

L'ONDE ÉLECTRIQUE

43^e ANNÉE - N° 432

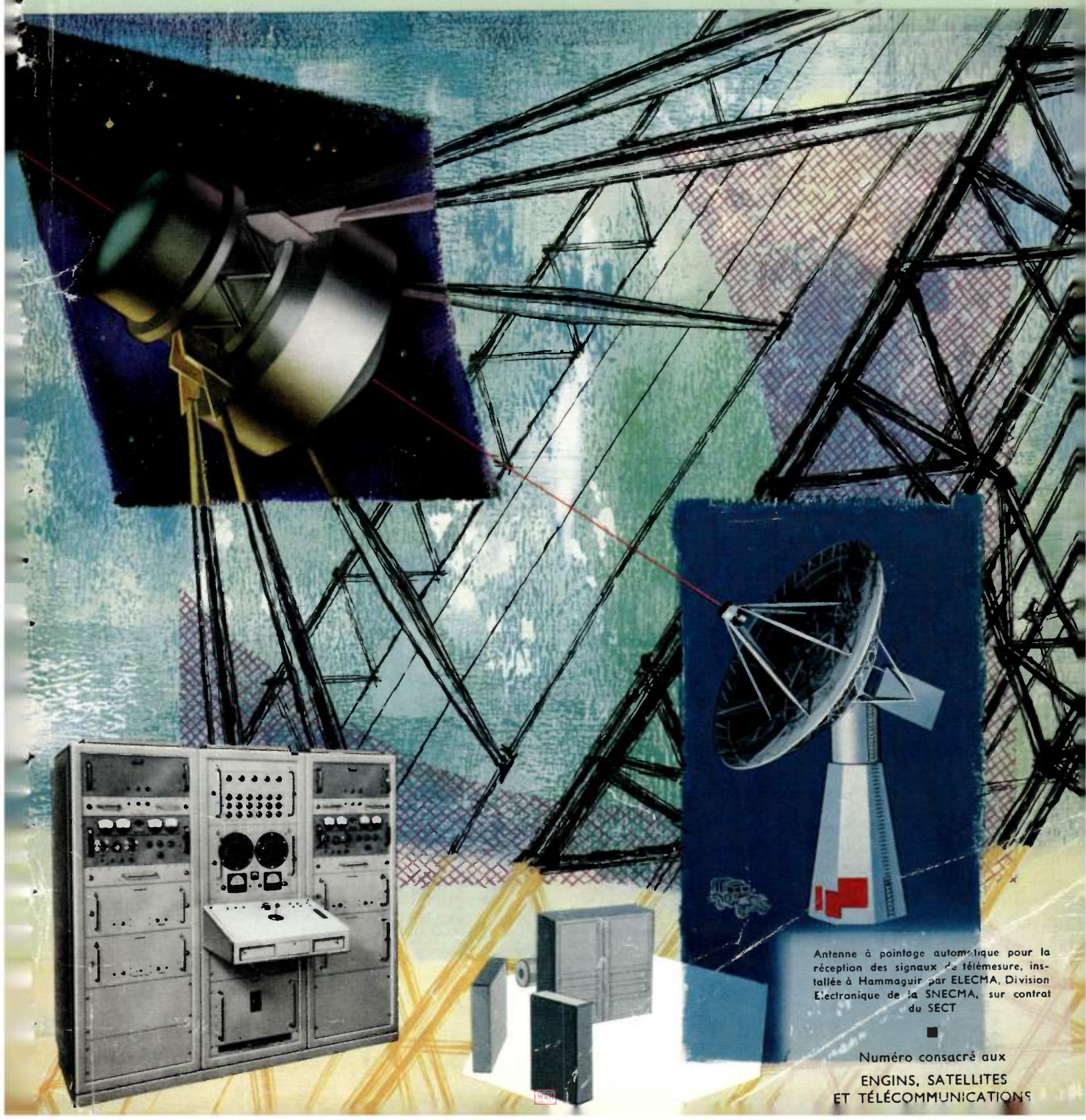
M A R S 1 9 6 3

P R I X : 8 F

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO

MAY 21 1963

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



Antenne à pointage automatique pour la réception des signaux de télémesure, installée à Hammaguir par ELECMA, Division Electronique de la SNECMA, sur contrat du SECT

Numéro consacré aux
ENGINS, SATELLITES
ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

PETITES ANNONCES

613 C. — THOMSON-HOUSTON
recherche
INGÉNIEURS
Diplômés GRANDES ÉCOLES
Plusieurs années d'industrie pour études
et développement tubes électroniques.
Ecr. av. C.V. à C.F.T.H.
6, r. Mario-Nikis, PARIS-15^e

612. C. — H. 30 a Math. Sup. CNAM
all., ang., esp. cherche poste documenta-
liste ou traducteur en électronique. Ecrire
à la revue qui transm.



