil et ancien Commissaire aux Comptes, titulaire du Prix Henri-ABRAHAM.

2° M. B. DECAUX, ancien Vice-Président et Président du Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique* a reçu le Prix JAFFÉ, de l'Académie des sciences. Le Conseil s'associe aux félicitations qui lui ont été présentées par le Président.

3° Le Procès-Verbal de la réunion du 23 mai 1960 est adopté.

4° Le Colonel GOURDON, représentant l'Ingénieur Général SUEUR, président du Comité d'organisation du *Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs*, met le Conseil au courant de l'évolution de la préparation du Colloque (voir C.-R. des réunions du Bureau).

5° Le Jury du Prix Henri-ABRAHAM s'est réuni le 6 décembre 1960 ; il a décidé d'attribuer ce prix à M. Lefteri SIDÉRIADÈS, attaché de recherches au C.N.R.S. à Marseille pour ses travaux sur les « Méthodes Topologiques appliquées à l'Electronique ».

6° Sur proposition du Bureau, le Conseil attribue la médaille René MESNY à M. Paul ABADIE, ancien Président de la S.F.E.R.

7° Le Conseil décide de proposer à l'Assemblée Générale la nomination, comme membre d'Honneur, de M. Paul BRENOT, l'un des membres fondateurs de la Société.

8° Le Conseil nomme des Présidents de Section à compter du 1<sup>er</sup> juillet 1961 :

1<sup>re</sup> Section « Etudes Générales » : M. Louis ROBIN.

2<sup>e</sup> Section « Matériel Radioélectrique » : M. Jacques FAGOT.

5<sup>e</sup> Section « Hyperfréquences » : M. l'Ingénieur Militaire Principal P. ASSENS.

9° Le Conseil décide de créer une section d'études d'« Electronique Biologique et Médicale » et d'en confier la Présidence à M. J. POLONSKY.

10° Le Conseil établit la liste des candidats qui sera proposée à l'Assemblée Générale pour le renouvellement du Bureau et du Conseil en 1961.

11° Le Président informe le Conseil qu'un questionnaire sera adressé aux membres de la S.F.E.R. en vue de déterminer s'il y a lieu de changer le jour et l'heure des réunions générales de la Société.

12° M. LIBOIS, Rédacteur en chef puis M. GINIAUX, des EDITIONS CHIRON, font des exposés sur la situation de l'*Onde Electrique*.

13° M. MOULON, Trésorier, expose la situation financière telle qu'elle se présente au 30 novembre 1960.

14° M. A. FLAMBARD, Secrétaire Général, lit le projet de rapport moral destiné à l'Assemblée Générale ; le Conseil approuve ce rapport.

**RÉUNIONS GÉNÉRALES****Réunion du mercredi 21 septembre 1960**

Cette réunion à la maison de la Chimie était consacrée à une conférence du Docteur Ronald L. MacFARLAN, Président de l'Institute of Radio Engineers (Etats-Unis) sur la *Transmission radioélectrique d'énergie à un mobile éloigné*.

Le conférencier a d'abord indiqué que la conception d'un tel projet, qui n'est pas encore au stade de la réalisation, a été rendue possible par les récents générateurs d'ondes de grande puissance en hyperfréquence. En associant un assez grand nombre de tels tubes fonctionnant en parallèle à une antenne de grandes dimensions pointée verticalement, on peut espérer transmettre une part importante de l'énergie rayonnée à une antenne située sous une plateforme maintenue en haute altitude : l'énergie captée serait convertie en chaleur dans un guide d'ondes dissipatif, afin d'alimenter le dispositif de sustentation de la plateforme. Le projet semble réalisable en ondes centimétriques supérieures avec des tubes de puissance moyenne 100 kW ou plus, des antennes de diamètre égal à 50 mètres sous la plateforme à plusieurs centaines de mètres du sol. Une telle plateforme pourrait être utilisée pour effectuer des observations scientifiques, éventuellement pour servir de relais à des systèmes de communications.

**Réunion du samedi 15 octobre 1960**

Au début de cette séance que présidait l'Ingénieur Général André ANGOT, président de la S.F.E.R. un solennel hommage à la mémoire du Duc Maurice DE BROGLIE, premier Président de notre Société a été rendu par M. Louis LEPRINCE RINGUET (voir l'*Onde Electrique* de décembre 1960).

Ensuite M. E. J. BLUM, Astronome à l'Observatoire de Meudon, fit une conférence sur l'*Evolution des instruments d'observation de la radioastronomie*.

Les progrès rapides des techniques d'observation en radio-astronomie découlent en premier lieu de causes communes à

tous les domaines scientifiques : augmentation des effectifs et des crédits, mise en place de procédés automatiques pour l'enregistrement et le dépouillement des phénomènes, emprunts à d'autres branches de la physique pour obtenir, en particulier, des récepteurs plus sensibles, enfin accroissement considérable des dimensions des antennes.

Dans ce dernier domaine, on se heurte à des problèmes délicats concernant les tolérances des surfaces réfléchissantes et la précision de pointage ; l'étude d'un grand aérien doit être conduite avec précaution en tenant compte des buts à atteindre et des multiples solutions disponibles. En effet, les Radioastronomes ont souvent su trouver des procédés originaux pour résoudre leurs problèmes de mesure et ainsi cette branche encore nouvelle a, en quelques années, pris une expansion qui a pu étonner. Sans doute les groupes de radioastronomie comprennent des chercheurs de formation très diverses, ce qui permet souvent une mise en commun fructueuse des connaissances individuelles ; mais cela mène surtout à une compréhension plus précise des travaux à entreprendre, d'où des instruments spécialisés, bien étudiés et adaptés aux observations, moins coûteux aussi : la croix de Mills qui offre pour la mesure des radio-sources en ondes métriques tous les avantages d'un miroir parabolique au moins dix fois plus coûteux, les interféromètres à réseau qui répondent parfaitement aux besoins des mesures solaires, les spectrographes destinés à l'étude de la raie de l'hydrogène sur 21 cm avec une extrême sensibilité sont des exemples de telles réalisations.

A la station de Nançay, nous construisons actuellement un grand radiotélescope à 2 miroirs et nous pensons que cet instrument étudié depuis plusieurs années en fonction des résultats déjà acquis et des projets en cours, remplira pendant une longue période quelques uns des besoins les plus importants de la radio-astronomie : mesure précise des positions d'un grand nombre de radiosources, étude sur 21 cm des galaxies lointaines et aussi détection des fusées extra-terrestres à des distances doubles de celles permises par tous les autres miroirs actuels.

### Réunion du samedi 5 novembre 1960

Conférence à la Maison de la Chimie de M. Jean François DENISSE, Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris, sur les « récentes découvertes en radioastronomie ».

Dans une première partie, le conférencier a décrit l'ensemble des observations faites au cours de ces dernières années et qui ont conduit à des vues entièrement nouvelles sur l'activité solaire et ses relations avec les phénomènes terrestres.

Ensuite, M. DENISSE a passé en revue l'état des recherches dans le domaine extragalactique où de nouveaux progrès sont attendus de l'usage des très grands instruments.

### Réunion du samedi 26 novembre 1960

Conférence, à l'Amphithéâtre de Chimie de la Faculté des Sciences par M. André HENRY, Secrétaire du Comité de Coordination des Télécommunications, sur « l'évolution des services de radiocommunications » à la lumière des résultats de la conférence de Genève (17 août - 21 décembre 1959).

Au cours des quinze dernières années, l'évolution des services de radiocommunications a été extrêmement rapide en raison des progrès techniques réalisés et des nouvelles méthodes d'exploitation mises en œuvre. De nombreuses conférences internationales de radiocommunications eurent également lieu ; la dernière en date s'est tenue à Genève du 17 août au 21 décembre 1959 elle a réuni les représentants de 84 pays.

Cette Conférence a mis au point un nouveau Règlement des radiocommunications qui entrera en vigueur le 1<sup>er</sup> mai 1961. Ce Règlement tient compte de l'évolution prévisible des services de radiocommunications dans différents domaines tels que :

- emploi de procédés de manipulation ou de modulation perfectionnés (télégraphie à déplacement de fréquences, fac-similé, correction automatique des erreurs, bande latérale unique, multiplex) ;

- possibilités offertes par la diffusion ionosphérique ou troposphérique ;

- mise en service de nouveaux programmes de télévision dans la gamme des ondes décimétriques ;

- utilisation des procédés modernes de radionavigation ;

- utilisation future des véhicules spatiaux pour les liaisons intercontinentales ;

- développement du service de radioastronomie.

Lorsque l'examen des problèmes posés n'a pas permis d'aboutir à des dispositions réglementaires, les Résolutions et les Recommandations adoptées par la Conférence de Genève serviront de guide aux administrations pour les études futures.

### Réunion du samedi 3 décembre 1960

Conférence de MM. L. GÉRARDIN, Chef du Service « Recherche Opérationnelle » au Groupe Electronique de la C.F.T.H. et R. BARBIER, Ingénieur au Groupe Electronique de la C.F.T.H. à l'Amphithéâtre de Chimie de la Faculté des Sciences sur l'« Extraction Automatique d'Informations Radar sous forme digitale ».

Après avoir rappelé les principes de base de l'exploitation des informations d'écho de radar, on montre qu'il est très difficile, sinon impossible, de réaliser pratiquement un récepteur parfait.

On peut transformer la vidéo brute d'un radar en vidéo normalisée (signaux zéro ou un de durée fixée et repérés par rapport à une horloge), et mettre en mémoire ces informations binaires. Un traitement approprié de ces informations mises en mémoire permet de réaliser un récepteur dont la sensibilité n'est inférieure que de 1,8 dB à celle du récepteur parfait.

La position précise des plots observés peut se faire en traitant convenablement la séquence correspondante de signaux zéro et un. Deux classes de méthodes sont utilisées pour l'estimation du gisement : pondération à vraisemblance maximale ou moyennage entre des décisions début et fin de plot.

Un récepteur de ce genre a été réalisé en vue de déterminer expérimentalement les performances à escompter. Ce récepteur a ensuite été décrit : il utilise comme mémoire un tambour magnétique.

### Réunion du samedi 17 décembre 1960

A l'Amphithéâtre de Chimie de la Faculté des Sciences, M. Pierre CHAVANCE, Chef du Département Télécommunications de la C.F.T.H. a fait une conférence sur les « Réalisations récentes et les évolutions des techniques dans le domaine des faisceaux hertziens transhorizon ».

Après avoir présenté et commenté un film sur la liaison Médéa-Laghout-Ouargla réalisée par la C.F.T.H. et récemment mise en service, le conférencier a fait ressortir les difficultés propres aux conditions d'exploitation sahariennes (affaiblissements de propagation exceptionnellement élevés, environnement des équipements : température, poussières, facteurs sociologiques, etc.) et l'importance du choix des solutions techniques.

L'expérience acquise a conduit à définir en liaison étroite avec le Centre National d'Etudes des Télécommunications une structure de matériel particulièrement bien adaptée aux besoins des pays à faible densité de population et une doctrine d'emploi qui permet de procéder par tranches successives d'installation et d'accroître progressivement la capacité et la qualité des liaisons. La pratique a montré que les fréquences de travail les plus favorables sous ce rapport se situent dans les bandes 500 et 900 MHz.

Les équipements comportent des amplificateurs à tubes céramiques capables de délivrer des puissances de 500 watts (TH 6007), 1 kW (TH 6942) et 10 kW (TH 6017).

Par rapport aux klystrons, les triodes et tétrodes présentent aux fréquences inférieures à 1 000 MHz des avantages notables de robustesse, de simplicité de mise en œuvre, et de commodité d'utilisation. La puissance qui peut être obtenue est de 10 kW

et des puissances plus élevées seront certainement réalisables par la suite.

Après avoir examiné les conditions optimales de réalisation des fortes puissances à l'émission, M. CHAVANCE traite des possibilités offertes par les méthodes modernes de réception à faible bruit. Dans la pratique, il y a intérêt à rendre la température de bruit du récepteur assez proche de la température d'antenne, qu'il faut du reste chercher à abaisser en diminuant les lobes latéraux et le rayonnement diffus.

Dans les gammes 500 et 900 MHz, cela conduit à un facteur de bruit effectif d'environ 2 à 3 dB et à une température de bruit de réception de l'ordre de 100 °K, qu'il est possible d'obtenir avec d'excellents amplificateurs paramétriques. Les amplificateurs à bruit plus faible du type MASER constituent par contre un luxe inutile.

L'utilisation des techniques de compression de fréquence apporte également un moyen d'améliorer la réception en reculant le seuil par réduction de la largeur de bande.

Si, de plus, l'excursion de fréquence du signal à l'émission est majorée, on bénéficie d'un gain en rapport signal-bruit dans la bande de base. L'obtention simultanée de valeurs de seuil très basses et d'une qualité améliorée sur les voies est particulièrement avantageuse pour un faisceau hertzien comportant à la fois des voies téléphoniques et des circuits télégraphiques.

En conclusion, le conférencier indique que grâce aux perfectionnements réalisés tant à l'émission qu'à la réception, les faisceaux hertziens transhorizon permettent d'obtenir des liaisons possédant la qualité CCIR.

## RÉUNION DES SECTIONS

### 1<sup>re</sup> Section « Etudes Générales »

Le 18 novembre 1960, le Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité s'est réuni en commun avec l'AFCALTI pour entendre une communication de M. Jean LOISEAU, Ingénieur en Chef honoraire de l'Artillerie Navale, sur les « équations des rayons lumineux dans un espace à 4 dimensions, le décalage vers le rouge et l'expansion de l'univers ».

Les équations des rayons lumineux orthogonaux aux ondes électromagnétiques sont les équations caractéristiques de l'équation invariante de l'optique sur un espace riemannien à 4 dimensions. La vitesse de la lumière est constante sur un même rayon lumineux, les équations des rayons ne sont ni celles des géodésiques ni celles des points libres, ni dans l'espace à 4 dimensions, ni sur l'espace à 3 dimensions (H) représentant l'univers.

Le décalage vers le rouge des spectres lumineux, se trouve expliqué par la variation de la vitesse de la lumière qui dépend du temps et du point considéré. Sur un espace riemannien quelconque, l'expansion est définie par le coefficient H :

$$H = \frac{\delta(d\sigma)}{\delta\theta} = \frac{p_1^4}{R}$$

$p_1^4$  est la vitesse de la lumière et  $\frac{1}{R}$  est la courbure normale de l'espace (H) suivant le rayon lumineux au point d'émission d'une galaxie,  $d\sigma$  l'arc du rayon. Cette expression montre que le coefficient H est localement variable, il dépend de la direction du rayon, à moins que l'espace ne soit particulier, mais plus général qu'un espace à courbure riemannienne constante, même si la courbure est constante sur tout l'espace. Si H est constant, la formule de Hubble se trouve démontrée

$$Hl = p_1^4 \frac{d\lambda}{\lambda}$$

\* \*

La réunion du mercredi 23 novembre 1960 à 17 h était consacrée à une communication de M. Roger ALFANDARI, Ingénieur à la C.F.T.H. sur l'existence, les caractéristiques et les applications d'un mode du type  $TE_{0,0}$  en guide d'onde rectangulaire totalement ou partiellement rempli de ferrite et magnétisé transversalement.

L'analyse des modes de propagation dans un guide d'ondes rectangulaire rempli de ferrite et magnétisé perpendiculairement au plan de polarisation de l'onde incidente, conduit à des équations qui peuvent être résolues dans le cas des ondes transverses.

L'auteur montre, dans ce cas, qu'une onde transverse électrique seule peut se propager, les ondes transverses magnétiques ne satisfaisant pas aux conditions aux limites. Une caractéristique essentielle de ces configurations réside dans le fait que le champ électrique de l'onde électromagnétique est parallèle au champ magnétique de polarisation. L'existence de ces modes a pu être vérifiée expérimentalement.

Un guide rectangulaire partiellement rempli de ferrite peut se comporter comme une ligne bimode. L'application d'un champ magnétique extérieur perpendiculairement au plan de polarisation transforme, sous certaines conditions, une onde  $TE_{1,0}$  incidente en onde type  $TE_{0,1}$ .

Cette propriété peut se traduire, suivant les montages :

- par une absorption très sélective et non réciproque de l'énergie incidente ;
- par une réflexion plus ou moins sélective de cette énergie ;
- par une modulation de l'onde guidée ;
- par un déphasage de cette onde.

L'influence de certains paramètres a été étudiée et certains appareils utilisant ces propriétés (filtres de fréquence image, réflecteurs électrocommandés) ont été mis au point.

En conclusion, l'auteur indique que l'étude de ces diverses propriétés se poursuit.

\* \*

Le Groupe de Mathématiques Appliquées à la Radioélectricité s'est réuni en commun avec l'AFCALTI le 19 décembre 1960 pour entendre deux communications, l'une de M. Paul POINCELOT, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. sur la « Condition de Lorentz en Electromagnétisme théorique », l'autre de M. Louis ROBIN, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. sur « le champ électromagnétique créé par un doublet magnétique en présence de deux milieux séparés par un plan ».

M. POINCELOT — La condition de Lorentz établit une relation entre le potentiel scalaire et les composantes du potentiel-vecteur. Elle se trouve sous des expressions diverses, soit en Relativité restreinte, soit en Electromagnétisme théorique, et suivant qu'il s'agit d'un isolant ou d'un conducteur. L'auteur montre que ces diverses expressions sont équivalentes, dans les cas fréquents et importants, où les effets de relativité sont négligés, et indique des applications de cette relation fondamentale.

M. ROBIN — La prospection du sous-sol a ramené l'attention sur certains problèmes classiques de propagation. L'auteur envisage ici le cas général de l'émission d'un doublet magnétique, d'orientation quelconque, en présence de deux milieux conducteurs ou isolants, séparés par un plan. L'étude a été conduite jusqu'au calcul numérique.

### 2<sup>e</sup> Section « Matériel Radioélectrique »

Cette réunion du 7 novembre 1960, commune avec la 1<sup>re</sup> section « Etudes Générales », était consacrée à une communication de M. Pierre DEMAN, Ingénieur en Chef des Télécommunications sur « la transmission d'un circuit téléphonique sur des liaisons de qualité médiocre. Application à certains cas en ondes décimétriques et en diffusion troposphérique ».

L'objet de la conférence concernait la transmission d'une conversation téléphonique entre deux correspondants sur un circuit fil bidirectionnel dans lequel est inséré un tronçon 4 fils où les deux sens de transmission sont assurés par des liaisons unidirectionnelles du type radioélectrique.

L'auteur recherche une solution permettant de conserver la qualité de la liaison fil dans le cas où les liaisons radioélectriques intermédiaires sont instables et de qualité médiocre.

Une structure du signal téléphonique, vue sous le double angle de l'audibilité et du signal émis par la parole, a été proposée, permettant entre autres, de prévoir le type des transformations applicables au signal téléphonique et le degré de précision de la

réversibilité nécessaire pour que ces transformations soient inaudibles.

Cette structure permet d'expliquer pourquoi les caractéristiques de l'effet de masque sont différentes suivant la vitesse de variation du signal écouté, et pourquoi la transmission de parole sans perturbation aucune est possible en moyenne avec 20 dB de rapport signal à bruit instantané alors que 40 dB sont nécessaires à l'audition d'une fréquence pure entretenue.

Après avoir rappelé les solutions connues actuellement pour résoudre partiellement le problème posé, l'auteur montre comment l'utilisation d'une voie auxiliaire de niveau à bande étroite permet de résoudre celui-ci logiquement et avec le minimum de distorsion audible.

Les caractéristiques des voies « signal » et « niveau » sont développées, et un équipement permettant de faire une liaison au réseau d'un circuit radioélectrique en ondes décimétriques sans aucun blocage est présenté.

Une démonstration expérimentale est faite devant l'auditoire de la validité des considérations théoriques par comparaison avec une transmission directe, avec des niveaux de parole variables, avec des brouillages par du bruit blanc de niveau relatif 20 dB par un signal télégraphique de niveau relatif 10 dB et par un autre signal téléphonique de parole de même niveau de crête. Dans les trois cas, l'effet de brouillage se trouve juste à limite d'audibilité et peut pratiquement rester inaperçu d'une personne non prévenue.