Revue affiliée au Syndicat
de la Presse Radioélectrique
Française - Paris



Le Tirage et la Diffusion de **L'ONDE ÉLECTRIQUE**

sont contrôlés par

**L'OFFICE DE JUSTIFICATION
DE LA
DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ**

Une nouvelle méthode de calcul graphique
basée sur les propriétés des triangles équilaté-
raux. N'importe quel problème mis en équation
sera résolu d'une manière simple et rapide grâce
aux :

S E X T I L S

de

P. DEJUSSIEU-PONTCARRAL
Ingénieur E.S.E.

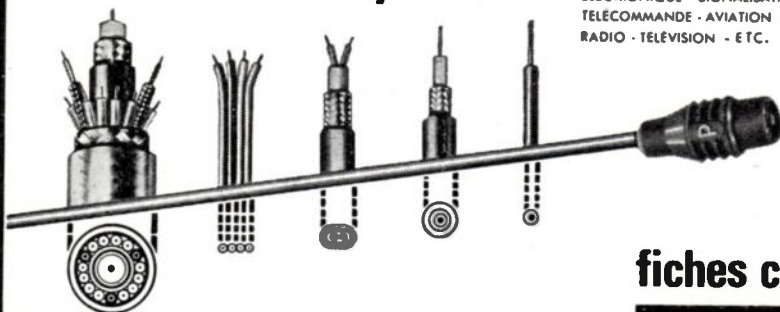
1 fascicule 21 × 27 de 48 pages — 32 planches
et figures

12,00 F dans les librairies techniques

13,40 F port compris chez l'Éditeur :

Éditions Chiron, 40 rue de Seine, Paris-VI^e
C.C.P. 53.35 Paris

fils et cables - fils spéciaux



POUR
ÉLECTRONIQUE - SIGNALISATION
TÉLÉCOMMANDE - AVIATION
RADIO - TÉLÉVISION - ETC.

PERENA

fiches coaxiales



16, Bd de Charonne. PARIS xx* - Tél. NAT. 30-93+

Agences et dépôts : MARSEILLE-6^e, 15, rue Fortuné, Tél. 37-63-49 - LYON-6^e : P. FESSY, 80, rue Vendôme, Tél. 52-17-90

**MESURES DE
FRÉQUENCES**

AVEC LE
NOUVEAU

fréquencemètre-compteur automatique

FER|SOL

**de 10 Hz
à 12000 MHz**

TYPE

HA 101 B

Stabilité

$2 \cdot 10^{-9}$ PAR HEURE

$5 \cdot 10^{-9}$ PAR JOUR

$5 \cdot 10^{-8}$ PAR SEMAINE

FRÉQUENCES
HAF 100

Convertisseur
10 MHz
à 100 MHz

DURÉES
HAT 100

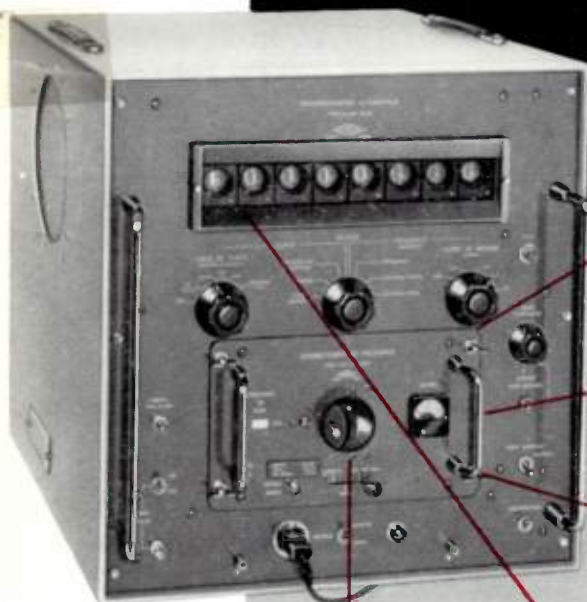
1 μ s
à 10^7 sec.

PRÉAMPLI
HAC 100

10 Hz
à 10 MHz

ENREGISTREUR
IMPRIMANT
BG 100

11 colonnes
5 lignes/sec
max.



TYPE

HA 101 B

CONVERTISSEUR
HAF 300
90 à 510 MHz

FRÉQUENCÉMÈTRE HÉTÉRODYNE
de 10 MHz
à 12000 MHz

TYPE

HS-201



Permet les mesures de fréquences sur signaux modulés en AM, impulsions ou FM Quartz à $1 \cdot 10^{-4}$ incorporé. Utilisable comme convertisseur de fréquence pour mesures avec le Fréquencemètre Compteur Automatique type HA 101 B.

affichage mémorisé

lecture directe

**FRÉQUENCÉMÈTRE COMPTEUR AUTOMATIQUE HA 101 B
ET SES DISPOSITIFS AUXILIAIRES**

Mesure des fréquences 10 Hz à 10 MHz
- Durée de mesures : 1 ms, 10 ms, 100 ms, ou 10 s.