Le texte de cette communication paraîtra dans l'*Onde Électrique*.

### 3<sup>e</sup> Section « Electro-Acoustique »

Le vendredi 28 octobre 1960 deux conférences furent faites en commun avec le G.A.L.F. : la première par M. André DOGNON, Professeur à la Faculté de Médecine de Paris et Mademoiselle SIMONOT, conférence intitulée *Remarques sur les phénomènes thermiques provoqués par les ultrasons dans les solutions*.

Faisant suite à des observations antérieures, les auteurs présentent les résultats récents de leurs recherches qui ont pour but d'étudier le dégagement de chaleur, soit global, soit localisé, provoqué par les ultrasons dans un milieu liquide de petite dimension tel qu'on l'emploie en général pour l'expérimentation chimique ou biologique.

L'enregistrement des courbes thermiques obtenues à l'aide d'un très petit thermocouple, a permis de distinguer l'effet thermique local et transitoire se produisant par friction au contact même du couple et l'échauffement global « normal » du liquide. Ces deux phénomènes apparaissent, à première vue, comme « complémentaires ».

Une variation minime de la hauteur du liquide, par exemple, fait apparaître des maximums et des minimums très prononcés de l'échauffement de friction chaque fois que la hauteur varie de  $\lambda/4$ . De même, l'échauffement global, donc l'énergie libérée, varie considérablement dans les mêmes conditions, ce qui rend pratiquement très difficile la comparaison exacte des effets ultrasoniques. L'échauffement paraît dépendre de la pulsation des bulles de cavitation et disparaît dans l'eau dégazée. D'autres facteurs de variation sont également envisagés par les auteurs qui précisent que leurs premières conclusions ne sont valables que dans les cas très limités qu'ils ont envisagés.

La seconde conférence, présentée par M. Emile LEIPP, Professeur de l'Université de Paris, était intitulée *Les paramètres sensibles des instruments à cordes*.

Les instruments de musique sont le fruit de l'empirisme ; ils n'ont pas été conçus par les physiciens ; ceux-ci les ont étudiés, mais de façon fragmentaire, sans aboutir à une doctrine cohérente et il reste de ce point de vue un problème à traiter.

Les instruments de musique n'ont de sens qu'en fonction de la chaîne de communication du message musical, allant du cerveau du compositeur au cerveau de l'auditeur. Leur étude relève donc non seulement de la physique, mais de la biologie, de la sociologie, de l'anatomie, de la psychophysiologie de l'audition, et les problèmes soulevés sont nombreux et complexes.

Cette étude est limitée aux phénomènes physiques objectifs et l'auteur montre comment, à partir de la force transmise par le contact archet-corde à un système de résonateurs couplés, on aboutit au son rayonné par les instruments à archet. Cela conduit à dissocier l'étude de l'excitation, de l'étude de l'instrument proprement dit.

Le violon a été choisi parce qu'on peut le considérer comme le plus parfait, le mieux stéréotypé de la famille des instruments à cordes et parce qu'une somme considérable de travaux a été faite sur cet instrument.

#### L'excitation

Contrairement aux hypothèses simples qui sont implicites dans la théorie élémentaire que fournissent les traités de physique, on peut montrer qu'une corde frottée par un archet vibre de plusieurs manières que l'on peut isoler et étudier séparément et dont aucune n'est négligeable. Dans le jeu normal de l'instrument, ces modes vibratoires coexistent, ce sont les vibrations transversales, longitudinales, torsionnelles et la vibration d'octave ; ils sont déterminés par les paramètres physiques de la corde : longueur, tension, masse linéique, densité, module d'élasticité, module de rigidité, frottements internes, etc... La somme de ces modes vibratoires et leurs réactions réciproques déterminent le spectre de l'excitation, qui est encore déformé par les conditions de l'excitation (point de contact de l'archet sur la corde, vitesse de défilement et pression de l'archet).

#### L'amplification

Les divers modes vibratoires de la corde sont transmis par le chevalet et les points de fixation à l'instrument proprement dit. Celui-ci peut être considéré comme la somme d'une série de résonateurs élémentaires dont les fréquences propres peuvent être mises en évidence et étudiées séparément. L'ensemble des points de résonance donne la courbe de réponse de l'instrument. Cette courbe peut être relevée par excitation directe de chaque résonateur élémentaire ou par des procédés électromagnétiques ou électrostatiques.

Or, la courbe de réponse est fixe sur l'échelle des fréquences alors que le spectre de chaque note rayonnée est mobile. Par conséquent, le spectre de chaque note rayonnée est différent : c'est ce qui a été vérifié par de nombreuses analyses au spectrographe acoustique.

Dans ces conditions, le timbre caractéristique du violon ne peut donc être défini par le spectre en régime permanent. De nombreuses expériences réalisées en coupant les transitoires dans des enregistrements sur bande magnétique ont montré que ce sont précisément les transitoires (liés au mode d'excitation) qui sont significatifs lorsqu'il s'agit de différencier le son du violon de celui d'un autre instrument.

En bref, les transitoires déterminent l'*invariant* des divers types d'instruments ; les spectres en régime permanent déterminent les *qualités* à l'intérieur d'un type.

Il reste à préciser qu'un « bon » instrument de musique est celui qui transforme l'énergie mécanique disponible en énergie acoustique de manière que celle-ci soit centrée au mieux dans la zone sensible de l'oreille.

### 8<sup>e</sup> Section « Electronique Appliquée »

Cette réunion du 6 octobre 1960, tenue en commun avec l'Association Française de Régulation et d'Automatisme, A.F.R.A. était consacrée à un exposé de M. Claude CARDOT, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Ingénieur au Centre de Recherches de la C.G.E., Secrétaire Général de l'A.F.R.A. sur « *la main artificielle* » présentée par M. KOBRINSKY au congrès de l'I.F.A.C. tenu à Moscou du 25 juin au 5 juillet 1960.

Cette communication de M. KOBRINSKY, Mme VOSKOBOINIKOVA, MM. BOLKHOVITINE, IOFFE, POLYAN, POPOV, SLAVUTSKI, SYSSINE et YAKOBSON, avait pour titre : « *Problèmes de commande bioélectrique* », et était consacrée aux cas où un dispositif de commande, par exemple électronique, fonctionne en association avec un organisme vivant.

Les auteurs distinguaient deux classes de tels équipements : ceux où une commande provenant d'un appareil exerce un effet

sur un organisme (par exemple un équipement thérapeutique provoquant le sommeil artificiel par injection de signaux convulsifs dans l'encéphale) et ceux où, inversement, un signal provenant de l'organisme vivant provoque un effet matériel dans un appareil qui lui est associé.

Comme exemple de cette seconde catégorie, les auteurs ont présenté en séance un dispositif de prothèse constitué par une main artificielle, portée par un amputé de l'avant-bras droit.

Cette main présentait un mouvement de fermeture et d'ouverture commandé par les potentiels bioélectriques apparaissant sur le moignon de l'amputé lors de l'excitation volontaire des muscles antagonistes correspondant à ces deux mouvements.

Ces signaux étaient amplifiés dans un amplificateur différentiel à transistors, porté à la ceinture par le malade, et actionnait un servo-moteur alimenté par une batterie également placée dans la ceinture.

L'autonomie de fonctionnement de l'appareil sans recharge était de 24 h (300 mouvements complets) ; la précision de commande suffisante pour que le sujet puisse prendre un morceau de craie dans une assiette et écrire au tableau avec cette main artificielle.

Le mardi 15 novembre 1960, la série des conférences concernant les « Simulateurs de Radar » prit fin avec l'exposé de M. Peter TENER, Ingénieur à la Société Solartron Electronic Groupe Ltd (Grande-Bretagne). L'auteur présenta les Simulateurs de Radar réalisés par sa Société. Il exposa les problèmes que pose un tel matériel, expliqua comment ceux-ci furent résolus et donna les caractéristiques des circuits et des éléments de base répétitifs.

En conclusion, M. TENER indiqua ses vues sur le développement futur des techniques de simulation des radars.

La conférence de M. Pierre AIGRAIN, professeur à la Faculté des Sciences de Paris du 12 décembre 1960 fut présidée par M. LOEB et était intitulée : *Utilisation des semi-conducteurs dans les moteurs électriques*.

Le conférencier parla de l'utilisation des semiconducteurs dans les moteurs électriques. Il a montré qu'un moteur électrique n'était au fond qu'un amplificateur paramétrique, muni dans certains cas (dynamo, par exemple) d'un redresseur synchrone.

Le professeur AIGRAIN a expliqué comment le problème du démarrage des moteurs monophasés pouvait être résolu à l'aide de l'effet Hall dans des plaquettes semiconductrices. Il a ensuite traité la question du remplacement du redresseur synchrone des dynamos, qui est en général un collecteur, par un dispositif à semiconducteurs.

## DOCUMENTATION TECHNIQUE

### COMPARAISONS DE FRÉQUENCES DE GBR 16 kHz ET NBA 18 kHz

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en  $10^{-10}$

Moyennes journalières pour l'intervalle de 24 heures  
se terminant à 15 h T.U.

mars 1961	GBR	NBA
1	— 143,5	— 148,5
2	— 149,6	— 148,4
3	— 146,5	— 146,4
4	— 148,0	— 149,4
5	— 147,7	— 148,9
6	— 147,8	— 148,0
7	— 147,4	— 148,7
8	— 148,5	— 147,8
9	— 146,8	— 149,0
10	— 154,7	— 151,1
11	— 153,5	— 149,9
12	— 152,7	— 147,5
13	—	—
14	—	—
15	— 148,1	—
16	—	—
17	— 145,4	—
18	— 144,1	— 149,5
19	— 143,1	— 150,6
20	— 141,5	— 148,9
21	— 142,3	— 150,5
22	— 142,6	— 149,9
23	— 141,4	—
24	— 142,7	— 150,6
25	— 140,9	— 149,1
26	— 144,4	— 150,3
27	— 142,6	— 148,6
28	— 145,2	— 149,3
29	— 144,4	— 149,9
30	— 150,2	— 147,9
31	— 149,5	— 148,0

— Une correction de  $-74 \cdot 10^{-10}$  est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *Onde Electrique*, novembre 1960, p. 853, et janvier 1961, p. 81.

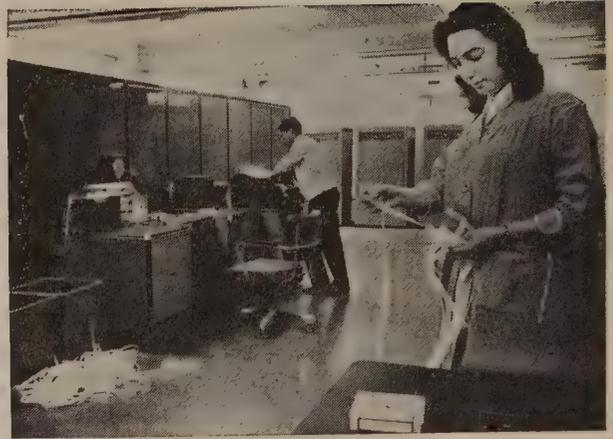
### LE CALCUL ÉLECTRONIQUE AU C.E.R.N.

Au CERN, une nouvelle calculatrice fait usage de ses 19 tonnes d'appareillage électronique pour effectuer 42 000 opérations par seconde. Sa « mémoire » magnétique peut contenir 327 680 chiffres décimaux. Une question de terminologie d'abord : la nouvelle calculatrice du CERN est selon le dictionnaire, un « calculateur arithmétique composé d'un nombre variable d'unités spécialisées et permettant, sans intervention humaine, d'effectuer des ensembles complexes d'opérations arithmétiques et logiques ».

L'ordinateur 709 récemment installé au CERN constitue la seconde calculatrice électronique dont dispose l'Organisation européenne pour la recherche nucléaire. En effet, l'augmentation constante des demandes d'utilisation de la première calculatrice mit en évidence la nécessité d'accroître d'une manière sensible les installations de calcul.

Parmi les 12 divisions du CERN, trois se répartissent principalement le temps de fonctionnement de ces installations :

- la Division des Etudes Théoriques
- la Division « Données et Documents »



La calculatrice « MERCURY » du C.E.R.N. (Photo U.S.I.S.)

— la Division de « Recherches sur les nouveaux accélérateurs ».

#### Etudes théoriques

La Division des Etudes théoriques du CERN rencontre parmi les nombreux problèmes traités, des recherches mathématiques conduisant à de longs et fastidieux calculs numériques.

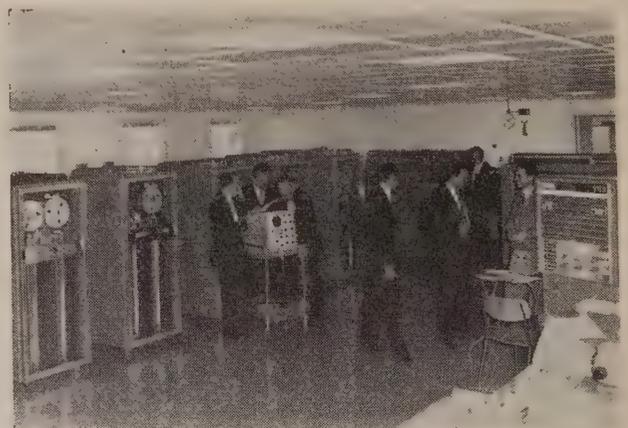
La plupart de ces calculs ne seraient pas réalisables par les méthodes ordinaires, car le temps exigé s'étendrait souvent sur plusieurs mois. Grâce à la calculatrice électronique du CERN, des calculs de ce genre sont effectués en quelques heures.

Une calculatrice électronique est donc un instrument indispensable pour les études théoriques en recherche nucléaire fondamentale. Elle seule permet de traiter avec rapidité et précision certaines des questions les plus importantes posées par le programme de recherches.

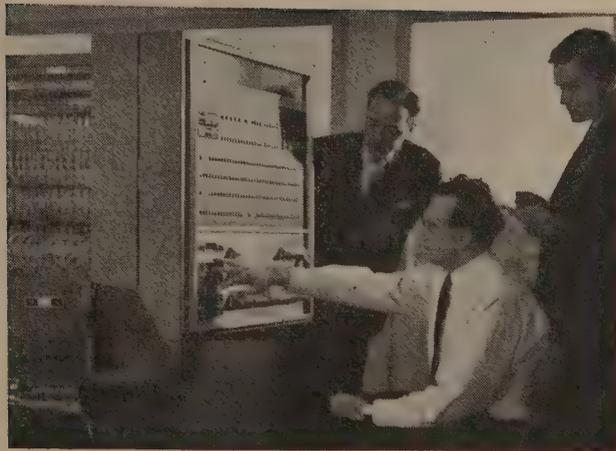
#### La division « Données et Documents »

Le CERN, dispose de deux grands accélérateurs de particules. Une des façons d'exploiter ces gigantesques « microscopes à sonder le noyau des atomes » est d'envoyer les particules accélérées dans des chambres à traces.

Les phénomènes physiques que celles-ci mettent en jeu permettent de photographier les traces laissées par les particules.



La calculatrice I.B.M. 709 au C.E.R.N. (Photo C.E.R.N.)



La calculatrice IBM 709 au C.E.R.N. (Photo C.E.R.N.)

L'analyse de ces traces détermine les caractéristiques et le comportement des minuscules grains dont toute matière est composée.

Les chambres à traces installées sur la trajectoire des faisceaux d'expérimentation peuvent produire des dizaines de milliers de photographies : une toute les trois secondes si elles sont utilisées avec le grand synchrotron à 28 GeV, par exemple.

Pour dépouiller les photographies ainsi produites en quantités massives, de nouveaux instruments de mesure ont été mis en service un peu partout dans le monde. Ils permettent l'analyse sûre et rapide des photographies de traces. Au CERN, ces instruments sont appelés IEP — (Instruments d'Évaluations des Photographies) — Ils y ont été perfectionnés et standardisés afin de permettre leur utilisation dans des universités et autres centres européens.

L'analyse des photographies à l'aide des IEP fournit quantité d'informations numériques qui sont emmagasinées dans les mémoires des calculatrices et traitées selon les besoins des études en cours.

### Nouveaux accélérateurs

Finalement, une grande partie des travaux effectués par la Division de recherches sur les nouveaux accélérateurs, peut être facilitée par des calculatrices électroniques. On a recours à celles-ci, pour calculer, par exemple, les orbites de particules dans de nouveaux accélérateurs envisagés, pour étudier des structures d'électro-aimants. Une des applications de la calculatrice consiste alors à « simuler des expériences » qu'une machine envisagée réaliserait. Il est ainsi possible d'obtenir à l'avance certaines indications sur les performances d'un accélérateur ou sur une partie de celui-ci. Par la précision avec laquelle elles sont obtenues, de telles indications facilitent et complètent les mesures réalisées à l'aide d'un modèle du dispositif d'accélération.

L'emploi des calculatrices électroniques permet donc de substantielles économies d'argent et de temps lors des études d'accélérateurs et de leurs sous-ensembles. De plus, on peut grâce à l'emploi des calculatrices rechercher la meilleure combinaison offerte parmi des centaines de variables d'étude.

## MISE EN SERVICE D'UNE NOUVELLE CHAMBRE A BULLES AU CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

Au Centre d'Études Nucléaires de Saclay le Département Saturne vient de terminer avec succès les premiers essais d'une chambre à bulles d'hydrogène de 81 cm.

Pendant le mois de janvier, au cours de deux expériences, cette chambre a fonctionné dans ses conditions nominales d'exploitation et il a été réalisé 120 000 détections. Plus de 20 000 photos furent prises dans un faisceau de particules secondaires, délivré par le synchrotron à protons Saturne. Des clichés très satisfaisants ont été obtenus avec un taux de détente inférieur à 0,7 %.

Cet appareil, actuellement le plus important d'Europe, donne aux physiciens la possibilité d'étudier des interactions à haute énergie, dans un volume d'hydrogène liquide de  $81 \times 32 \times 32$  cm, placé dans un champ uniforme de 2 teslas. Il est capable de fonctionner à un taux de répétition d'une seconde et les premiers essais ont montré que la consommation d'hydrogène n'excédait pas 20 litres/heure, mesurée au dewar d'alimentation, c'est-à-dire toutes pertes de stockage et de transfert comprises.

La chambre et ses accessoires, soit un poids d'environ 100 tonnes viennent d'être transportés au CERN où l'on procède à son remontage auprès du grand synchrotron de 28 GeV. Une équipe de physiciens français doit en effet conduire une expérimentation sur un faisceau d'antiprotons dès le mois de mai. Puis il est prévu que des équipes européennes l'utiliseront à leur tour, pour explorer le domaine des très hautes énergies.

## CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU TRANSISTORISÉ

Ce convertisseur étudié par le Service Application du Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston permet d'obtenir une tension continue quelconque à partir d'une tension continue d'alimentation.

Il utilise deux transistors de puissance montés en oscillateur. Les deux collecteurs sont électriquement au même potentiel, ce qui permet de fixer les deux transistors sur la même ailette de refroidissement, sans interposition d'isolant.

Les deux émetteurs sont reliés chacun à une extrémité d'un enroulement primaire symétrique, et deux enroulements identiques de réaction commandent les bases.

On peut démontrer que le rendement en puissance du convertisseur est amélioré lorsque la saturation du circuit magnétique n'est pas poussée trop loin. On ajuste donc le courant base par deux résistances variables, après avoir choisi une tension de réaction, donc un nombre de spires des enroulements, juste suffisante pour obtenir l'amorçage des oscillations lorsque le secondaire du transformateur débite, et pour permettre de compenser les dispersions de gain des transistors.

Dans ces conditions, le rendement peut être de l'ordre de 85 %, en utilisant un circuit magnétique en C coupé en bandes de 10/100 de mm et en choisissant la fréquence de fonctionnement voisine de 400 Hz.

Le nombre de spires d'un demi-primaire est donné par :

$$N_p = \frac{V_a 10^8}{4 f s B_m}$$

où  $V_a$  : tension d'alimentation en volts (valeur imposée en général)

$f$  : fréquence que l'on peut choisir

$s$  : section du circuit magnétique

$B_m$  : induction max.