Durée de l'affichage 0,1 s à 10 s ou infini avec déclenchement manuel. Dispositif de mémorisation permettant l'affichage permanent du résultat (8 chiffres) même pendant le cycle de comptage suivant. Précision : ± 1 cycle $\pm$ stabilité du pilote.

Tiroir convertisseur type HAF 100 : 10 MHz à 100 MHz.

Tiroir convertisseur type HAF 300 : 90 MHz à 510 MHz. Mesures jusqu'à 12000 MHz avec le Fréquencemètre type HS 201.

Mesure des périodes : 0 à 10 kHz, précision : $\pm 0,3$ % sur une période ou 0,03 % sur 10 périodes.

Mesure des durées à l'aide du tiroir HAT 100 : 1 μ s à 10^7 secondes.

Préamplificateur type HAC 100 10 Hz à 10 MHz - sensibilité 10 mV eff.

Enregistreur imprimant type BG 100 - 11 colonnes ; 5 lignes par seconde maximum ; chiffres : de 0 à 9 ; signe -, blanc ; espacement des lignes : réglable.

DOCUMENTATION COMPLÈTE FRANCO SUR DEMANDE

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.)
FRANCE - TÉLÉPHONE : 923-08-00 (5 lignes groupées)

FER|SOL

ETS GEFFROY ET Cie
INGÉNIEUR - DOCTEUR

Société Anonyme au capital de 2.750.000 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIII

MARS 1963

N° 432

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"

Engins, Satellites et Télécommunications

SOMMAIRE

L'antenne autopointée 28 dB du S.E.C.T.	J. COMBELLES	265
Guidage électromagnétique des engins à grande portée	S. LANDESMAN J.C. SIMON	273
Le système français de radio-télémétrie AJAX.....	G. GRENECHE	286
Comparaison théorique de trois systèmes digitaux pour télémétrie spatiale	J. DUPRAZ	298
Electronique pour les mesures nucléaires à bord d'engins	D. BOCLET, G. DUCROS, J. GOUPIL	311
Etude du rayonnement cosmique primaire électronique par chambre à étincelles	B. AGRINIER, et al. G. BOELLA, et al.	317
Spectrométrie des protons d'origine solaire et cosmique par détecteurs semiconducteurs	L. KOCH J.F. CRIFO	325
Quelques applications des masers optiques à la recherche et aux techniques de l'espace	G. BROUSSAUD	333
Le projet Telstar et la station expérimentale de Télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou	M. THUE J.P. HOUSSIN	341
La compression de fréquence et son utilisation pour les télécommunications par satellites	C. CARDOT	361
Le 6 ^e Salon International des Composants Electroniques (1 ^{re} partie)		366
Informations :		
Documentation technique		375
Communiqués		379

Sur notre couverture :

ELECMA a réalisé pour le compte du S.E.C.T. (Service des Equipements des Champs de Tir) une installation de télémétrie comprenant un aérien orientable en site et azimut, un système d'asservissement, les organes de téléaffichage et de commande et les circuits d'élaboration des tensions d'erreur permettant d'effectuer la poursuite. Cette poursuite automatique est effectuée à l'aide d'un faisceau à exploration conique.

Le radiateur primaire, à polarisation circulaire, tourne dans le plan focal d'un réflecteur parabolique composé de panneaux assemblés dont la surface est réalisée en métal genre « Déployé » à mailles carrées de 1 cm de côté. La source de 1,70 m de diamètre tourne à 600 tr/mn, le réflecteur, dont le diamètre est de 18,60 m, pèse 7 tonnes environ et l'ensemble, aérien et support, atteint une hauteur voisine de 30 m.

ELECMA, Division Electronique de la SNECMA
22, quai Gallieni, Suresnes (Seine). Tél. LONchamp 60.30

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^e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 54 F — Etranger 60 F — Ce n° 8 F

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

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1963)

M. G. LEHMANN, Directeur Scientifique à la C.G.E.

Président désigné pour 1964

M. L. BRAMEL de CLÉJOLUX, Directeur des Services d'Enseignement des P.T.T.

Vice-Présidents

MM. J. DAUVIN, Ingénieur Général des Télécommunications e.r., Directeur délégué du Centre de Recherches de la C.G.E.
P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.
M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjointes

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

Treasurer

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

Secrétaires

MM. J. BLOUET, Chef de la Section Métrologie de la Division Radioélectricité et Electronique du L.C.I.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.
J.M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F..