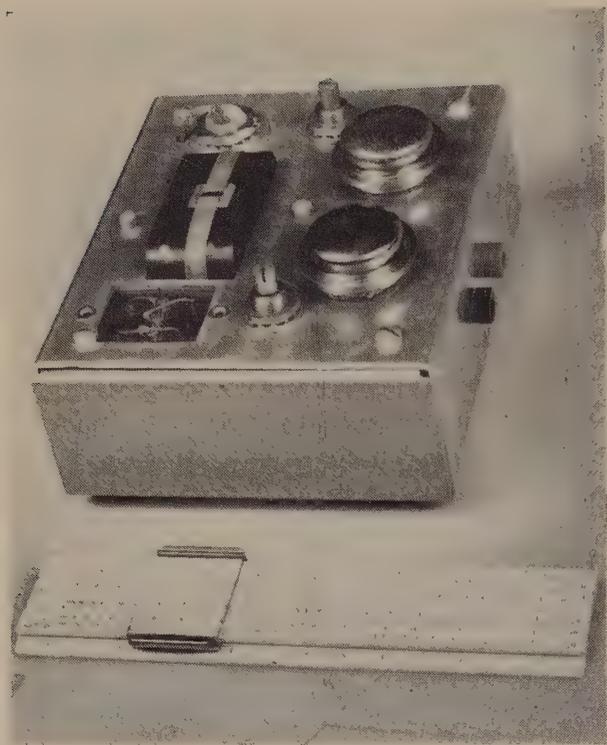
Ces deux derniers paramètres sont déterminés par la puissance à transmettre, les considérations de rendement, la répartition des pertes, et l'encombrement des bobinages.

On améliore le rendement en choisissant une fréquence assez basse, (400 Hz ou moins) ce qui diminue les pertes en commutation des transistors, et les pertes par hystérésis du circuit magnétique.

Les pertes en commutation des transistors sont diminuées en shuntant la résistance base par un condensateur.

Au début du temps de conduction du transistor le condensateur qui s'était déchargé précédemment dans la résistance (on choisit la constante de temps en fonction de la fréquence), se recharge. Ce courant de charge s'ajoute au courant déterminé par la résistance et assure la saturation du transistor. A la fin du temps de conduction, le condensateur étant chargé, le courant base aura diminué, et le temps de coupure sera moindre, le transistor étant entraîné moins loin en saturation à cet instant.

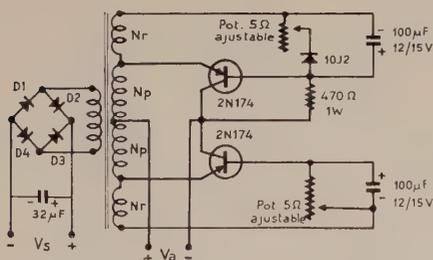
Il est souvent souhaitable que les oscillations s'amorcent lorsqu'on alimente le convertisseur, même si la charge est connectée aux bornes de sortie.



Cet amorçage est facilité par une diode placée en série avec l'une des résistances de base.

On voit en effet que lorsqu'on applique la tension  $V_a$ , aucun des deux condensateurs n'est chargé. La résistance de  $470 \Omega$  placée entre collecteur et base tend donc à ramener une tension d'autant plus négative sur la base que la diode polarisée en inverse, déconnecte la résistance variable de  $5 \Omega$ .

C'est donc le transistor correspondant qui conduira le premier, et la conduction sera maintenue par l'enroulement de réaction, qui chargera aussi le condensateur avec une polarité inverse et rendra la diode conductrice.



La tension en créneaux obtenue au secondaire du transformateur, est redressée par un pont de diodes, et filtrée.

Le condensateur de filtrage permet aussi d'amortir les surtensions de commutation du primaire. Il y aurait lieu de prendre certaines précautions (couplages serrés, circuits d'amortissement, dans le cas où le secondaire débiterait sur un autre circuit).

La puissance maximale que l'on peut obtenir au secondaire, avec deux transistors 2N 174, est de l'ordre de 150 W (pour  $V_a = 12 \text{ V}$ ) ; et 300 W (pour  $V_a = 24 \text{ V}$ ).

Le radiateur, permettant le refroidissement des transistors, doit être dimensionné en fonction des températures ambiantes.

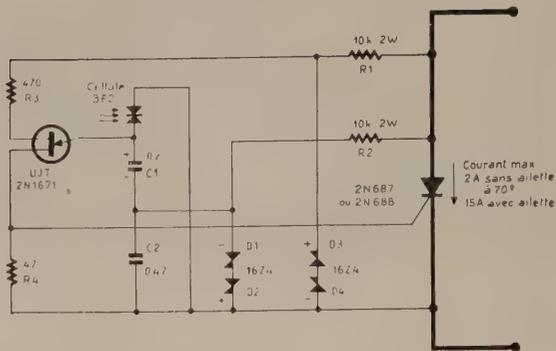
## RELAIS PHOTOÉLECTRIQUE A ÉLÉMENTS A SEMICONDUCTEURS

### 1. Généralités

Ce schéma dû au Service Applications du Département Semiconducteurs de la C.F.T.H. met en évidence l'important

gain de puissance réalisable avec des semiconducteurs, dans un volume extrêmement faible.

A partir d'un courant photoélectrique de  $100 \mu\text{A}$  donné par la cellule photodiode 3 F2, il est possible de contrôler un circuit débitant 15 A sous une tension de 110 ou 220 volts.



Le gain en courant du dispositif est donc de  $15 \cdot 10^4$  et en puissance de :  $1,5 \cdot 10^6$

Ce schéma met en œuvre une photodiode 3 F2, un transistor unijonction 2N 1671 et un thyatron 15 A.

Le courant maximal que peut couper le transistor, sans ailette de refroidissement, doit être limité à 2 A et dans ces conditions l'ambiance peut atteindre  $70^\circ\text{C}$ .

### 2. Principe de fonctionnement

Pendant l'alternance du réseau d'alimentation qui rend l'anode du thyatron négative, une tension de 24 V apparaît aux bornes des Zener D1 et D2, et la photodiode charge le condensateur C1.

Pendant cette période l'unijonction UJT n'est pas alimentée, les diodes Zener D3 et D4 conduisant dans le sens direct, et l'émetteur de l'UJT étant négatif par rapport à sa base 1, son courant est très faible.

Lorsque l'anode du thyatron devient positive par rapport à sa cathode, les deux bases de l'UJT se trouvent sous tension et la tension aux bornes des Zener D1 D2 s'annulant avec un retard provoqué par le condensateur C2, le potentiel de l'émetteur de l'UJT peut atteindre, si la charge de C1 a été suffisante, le point d'amorçage.

Dans ce cas C1 se décharge dans l'électrode de commande du thyatron dès le début de l'alternance positive, et libère toute l'énergie accumulée par la photodiode pendant la demi-période précédente.

Si la charge de C1 a été insuffisante pour provoquer l'amorçage de l'UJT, aucune tension n'apparaissant aux bornes des Zener D1 et D2 pendant l'alternance positive, la photodiode se trouve alimentée par le condensateur C1 à une tension inverse de la précédente, et décharge C1, évitant un amorçage de l'UJT en cours de période.

Le montage fonctionne donc en « tout ou rien ».

On utilise ici la particularité de la photodiode de pouvoir fonctionner en alternatif grâce à ses deux jonctions opposées.

Ce schéma peut fonctionner à des températures ambiantes dépassant  $70^\circ\text{C}$ , tous les éléments semiconducteurs étant au silicium.

## LE RADIOTÉLESCOPE DE RECHERCHES DU PROFESSEUR RYLE

Les découvertes du Professeur Martin RYLE, qui confirmeraient la théorie d'un univers en évolution à partir d'une explosion créatrice originelle aux dépens de la théorie de la création perpétuelle, ont suscité un énorme intérêt dans le monde. Une partie de cet intérêt se porte sur l'instrument qui a permis ces découvertes, le radiotélescope MULLARD de Cambridge.

L'envergure et la complexité de cet instrument sont remar-

quables. Le terme « instrument » semble d'ailleurs inadéquat puisqu'il s'applique ici à une véritable forêt de câbles et de charpentes d'acier occupant une superficie de 16 000 mètres carrés. Cette installation, qui recueille les ondes hertziennes émanant des confins de l'univers visible, se compose de deux antennes dont la première, fixée au sol, s'étend sur une longueur de 442 mètres, d'est en ouest, et forme un genre de caniveau de section parabolique de 19,80 m de largeur. L'autre, mesurant 57,90 m sur 19,80 m, peut se déplacer sur des rails, perpendiculairement à l'antenne fixe. La rotation de la terre permet à cette antenne combinée d'explorer l'espace. L'exploration s'effectue en décalant toutes les 24 heures, pendant trente jours, l'antenne mobile de manière qu'elle se trouve à une extrémité de l'antenne fixe au début de cette période et à l'autre le trentième jour. On obtient ainsi un levé précis de toute une bande de ciel de 4° de déclinaison. En raison du gros volume des données résultant d'un tel levé (200 000 par bande), le récepteur est relié à un téléscripteur dont le ruban est dirigé immédiatement vers EDSAC, l'ordinateur électronique de l'Université de Cambridge.

Un autre radiotélescope de 1 006 mètres de longueur sur 48,80 m de largeur est situé à proximité. Un élément mobile de 30,50 m × 12,20 m, peut se déplacer sur une distance de 460 mètres, du sud au nord. Ce radiotélescope à faisceau étroit est destiné à l'étude précise de notre galaxie.

La position précise de sources hertziennes célestes, relevée à l'aide du grand radiotélescope de Cambridge, a été utilisée par le télescope optique de 508 cm du Mont Palomar pour de passionnantes découvertes comme celle de galaxies en collision dans la constellation du Cygne. Les ondes qui nous parviennent de cette source ont quitté cette dernière il y a 500 millions d'années.

## UN NOUVEAU SONOMÈTRE PORTATIF

Le nouveau sonomètre BRÜEL & KJÆR, type 2203, alliant la précision d'un instrument de laboratoire à la commodité d'emploi d'un appareil à transistors, est d'un grand intérêt pour tous ceux qui ont à résoudre des problèmes de bruit.

L'appareil, qui fonctionne sur 3 piles ordinaires de lampe de poche de 1,5 V, est d'une construction compacte spécialement étudiée pour supporter les conditions d'utilisation les plus dures.