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. L. CHEREAU	
2	Etudes scientifiques générales	M. L. ROBIN	M. M. MENORET
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. PICQUENDAR	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DÄNZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGÉ	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. BUFFARD	M. R. LEHMANN
8	Télécommunications-Radiodiffusion-Télévision	M. J. FAGOT	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation, Radionavigation	M. P. ASSENS	M. D. COULMY
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. LOEB	M. G. ROTH
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. J. POLONSKY	M. E. ALLARD

Rédaction de l'Onde Électrique

M. L.-J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président du Comité de Rédaction.
M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications, Rédacteur en Chef de l'Onde Électrique.
M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications
M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE 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, Maître de Conférences 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 LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

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 de la R.T.F.
— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — 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 radioélectrique 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° Être 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

(Assemblée Générale Janvier 1962)

Particuliers	30,00 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	15,00 F
Sociétés ou Collectivités	150,00 F
	350,00 F
	ou
	750,00 F

au gré de la Société ou Collectivité.
Particuliers résidant à l'étranger 30,00 F
plus frais postaux 5,00 F

* NDLR. Cette revue est l'Onde Électrique.

Changement d'adresse : joindre 0,50 F à toute demande.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

L'ANTENNE AUTOPOINTÉE 28 dB du S.E.C.T., par J. COMBELLES, *Chef de Département à ELECMA, Division électronique de la SNECMA*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 265 à 272).

L'installation est destinée à assurer la réception des signaux de Télémétrie émis par un engin. L'aérien, orientable en azimut et en site comprend un réflecteur de 20 mètres de diamètre et permet de donner au faisceau un mouvement de balayage conique. Le gain est de 28 dB dans la bande 214 à 254 MHz. La source est constituée par un réseau de 4 dipôles, tournant à 600 tr/mn et permettant la réception simultanée des composantes circulaires droite et gauche de l'onde incidente.

L'ensemble comprend, outre l'aérien lui-même, les systèmes d'asservissement et un meuble réunissant l'ensemble des équipements électroniques. Il permet d'effectuer la poursuite avec une précision de 0,25 degré, pour un niveau de signal à l'entrée de 1 μ V.

GUIDAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES ENGINS A GRANDE DISTANCE, par S. LANDESMAN et J.C. SIMON, *Groupeement d'Ensemble Spatial, Compagnie Générale de T.S.F.*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 273 à 285).

Après le rappel des différentes possibilités de guidage, un examen des procédés électromagnétiques est entrepris à partir des données physiques essentielles. Différents systèmes sont comparés, en particulier les Radars et les Interféromètres.

LE SYSTÈME FRANÇAIS DE RADIO-TÉLÉMÉSURE AJAX, par G. GRENECHE, *Ingénieur E.S.E., Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Electrique de mars 1963. (pages 286 à 297).

L'article décrit un système français de Télémétrie à sous-porteuses du type FM/FM basé sur les recommandations de l'organisme américain IRIG (Inter-Range-Instrumentation-Group).

Sous le nom d'AJAX, cette Télémétrie a été développée sur le plan national. Tous les éléments fonctionnels la constituant sont construits en France.

Les principales caractéristiques de transmission de l'ensemble sont énoncées, ainsi que les performances et caractéristiques d'emploi particulières à chaque élément. Il est ainsi possible à un éventuel utilisateur d'établir une première approximation du bilan de poids, d'encombrement et de consommation d'une installation en projet.

COMPARAISON THÉORIQUE DE TROIS SYSTÈMES DIGITAUX POUR TÉLÉMÉSURE SPATIALE, par J. DUPRAZ, *Compagnie Générale de T.S.F., Groupeement d'Ensemble Spatial*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 298 à 310).

L'article est consacré à la comparaison théorique de trois systèmes digitaux pouvant être employés pour les télémétries spatiales. La digitalisation s'accompagne d'un codage et le but de l'article est de situer les codes orthogonaux binaires, dont les possibilités ont été récemment découvertes, par rapport au code PCM non redondant. On expose brièvement, à propos des techniques de démodulation et de détection utilisées, les résultats de la théorie de la détection statistique. Le critère de comparaison utilisé est le coefficient d'efficacité β défini par Sanders. On s'est efforcé de présenter des courbes utilisables permettant de calculer les paramètres de la liaison et de dégager les mérites et les inconvénients des codes orthogonaux. Ceux-ci permettent d'augmenter considérablement la portée de la liaison, à puissance rayonnée donnée, mais au prix d'une augmentation de bande également considérable.

ÉLECTRONIQUE POUR LES MESURES NUCLÉAIRES, par D. BOCLET, G. DUCROS, J. GOUPIL, *Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 311 à 316).

Les auteurs tentent de faire le point sur le problème électronique posé par la transmission de résultats, relevés par des appareils scientifiques placés à bord d'engins (fusées, satellites).

Ils envisagent plus spécialement le problème d'analyse d'amplitude dans le cas de phénomènes rapides avec répartition statistique.