Les caractéristiques suivent les recommandations du nouveau Standard pour Sonomètres de Précision proposé par la Commission Electrotechnique Internationale (conférence de Rapallo, avril 1960). L'appareil est normalement équipé d'un microphone à condensateur de précision de 24 mm de diamètre. La gamme de mesure s'étend de 22 à 134 dB (0 dB = 0,0002 dynes/cm<sup>2</sup>),



et jusqu'à 148 dB avec un microphone de 12 mm. L'erreur totale de mesure est inférieure à  $\pm 1$  dB. En plus des trois réseaux standards de pondération A, B et C, le sonomètre possède une courbe de réponse plate de 20 à 15 000 Hz. L'amplificateur est stabilisé par une forte contre-réaction et sa sensibilité peut être contrôlée par une source de tension étalonnée incorporée. L'appareil de mesure à cadre mobile est muni d'un circuit redresseur quadratique donnant la valeur efficace vraie. La connexion d'un jeu de filtres d'octave ou 1/3 d'octave est prévue, ce qui permet de réaliser l'analyse spectrale des sons mesurés. L'appareil est muni d'une borne de sortie pour branchement à un enregistreur ou oscilloscope. De plus un adaptateur d'entrée qui se visse à la place du microphone permet d'utiliser l'appareil comme amplificateur à décade portatif, pour des mesures de vibrations, etc. L'impédance d'entrée est d'environ 300 M $\Omega$ . La courbe de réponse est plate de 20 à 25 000 Hz.

Le cadran de mesure est pourvu d'un éclairage commandable à volonté. La mise en fonctionnement est indiquée par une lampe clignotante au néon. L'instrument est normalement utilisé en « sac tout-prêt » ou sur trépied aussi simplement qu'un appareil photographique.

Pour tous renseignements, s'adresser à BRÜEL & KJÆR A/S, Naerum, Danemark, ou à :

Société Française BRÜEL & KJÆR, 172, rue de Courcelles, Paris, 17<sup>e</sup>.

## LES NOUVEAUTÉS SOURIAU AU 4<sup>e</sup> SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Suivant une tradition solidement établie, la Société SOURIAU a participé au Salon des Composants Electroniques en présentant un très grand choix de connecteurs de tous types, conçus pour les utilisations les plus diverses.

\* \* \*

En dehors des fichiers à éléments assemblés, on remarque les Connecteurs 8 600, pour circuits imprimés. Ils sont équipés du nouveau contact à contre-ressort (brevet SOURIAU), permettant un très grand nombre de manipulations tout en conservant une très faible résistance de contact. Ces connecteurs sont constitués par un corps en diallyl-phthalate à charge fibre de verre, dans les brochages normalisés 6, 10, 15, 18 et 22 contacts.

Les contacts, de forme spéciale, sont en chrysocal argenté et doré, la pression étant assurée par une lamelle métallique formant ressort. Deux trous lisses aux extrémités du connecteur sont prévus pour la fixation par vis.

Lorsqu'on désire respecter un repérage déterminé, il suffit d'extraire un contact et de le remplacer par un index de positionnement faisant office de détrompeur.

Les différentes caractéristiques de ce connecteur sont :

- Caractéristiques mécaniques
  - Distance entre les contacts : 5/32 de pouce (3,96 mm).
  - Épaisseur des cartes admissibles 1/16 de pouce (1,6 mm).
  - Marquage par lettres et chiffres.
  - Raccordement par soudage.
- Caractéristiques électriques :
 

Tension d'utilisation	500 V <sub>eff.</sub>
Tension nominale	5 A
Tension de claquage au sol	2 500 V <sub>eff.</sub>
Tension de claquage à 25 000 m	300 V <sub>eff.</sub>
Résistance des contacts	0,002 ohm
Isolement	100 000 mégohms
Pression de contact minimale	250 g
- Caractéristiques fonctionnelles :
  - Température d'utilisation de - 65° à + 100 °C

\* \* \*

Dans le domaine des connecteurs pour câbles, signalons les nouveaux Connecteurs 83. Ces éléments sont une évolution du modèle « 84 » conforme à la norme Pr. L 54 120 ; ils ont été conçus pour répondre aux spécifications très strictes des circuits élec-

triques « marine », leur emploi est recommandé dans tous les secteurs industriels utilisant des câbles électriques soumis à de dures conditions de travail.

Ces connecteurs sont fabriqués en cinq dimensions de boîtiers, les différents types de contacts sont identiques à ceux des connecteurs « 84 » ; ils comportent deux parties principales :

— L'embase à collerette ronde percée de 4 trous pour la fixation par vis.

— La fiche, généralement montée avec un raccord, droit ou coudé. Ce raccord est muni d'un presse-étoupe et d'un écrou serre-câble assurant une étanchéité parfaite.

L'accouplement entre fiche et embase s'effectue au moyen d'une bague fileté à pas rapide, alors que dans le modèle « 84 » on utilise une rampe hélicoïdale. Lorsque le connecteur n'est pas en service, un bouchon étanche assure la protection des contacts contre les agents extérieurs.

## PREMIÈRE PRÉSENTATION EN FRANCE DU NOUVEAU SYSTÈME DE RADIOLOCALISATION DECCA « HI-FIX »

Le nouveau système de radiolocalisation DECCA « Hi-Fix » de la DECCA NAVIGATOR COMPANY Ltd » vient d'être présenté en fonctionnement en rade du Havre, du 25 au 29 mars 1961, par la CSF — Compagnie générale de télégraphie Sans Fil, qui assure en France la vente des matériels de radionavigation DECCA ainsi que la fabrication sous licence de certains d'entre-eux.

Le DECCA « Hi-Fix » est un système de radiolocalisation de haute précision, dont le principe est analogue à celui du système de navigation DECCA bien connu. L'originalité du « Hi-Fix » réside dans le fait qu'une seule fréquence d'émission est utilisée, dans la bande des 1 650 à 2 400 kHz (largeur de bande 100 Hz).

Les équipements émetteurs (1 station « Maître », 2 stations « Esclaves ») sont simples, rapidement installés, légers (le poids de chaque station est inférieur à 100 kg) et ne demandent qu'une surveillance limitée.

Le récepteur de bord, qui utilise une simple antenne fouet, affiche en lecture directe la position du mobile par rapport à un réseau d'hyperboles — ou de cercles si l'émetteur « Maître » est installé à bord du navire — ; deux compteurs décimaux expriment les coordonnées au centième d'hyperbole près, ce qui permet pratiquement d'apprécier un déplacement de l'ordre d'un mètre.

Les essais ont été effectués avec la pleine collaboration du Port Autonome du Havre, en présence de nombreux représentants des Administrations et des Organismes intéressés. Une vedette de sondage du Port du Havre était équipée d'un récepteur « Hi-Fix » avec traceur de route sur lequel le chemin suivi par le navire s'inscrivait automatiquement. Cet accessoire a permis de démontrer de façon très spectaculaire la précision obtenue et la facilité avec laquelle il est possible de suivre un tracé préétabli.

Compte tenu des résultats obtenus, on estime généralement que ce système remplacera la localisation optique, trop lente et soumise aux conditions atmosphériques.

Le DECCA « Hi-Fix » est appelé à rendre de très grands services dans l'hydrographie, la cartographie côtière, la surveillance des fonds, la localisation des épaves, des obstacles et des mines, le tracé des lignes de dragage, la sédimentologie, la construction d'ouvrages portuaires, l'exploration et l'exploitation du plateau continental, etc...

## COMMUNIQUÉS

### PRIX GÉNÉRAL FERRIÉ

Le COMITÉ NATIONAL FERRIÉ a créé un prix de 2 000 nouveaux francs, décerné tous les deux ans, les années impaires.

Ce prix est destiné à récompenser un français, âgé de moins de 45 ans, ayant servi au cours de ses obligations militaires dans une spécialité relevant de l'électronique (transmissions, écoutes, radar, etc.) et qui présenterait une étude de nature à contribuer au progrès de l'électronique.

Pour le prix 1961, les travaux seront reçus jusqu'au 15 septembre 1961 (dernier délai).

Pour tous autres renseignements, s'adresser :

COMITÉ NATIONAL FERRIÉ  
23, rue de Lubeck, Paris-16<sup>e</sup>.

### SYMPOSIUM SUR LA THÉORIE ÉLECTROMAGNÉTIQUE ET LES ANTENNES

Copenhague, juin 1962

Un « Symposium sur la Théorie Electromagnétique et les Antennes » aura lieu à l'Université Technique du Danemark, à Copenhague, du lundi 25 juin au samedi 30 juin 1962, inclusivement. Il fera suite à trois « Symposium » précédents : le « Symposium sur l'optique en hyperfréquences » (Université McGill, Canada, 1953), le « Symposium sur la théorie des ondes électromagnétiques » (Université du Michigan, U.S.A., 1955) et le « Symposium sur la théorie électromagnétique (Université de Toronto, Canada, 1959) ». Le Symposium sera ouvert au ressortissants de tous pays.

Il sera consacré à des sujets d'importance actuelle dans la Théorie Electromagnétique et à ses applications. Des communications concernant les sujets suivants seront appréciées :

— Champ électromagnétique dans les milieux anisotropes tels que les plasmas et les ferrites ;

— Théorie de la diffraction ;

— Diffusion dans les milieux désordonnés ;

— Problèmes électromagnétiques quasi-statiques ;

— Théorie des antennes à large bande ;

— Synthèse des diagrammes d'antenne.

La plupart des sessions techniques seront ouvertes par une communication d'introduction et se poursuivront par une série de communications plus brèves séparées par des discussions.

On est prié d'adresser les projets de communications au Comité de Lecture Technique, à l'adresse indiquée ci-après. Les propositions doivent être accompagnées par un résumé en 3 pages comprenant entre 800 et 1 200 mots, ces résumés doivent être écrits avec soin car le choix des communications reposera sur eux. La date limite pour les recevoir est fixée au 1<sup>er</sup> décembre 1961 ; il est cependant désirable qu'un nombre de communications aussi élevé que possible parvienne à Copenhague considérablement plus tôt.

Les communications devront être présentées en anglais ou en français par l'auteur, ou par un des auteurs dans le cas d'auteurs multiples. Le résumé de toutes les communications retenues sera introduit et envoyé à toutes les personnes qui se seront inscrites d'avance au Symposium. Les manuscrits définitifs ne seront pas nécessaires avant le Symposium lui-même. Un comité de publication choisira les communications à publier in extenso dans les comptes-rendus du Symposium ; les autres communications seront publiées sous forme de résumé.

Pour tous renseignements complémentaires on pourra s'adresser à :

H. Lottrup Knudsen, Secretary, Symposium on Electromagnetic Theory and Antennas, Oster Voldgade 10 G, Copenhague K, Danemark

## LA 4<sup>e</sup> CONFÉRENCE INTERNATIONALE D'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

L'INTERNATIONAL CONFERENCE on Medical Electronics de 1961 vient à la suite des trois conférences antérieures de Londres en 1960, et de Paris en 1958 et 1959. La conférence de 1961 réunira la 4th International Conference on Medical Electronics et la 14th Annual Conference on Electrical Techniques in Medicine and Biology. Sous le patronage du Joint Executive Committee on Medicine and Biology (IRE, AIEE, ISA), elle sera placée sous les auspices de l'International Federation for Medical Electronics. La Conférence est organisée par l'Institute of Radio Engineers (Professional Group on Bio-Medical Electronics). Les réunions se tiendront du 16 au 21 juillet 1961 à l'Hotel Waldorf Astoria, Park Avenue and 49th Street, New York City, N. Y., U.S.A.

L'International Technical and Scientific Exhibition exposera par la même occasion, en association avec la Conférence, les derniers équipements et techniques de l'électronique médicale.

Le programme de la Conférence a été établi selon les thèmes familiers aux domaines de la technologie, de la médecine et de la biologie. Le programme s'étendra aux spécialisations médicales relevant de la neurologie, de la cardiologie, de la gastro-entérologie, de l'obstétrique, de la pathologie clinique et de la psychologie, ainsi que des spécialisations relevant de la technologie, telles que l'ultrasonique et les hyperfréquences, les transducteurs, les calculatrices électroniques et la télémesure. Ce programme est organisé par un comité international sous la présidence du Dr H.P. SCHWAN. Les séances se dérouleront sur les matières suivantes :

### SÉANCES PLÉNIÈRES

Modèles mathématiques et biophysiques pour la simulation et l'analyse.

Les effets biologiques des radiations de fréquence et des champs de radiation d'hyperfréquence.

Séance plénière générale.

### DISCUSSIONS DE GROUPES

Calculatrices électroniques pour la médecine et la biologie.

Perspectives de la technologie scientifique biomédicale.

L'électrocardiographie.

L'acoustique et l'ultrasonique.

### SÉANCES SPÉCIALES

Contrôle des variantes physiologiques en obstétrique.

Les progrès des techniques d'enregistrement et de récupération de l'information.

Electrodes et amplificateurs.

Instruments de physiologie.

Education de la technologie biomédicale.

Mesures gastro-intestinales.

Ceci est le DERNIER APPEL pour les communications. Des textes de 300 mots pour examen et un résumé n'excédant pas 50 mots, qui seront inclus dans le programme doivent être remis avant le 1<sup>er</sup> avril 1961. Prière d'adresser les exposés à :

Dr H.P. SCHWAN, Program Chairman, Electromedical Division  
Moore School of Electrical Engineering University of Pennsylvania

Moore School of Electrical Engineering,

University of Pennsylvania

Philadelphia 4, Pa., U.S.A.

Les exposés peuvent être rédigés en Anglais, en Français, en Allemand ou en Russe. Une traduction anglaise des textes n'étant pas au préalable en anglais, est préférable mais non indispensable.

Il est envisagé de publier un sommaire illustré de la Conférence contenant des versions de 600 à 1 000 mots des communications présentées. Ce sommaire sera distribué gratuitement aux délégués à la Conférence. Afin de pouvoir les inclure dans le sommaire, les textes doivent être reçus avant le 15 mai.

Un système de traduction simultanée dans les quatre langues de la Conférence sera fourni selon les demandes. Des excursions

et des visites sont prévues auprès de laboratoires scientifiques, universitaires et industriels et autres lieux intéressants.

Un accueil spécial sera réservé aux dames accompagnant les délégués, pour lesquelles un programme complet de manifestations féminines a été établi. Les mondanités pour les délégués et leurs épouses comporteront un cocktail-party et un dîner de gala.

Le programme de la Conférence ainsi que les inscriptions, les informations sur les hôtels et les visites seront adressées aux participants. Entre-temps, prière d'adresser toute correspondance à : The Secretary General, Fourth International Conference on Medical Electronics, The Institute of Radio Engineers, 1 East 79th Street, New York 21, N.Y., U.S.A.

## CONGRÈS DE L'AFCAITI

Le Conseil de l'Association Française de Calcul et de Traitement de l'Information (AFCAITI) a décidé de tenir le second Congrès de l'Association à Paris les 18, 19 et 20 octobre 1961, il coïncidera donc avec le SICOB, Salon International de l'Équipement de Bureau, qui est l'occasion pour les divers constructeurs de matériels de calcul de présenter leurs fabrications.

Les séances de travail auront lieu dans les salles et amphithéâtres du Conservatoire National des Arts et Métiers. Elles seront consacrées aux questions suivantes :

Analyse numérique, programmation, structure des calculatrices, traduction, documentation, applications industrielles, gestion.

Les propositions de communications comportant le titre et un résumé d'environ quinze lignes dactylographiées devront parvenir au secrétariat de l'AFCAITI, 98 bis Boulevard Arago, Paris XIV, avant le 15 mai. Le Comité d'Organisation sélectionnera ensuite les propositions selon les exigences de l'horaire et la nécessité d'équilibrer le programme de ces journées. Il fera connaître ses décisions aux auteurs avant le 1<sup>er</sup> juillet. Ceux-ci devront remettre leurs manuscrits avant le Congrès de façon à permettre une sortie rapide des Actes.

## 4<sup>e</sup> EXPOSITION INTERNATIONALE DES INSTRUMENTS DE L'ÉLECTRONIQUE ET DE L'AUTOMATION

La quatrième exposition des Instruments, de l'Électronique et de l'Automation qui fera encore une fois de Londres le centre de l'Électronique et de l'Instrumentation, se tiendra en 1962.

Les réservations d'emplacements sont ouvertes, et se clôturent le 1<sup>er</sup> août 1961.

Pour tous renseignements complémentaires s'adresser à :  
Industrial Exhibitions Limited, 9, Argyll Street, Londres W. 1.

## « ÉNERGIE NUCLÉAIRE »

À l'occasion des premiers travaux effectués à Cadarache (Commune de Saint-Paul-lez-Durance, Bouches-du-Rhône) pour la réalisation du nouveau Centre d'Études Nucléaires du COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE, la revue *Énergie Nucléaire* fait paraître un numéro spécial entièrement consacré à ce Centre.

Présenté par Monsieur Francis PERRIN, ce numéro comprend des articles des Directeurs et des responsables des projets du COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE sur les principaux ensembles expérimentaux (réacteur et laboratoires) qui seront réalisés à ce Centre avec le concours de différentes sociétés industrielles.

## CALCUL ANALOGIQUE

Une conférence sur le calcul analogique a eu lieu le 19 janvier 1961 à l'Institut Français des Pétroles à Rueil Malmaison.

Monsieur VICHNEVETSKY, Ingénieur Civil de l'Université libre de Bruxelles, Licencié ès sciences, Directeur du Centre Européen de calcul analogique Electronic Associates Inc. a exposé devant une assistance nombreuse et attentive les principes

du calcul analogique et ses applications à la chimie et la pétrochimie.

Monsieur TRAMBOUZE, Ingénieur E.N.S.C.P., Docteur ès Sciences, de l'Institut Français des Pétroles, avait étudié un problème d'échange thermique et ce problème soumis à un calculateur analogique entièrement transistorisé PACE TR-10, fabriqué par ELECTRONIC ASSOCIATES, a été résolu devant l'assistance et ses résultats directement enregistrés sur un enregistreur XY, VARI PLOTTER E.A.I.

## RECUEIL DES ACTES DU SECOND CONGRÈS INTERNATIONAL DE CYBERNÉTIQUE

L'Association Internationale de Cybernétique vient de publier le recueil des Actes du Second Congrès International de Cybernétique qui s'est tenu à Namur en septembre 1958.

Cet important ouvrage scientifique de plus de 1 000 pages, comporte les textes intégraux de quelque 80 communications présentées au cours du Congrès par des savants et des chercheurs de toute discipline et de toute nationalité.

Le volume peut être obtenu au prix de francs belges 800, pour les membres de l'Association, et de francs belges 1 200, pour les autres personnes, en passant commande au Secrétariat de l'Association Internationale de Cybernétique, A.S.B.L., rue Basse-Marcelle, n° 13, à Namur, Belgique (compte chèques postal, n° 453.56 ; Banquiers : Banque de la Société Générale de Belgique, à Namur, Belgique, compte n° 77.851 ; pour la France, exclusivement, compte postal 917 du Crédit Lyonnais, Boulevard des Italiens, n° 19, Paris-2<sup>e</sup>, en faveur du compte n° 372.033.00).

## AGENCE INTERNATIONALE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

M. Sterling COLE, Directeur Général de l'A.I.E.A., a annoncé aujourd'hui que M. Pierre Louis BALLIGAND remplacerait M. Hubert DE LABOULAYE au poste de Directeur général adjoint chargé des opérations techniques de l'Agence Internationale de l'Énergie Atomique.

M. BALLIGAND dirige le « Service des grandes piles expérimentales » au Commissariat français à l'énergie atomique. Ce service a été créé pour assurer l'exploitation du réacteur d'essai EL.2 ainsi que la mise en marche et le perfectionnement du réacteur à flux intense EL.3. Il est également chargé de l'exploitation du réacteur d'essai PÉGASE, installé au nouveau centre français de réacteurs de Cadarache.

## RADARS D'AÉRODROME C.S.F.

Le 24 février 1961 la nouvelle aérogare de Paris-Orly a été inaugurée en présence du Général DE GAULLE, Président de la République, et des membres du Gouvernement.