Deux méthodes principales sont exposées — l'une analogique, l'autre numérique. En s'appuyant sur des ensembles déjà réalisés, ils exposent maintenant les avantages propres à chacune.

Ils esquissent enfin, le problème plus complexe posé par un satellite.

ÉTUDE DU RAYONNEMENT COSMIQUE PRIMAIRE ÉLECTRONIQUE PAR CHAMBRE A ÉTINCELLES, par B. AGRINIER, Y. KŒCHLIN, B. PARLIER, *Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay* et par G. BOELLA, G. DEGLI ANTONI, C. DILWORTH, L. SCARSI, G. SIRONI, *C.N.R.-I.N.F.N. Sezione Università di Milano*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 317 à 324).

Nous décrivons dans cet article une expérience destinée à déterminer le flux d'électrons dans le rayonnement cosmique primaire. L'appareillage, qui sera porté dans les hautes couches de l'atmosphère par ballon stratosphérique, se compose d'une chambre à étincelles avec plaques en plomb photographiée par une caméra stéréoscopique, et d'une électronique de sélection des particules et de déclenchement de la chambre. La distinction entre les électrons et les protons se fait par l'analyse des gerbes développées par ces particules dans les plateaux de plomb de la chambre et notamment en déterminant leur point d'origine.

Les premiers résultats d'une expérience autour de Saturne dans un faisceau de π^- contaminé en électrons montrent que l'appareillage est capable de distinguer un flux d'électrons de l'ordre de 1 % du flux total.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE THEORETICAL COMPARISON OF THREE DIGITAL SYSTEMS FOR SPACE TELEMETRY, by J. DUPRAZ, *Compagnie Générale de T.S.F., Groupement d'Ensemble Spatial*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 298 to 310).

The article is concerned with the theoretical comparison of three digital systems which can be employed for space telemetry.

Digitalisation occurs in association with coding and the aim of the article is to relate the orthogonal binary codes, of which the possibilities have recently been discovered, in relationship to the PCM non-redundant code.

There is a brief account in connection with the techniques of demodulation and of detection of the results of the theory of statistical detection. The criterion used for comparison is the efficiency coefficient β as defined by Sanders.

There is an attempt to show curves making possible the calculation of the parameters of the circuit and to derive the advantages and disadvantages of orthogonal codes. This allows a considerable increase in the range of the circuit for a given radiated power but at the cost of a considerable increase in the band width.

ELECTRONICS IN NUCLEAR MEASUREMENTS, by D. BOCKET, G. DUCROS, J. GOUPIL, *Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 311 to 316).

The authors examine the electronic problem posed by the transmission of results developed by scientific apparatus on powered missiles (rockets and satellites).

They examine particularly the problem of analysis amplitude in the instance of rapidly occurring events with statistical distribution.

Two principal methods are explained, one analogue and the other digital. Using apparatus already designed they now explain the advantages peculiar to each.

Finally they sketch the more complicated problem set by a satellite.

ELECTRONIC STUDY OF PRIMARY COSMIC RADIATION USING A SCINTILLATION CHAMBER, by B. AGRINIER, Y. KOECHLIN, B. PARLIER, *Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*, and by G. BOELLA, G. DEGLI ANTONI, C. DILWORTH, L. SCARSI, G. SIRONI, *C.N.R. - I.N.F.N., Sezione Università di Milano*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 317 to 324).

We describe in this article an experiment designed to determine the flux of electrons in cosmic primary radiation. The apparatus, which will be carried in the upper layers of the atmosphere by a stratospheric balloon, is composed of a scintillation chamber with plates in lead photographed by a stereoscopic camera an electronic device for the selection of particles and the discharging of the chamber. The distinction between the electrons and protons is made by the examination of the curves traced by these particles in the lead plates of the chamber and notably by determining their point of origin.

The first results of an experiment associated with Saturn in a beam contaminated with electrons show that the apparatus is capable of distinguishing an electron flux of the order of 1 % of the total flux.

THE 28 dB SELF DIRECTING ANTENNA OF S.E.C.T., by J. COMBELLES, *Chef de Département à ELECMA, Division électronique de la SNECMA*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 265 to 272).

The installation is intended to ensure the reception of telemetry signals transmitted by a missile. The aerial assembly, orientated in azimuth and angle, includes a reflector with a diameter of 20 metres and provides a beam sweep movement of conical form. The gain is 28 dB in the band 214 to 254 megacycles. The focus is formed by a network of 4 dipoles turning at 600 turns a minute and allowing the simultaneous reception of the right and left circular components of the incident wave.

The assembly includes, other than the aerial arrangement itself, the control systems and a rack assembling all the electronic equipment. It can track with a precision of 0.25 degrees, for an input signal level of 1 microvolt.

THE LONG DISTANCE ELECTROMAGNETIC GUIDANCE OF MISSILES, by S. LANDESMAN and J.C. SIMON, *Groupement d'Ensemble Spatial, Compagnie Générale de T.S.F.* L'Onde Electrique, March 1963 (pages 273 to 285).