Ces nouvelles installations font désormais de Paris-Orly, le Centre de trafic aérien le plus moderne d'Europe.

En particulier, le radar d'aérodrome CSF, dont on voit depuis peu l'aérien au centre du terrain, appartient à cette nouvelle génération technique d'équipements radar à hautes performances mis au point par la CSF et qui permettent aux Organisations chargées du contrôle du trafic aérien de résoudre les problèmes posés par l'apparition des avions à réaction.

Ce sont des équipements radar identiques ou analogues qui ont été choisis pour le Centre de Contrôle Régional d'Orly pour les CCR de Marseille, Lyon, Bordeaux, pour l'aéroport du Bourget et à l'étranger pour les aérodromes de Sourabaya, de Sydney, d'Adélaïde et de Cape-Town.

## OFFRES D'EMPLOIS

O.532 C

**THOMSON**  
GENNEVILLIERS  
recherche  
pour labos d'études

**INGÉNIEURS**  
**AGTS TECHNIQ.**

**ÉLECTRONICIENS**

Intéressés par problèmes

**TÉLÉCOMMUNICATIONS** et  
**TÉLÉVISION PROFESSIONN.**

Adr. candid. SERVICE du  
PERSONNEL 6, r. du Fossé-Blanc  
GENNEVILLIERS

534 C.

**S.E.R.E.B.**  
PONT de COURBEVOIE  
recherche :

**INGÉNIEURS**  
**Gdes ÉCOLES**

**AGE INDIFFÉRENT**

Les candidats auront à diriger des études et des réalisations d'ensembles comportant notamment des servo-mécanismes et de l'électronique et s'intéressent aux techniques nouvelles (engins, espace).

**TECHNICIENS**  
**SUPÉRIEURS**

(Position Cadre envisagée)

susceptibles de suivre des essais dans les mêmes domaines que ceux ci-dessus.

Avant. socx. divers. Restaur. d'entrepr. semaine 5 jours.

Ecrire ou se présenter : Serv. Personnel  
S.E.R.E.B., 55 r. V.-Hugo, COURBEVOIE  
DEF. 37.85 poste 232

O.535 C

**S.E.R.B.**  
recherche :

**INGÉNIEURS**  
**Gdes ÉCOLES**

(E.S.E., - SUP. TÉLÉCOM.  
I.S. - E.P. - I.E.G., etc.)

Ayt expér. ds le domaine des essais et des connaissances en

**RADAR** ou  
en **ÉLECTRONIQUE**

Les candidats d'Ingénieurs début. (Lib. Serv. Mil.) seront examinés.

**AVANT. SOCIAUX DIVERS**  
**RESTAUR. ENTREPR.**  
**SEM. 5 JOURS**

Ecr. ou se prés. M. NOEL  
SERVICE du PERSONNEL  
55, r. V.-Hugo, COURBEVOIE  
Tél. DEF. 37.85

O.533 C IMP. GROUPE IND.

recherche

**JEUNE INGÉNIEUR**  
**GRANDES ÉCOLES**

(Centrale - Sup. Elec. IEP - etc.)

s'intéressant aux techniques nouvelles ayant 2 à 3 ans d'exp. industrielle d'électronique et de cerveau-mécanisme pour

**ÉTUDES THÉORIQUES**

rémunération intéressante, situation d'avenir. Horaire 45 h en 5 jours. Avant. sociaux divers.

Adresser CV détaillé à N° 4591  
SPERAR, 5 r. Lamartine, Paris

O. 526 C

**Pr. EXTENSION ACTIVITÉ**  
dans les domaines

**CALCULATEURS ARITHMÉTIQ.**  
**COMMUTATION TÉLÉPHONIQUE**  
**ELECTRONIQUE**

recherchons

**INGÉNIEURS**  
**ELECTRONICIENS**

quelques années de pratique

**SITUATIONS INTÉRESSANTES**

**LABORATOIRE CENTRAL**  
**TÉLÉCOMMUNICATIONS**

46, avenue de Breteuil, Paris 16<sup>e</sup>

O. 356 C

**BON CONTREMAITRE**

Atelier Bobinage transfo.  
radio, petite ville centre  
France. Logem. assuré.  
Ecr. n° 93 510 Contesse Publicité  
20, av. de l'Opéra, Paris 1<sup>er</sup> q. tr.



Revue affiliée au Syndicat  
de la Presse Radioélectrique  
Française - Paris

es embrayages et freins électriques

# WARNER

**"PUISSANCE ET PRÉCISION  
DANS UN  
ENCOMBREMENT RÉDUIT"**



## Série Miniature

**SERVO-MÉCANISMES  
CALCULATEURS  
RADARS - PILOTES AUTOMATIQUES  
PHYSIQUE  
ENERGIE NUCLEAIRE, etc...**

## WARNER FRANCE

S.A. AU CAPITAL DE 1.150.000 NOUVEAUX FRANCS  
175-179 Bd St-Deins - COURBEVOIE (Seine) - DEF. 15-03



**LICENCE  
WARNER ELECTRIC  
BRAKE & CLUTCH CO.  
BELOIT U.S.A.**

**4 modèles  
couple statique  
de 2 à 276 cm/kg**

**Pour les couples supérieurs  
et jusqu'à 100 mkg  
nous consulter**

# SOLARTRON

## oscilloscope

### portatif

### CD 1014-2

### A DOUBLE FAISCEAU

•  
**SEUL  
EN  
EUROPE**

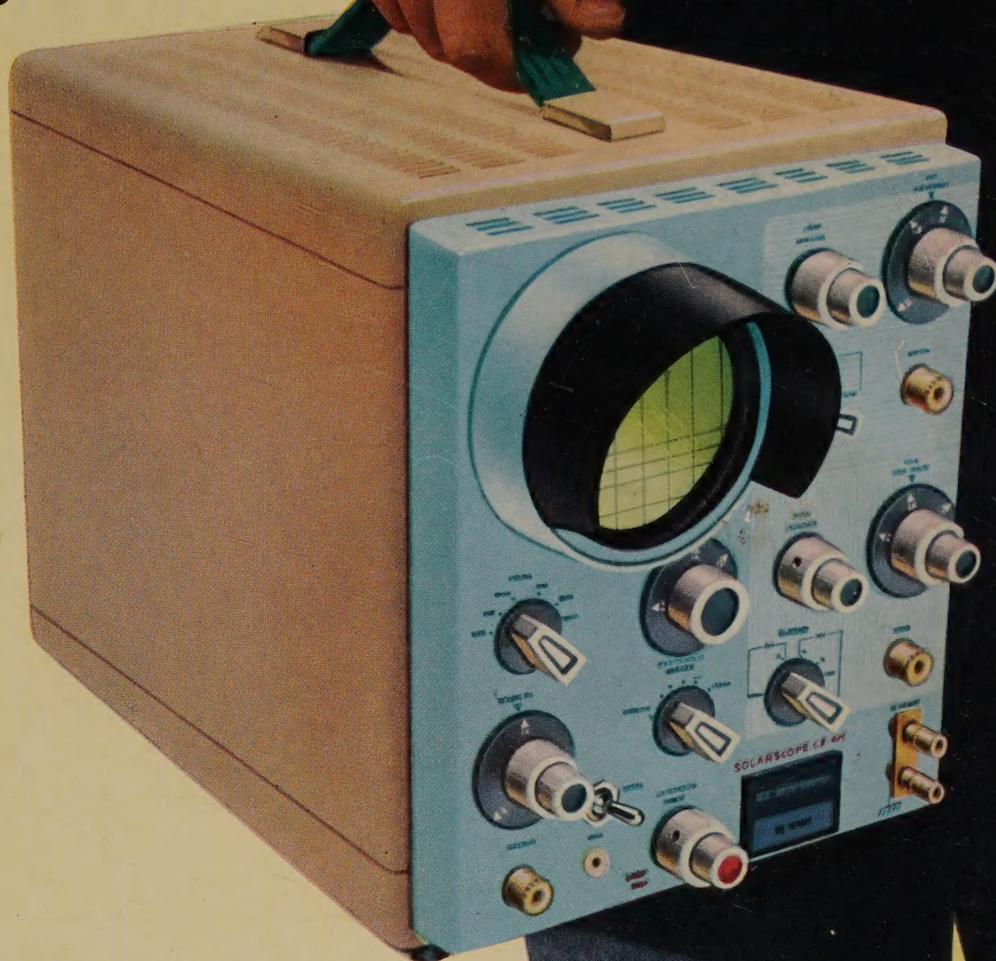
### SOLARTRON

produit en grande série des oscilloscopes professionnels grâce à sa nouvelle usine de FARNBOROUGH conçue à cet effet.

•  
**Prix : 2650 NF**

Hors taxes - Départ  
Paris - Actuellement  
disponible sur stock

Documentation  
détaillée sur demande



- Léger et portable, 10 kg seulement
- Tube cathodique 3 AZP 31 à double canon, trace claire à haute définition. Existe aussi avec tube P 7 et P 11
- THT stabilisée de 1,4 kV
- Base de temps linéaire à large bande, continuellement variable entre 1  $\mu$ sec/cm - 1 sec/cm
- Mesures de vitesse et d'amplitude précises à 5%
- Bande passante  $Y_1$  et  $Y_2$ , courant continu à 5 MHz (3 dB), sensibilité 100 mV/cm à 100 V/cm
- Déviation horizontale amplifiée jusqu'à 10 fois. Décalage permettant le centrage de chaque point de la courbe

- Préamplificateur vertical incorporé permettant une sensibilité de 1 mV/cm pour une entrée
- Séparateur de Synchro TV
- Signaux carrés de calibration synchronisés sur le secteur, 0,5 V crête à crête  $\pm 1\%$
- Réglages de « stabilité » et de « niveau » permettant le déclenchement à chaque point d'une impulsion
- Entrées pouvant atteindre 500 V par rapport à la masse
- Base de temps accessible à travers un cathode-follower
- Alimentation incorporée 110/220 V  $\pm 5\%$ , 10, 20 V - 50 à 400 Hz. Consommation 75 VA

**SOLARTRON** 22 bis, rue de Terre-Neuve, PARIS-20<sup>e</sup> - Tél. PYR 48-40 + TELEX 22686