After an account of the various possible means of guidance, there is an examination of the electromagnetic requirements starting from the basic physical data. Different systems are compared, particularly radar and interferometry.

THE AJAX FRENCH RADIO-TELEMETRY SYSTEM, by G. GRENECHE, *Ingénieur E.S.E., Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 286 to 297).

The article describes a French telemetry system using sub-carriers of the FM/FM type based on the recommendations of the American organisation IRIG (Intermediate-Range-Instrumentation-Group).

Under the name Ajax, this telemetry system has been developed on a national basis. All the operating items making it up are manufactured in France.

The principal transmission characteristics of the assembly are described, also the performance and particular method of use for each element.

It is therefore possible for a future user to arrive at a first approximation for the order of the weight, the bulk, and power consumption of any installation being contemplated.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

SPECTROMÈTRE DES PROTONS D'ORIGINE SOLAIRE ET COSMIQUE PAR DÉTECTEURS SEMICONDUCTEURS, par L. KOCH, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Service d'Electronique Physique*, et par J.F. CRIFO, *Centre National d'Etudes Spatiales, Laboratoire d'Aéronomie*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 325 à 332).

La connaissance du flux et du spectre d'énergie des protons solaires et cosmiques est du plus haut intérêt : d'une part pour obtenir des informations sur la genèse des rayons cosmiques et les processus d'évolution solaire, d'autre part, pour connaître l'irradiation à laquelle peuvent être exposés les satellites et les avions volant à très haute altitude.

On décrit un spectromètre à protons comportant un télescope de détecteurs semiconducteurs et permettant une transmission digitale du spectre depuis la stratosphère.

QUELQUES APPLICATIONS DES MASERS OPTIQUES A LA RECHERCHE ET AUX TECHNIQUES DE L'ESPACE, par G. BROUSSAUD, *Compagnie Générale de T.S.F.*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 333 à 340).

Né peu après le début de « l'ère spatiale », le maser optique semble devoir constituer une solution de choix à un grand nombre des problèmes posés dès maintenant par l'exploration de l'espace.

Les possibilités qu'il offre aux domaines des télécommunications, du téléguidage et de la recherche scientifique appliquée à l'étude de la haute atmosphère sont examinées ici, compte tenu, non pas des performances actuelles des lasers déjà réalisés mais de celles qu'il nous est permis d'espérer pour un proche avenir.

LE PROJET TELSTAR ET LA STATION EXPÉRIMENTALE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES DE PLEUMEUR-BODOU, par M. THUÉ, *Ingénieur en Chef des Télécommunications* et par J.P. HOUSSIN, *Ingénieur des Télécommunications, au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 341 à 360).

On rappelle les caractéristiques du projet Telstar de télécommunications par satellites actifs, puis on décrit la station expérimentale de Pleumeur-Bodou, plus particulièrement les équipements radioélectriques et les équipements de télécommunications. On expose ensuite les principaux résultats des essais effectués depuis le lancement du satellite Telstar 1.

LA COMPRESSION DE FRÉQUENCE ET SON UTILISATION POUR LES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES, par C. CARDOT, *Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. L'Onde Electrique de mars 1963 (pages 311 à 365).

Après avoir rappelé les propriétés générales des récepteurs à modulation de fréquence, on indique que le principe de la compression de fréquence consiste à appliquer à ces récepteurs les propriétés générales des systèmes à boucle de réaction.

Le bénéfice que l'on peut théoriquement en retirer consiste soit en un meilleur rapport signal à bruit pour une même puissance reçue, soit en la diminution du seuil pratique du récepteur ce qui permet un fonctionnement correct pour une puissance reçue inférieure.

En pratique, une partie de ce bénéfice théorique est annulée par les imperfections de la boucle de réaction.

Il est également montré qu'en matière d'intermodulation, il existe un taux de compression optimal, au-delà duquel les performances diminuent.

Les différents schémas possibles permettant de réaliser la compression de fréquence sont brièvement décrits. L'emploi d'un oscillateur local modulé en fréquence fait l'objet d'une description détaillée relative à un récepteur à 12 voies téléphoniques, avec compression de 20 dB.

On conclut que la compression de fréquence est un procédé qui est particulièrement adapté aux nécessités des communications par satellites.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

THE TELSTAR PROJECT AND THE PLEUMEUR-BODOU EXPERIMENTAL STATION FOR SATELLITE TELECOMMUNICATIONS, by M. THUÉ, *Ingénieur en Chef des Télécommunications* and J.P. HOUSSIN, *Ingénieur des Télécommunications*, au Centre National d'Etudes des Télécommunications. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 341 to 360).

There is a sketch of the characteristics of the Telstar project for telecommunication by active satellites then a description of the experimental station at Pleumeur-Bodou, and particularly the radio equipment and the telecommunication equipment. There follows an account of the principal experimental results obtained since the launching of Telstar 1.

FEEDBACK FREQUENCY MODULATION AS USED FOR SATELLITE COMMUNICATIONS, by C. CARDOT, *Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 311 to 365).

After having reminded the general properties of frequency-modulation receivers, the basic principle of frequency-compression is indicated, namely the application of the general properties of feedback systems to a FM receiver.

The advantages allowable by the frequency-compression are either a better signal-to-noise ratio for the same received power or a diminishing of the receiver threshold.

Actually, part of this theoretical advantage is cancelled by the imperfections of the feedback loop.

It is also shown that, with regard to the distortion performance figures, there is an optimal feedback ratio, beyond which this figure begins to decrease.

Several block diagrams, which can be used for the realization of frequency-compression are briefly studied. The use of a voltage controlled oscillator in the loop is described with some details, referring to a receiver for 12 multiplexed voice channels, with a feedback of 20 dB.

It is concluded that the frequency-compression is an appropriate mean to be used in telecommunication systems by satellites.

A SPECTROMETER FOR PROTONS OF SOLAR AND COSMIC ORIGIN USING SEMI-CONDUCTOR DETECTORS, by L. KOCH, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Service d'Electronique Physique*, and J.F. CRIFO, *Centre National d'Etudes Spatiales, Laboratoire d'Aéronomie*. L'Onde Electrique, March 1963 (pages 325 to 332).

Information about the distribution and energy spectrum of cosmic and solar protons is of the highest interest, on the one hand to obtain information about the origin of cosmic rays and the solar mechanism of evolution: on the other hand so as to be aware of the radiation to which would be exposed satellites and aircraft flying at very high altitude.

There is a description of a proton spectrum including a telescope which uses semi-conductor detectors and makes possible the digital transmission of the spectrum from the stratosphere.

SOME APPLICATIONS OF OPTICAL MASERS IN SPACE RESEARCH AND TECHNIQUES, by G. BROUSAUD, *Compagnie Générale de T.S.F.* L'Onde Electrique, March 1963 (pages 333 to 340).

The optical maser which appeared shortly after the beginning of the « Space Age » looks as though it may provide the preferred solution to a considerable number of problems which will arise from now onwards in the exploration of space. This account examines the possibilities which it opens up in the fields of telecommunications, long distance guidance, and scientific research applied to the study of the upper atmosphere. The examination is not in terms of current performances of masers already developed but in terms of those which we can reasonably hope to achieve in the near future.

L'ANTENNE AUTOPOINTÉE 28 dB DU S.E.C.T.

PAR

J. COMBELLES

Chef de Département à ELECMA, Division Electronique de la SNECMA

Introduction

Pour être à même de mettre au point et de lancer des engins balistiques ou des satellites, il faut non seulement réaliser, ou se procurer, les engins eux-mêmes mais aussi disposer d'un champ de tir convenablement équipé. On entend par là, d'abord un ensemble de moyens généraux, une infrastructure, des rampes de lancement, c'est-à-dire tout ce qui est nécessaire pour lancer l'engin, et ensuite, des moyens propres à observer l'engin, à tracer sa trajectoire, à capter les signaux des émetteurs placés à bord. Ainsi la télémesure, c'est-à-dire la mesure à distance des grandeurs intéressant un mobile et le milieu qui l'environne, est devenue une branche importante de l'électronique. Cette discipline trouve un nouveau et important domaine d'application dans l'observation des véhicules spatiaux. Beaucoup d'équipements, conçus pour l'analyse des tirs balistiques, conviennent ou peuvent être facilement adaptés à l'écoute et à l'observation des satellites artificiels. Ceci revêt une importance aussi bien militaire que scientifique, car le nombre de satellites artificiels de la terre est déjà considérable ; selon une information publiée par la presse « Le North American Defence Command » (N.A.R.D.C.) aurait dénombré au début de septembre 1962, 208 satellites artificiels parmi lesquels 43 étaient considérés comme « utiles » (le reste étant des fusées porteuses et autres « débris »).

Aussi, après les Etats-Unis et la Russie, les Nations Européennes ont-elles décidé de se doter de champs de tir. L'Angleterre dispose de la base de Woomera en Australie, la France des bases du Sahara que remplacera ensuite le champ de tir des Landes, l'Italie envisage d'avoir sa propre base de lancement.

Le Centre Interarmées d'Essais d'Engins Spéciaux (C.I.E.E.S.) groupe à Colomb-Béchar, et 150 km plus au Sud, à Hammaguir, un important ensemble de moyens d'essai dont l'équipement est assuré par le Service des Equipements de Champs de Tir (S.E.C.T.).

C'est sous l'égide de cet organisme qu'est aménagée, à Hammaguir, une station de télémesure dotée d'une antenne autopointée de 28 dB. Le but de cet équipement est essentiellement d'assurer la réception des signaux de télémesure. Pour cela l'antenne est pointée automatiquement dans la direction de l'engin et comme la précision de ce pointage est de $0,25^\circ$, elle constitue également un excellent moyen de trajectographie. Dans sa version actuelle l'antenne est équipée pour recevoir des émissions de télémesure dans la bande 214-254 MHz. Cependant le réflecteur est construit pour être utilisable jusqu'à 2 500 MHz.

Description générale de l'installation

L'installation comprend un aérien orientable en site et en azimut, un système d'asservissement, les organes de téléaffichage et de commande, et les circuits de réception et d'élaboration des tensions d'erreur permettant d'effectuer la poursuite. Les signaux de télémesure sont distribués, au moyen de multicoupleurs, à 7 récepteurs extérieurs à l'équipement. Le schéma fonctionnel, figure 1, indique les principaux sous-ensembles et précise les liaisons entre éléments du système.

L'information d'écart angulaire, permettant d'extraire les signaux d'erreur nécessaires au fonctionnement en poursuite, est obtenue en imprimant au faisceau un mouvement d'exploration conique, dont la fréquence a été fixée à 10 Hz. Ce mouvement est obtenu en faisant tourner à 600 tr/mn, dans le plan focal d'un réflecteur parabolique de 18,6 m de diamètre, un radiateur primaire à polarisation circulaire ; l'onde reçue n'étant pas, en général, polarisée circulairement se décompose en deux ondes à polarisation circulaire, l'une dextrogyre, l'autre levogyre. Deux préamplificateurs reçoivent respectivement les deux signaux correspondants. L'information d'écart angulaire est ainsi obtenue une fois toutes les 0,1 seconde. On démontre alors que le système pourrait

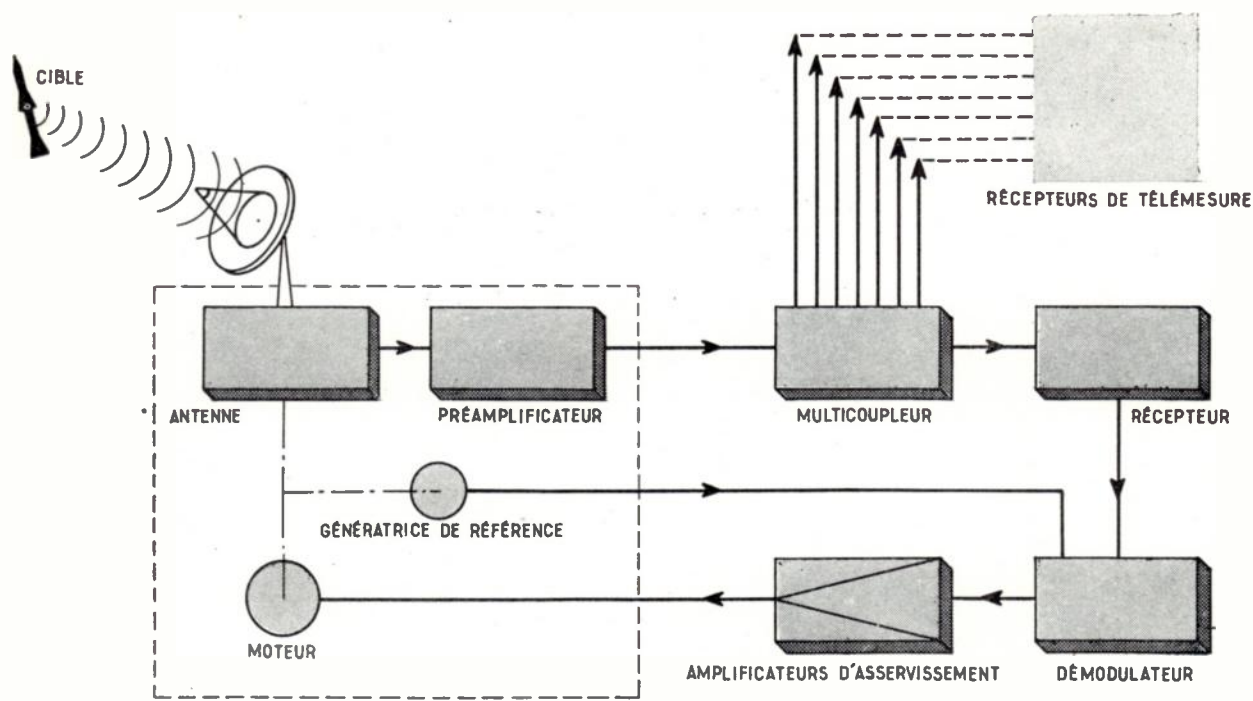


FIG. 1. — Schéma fonctionnel.

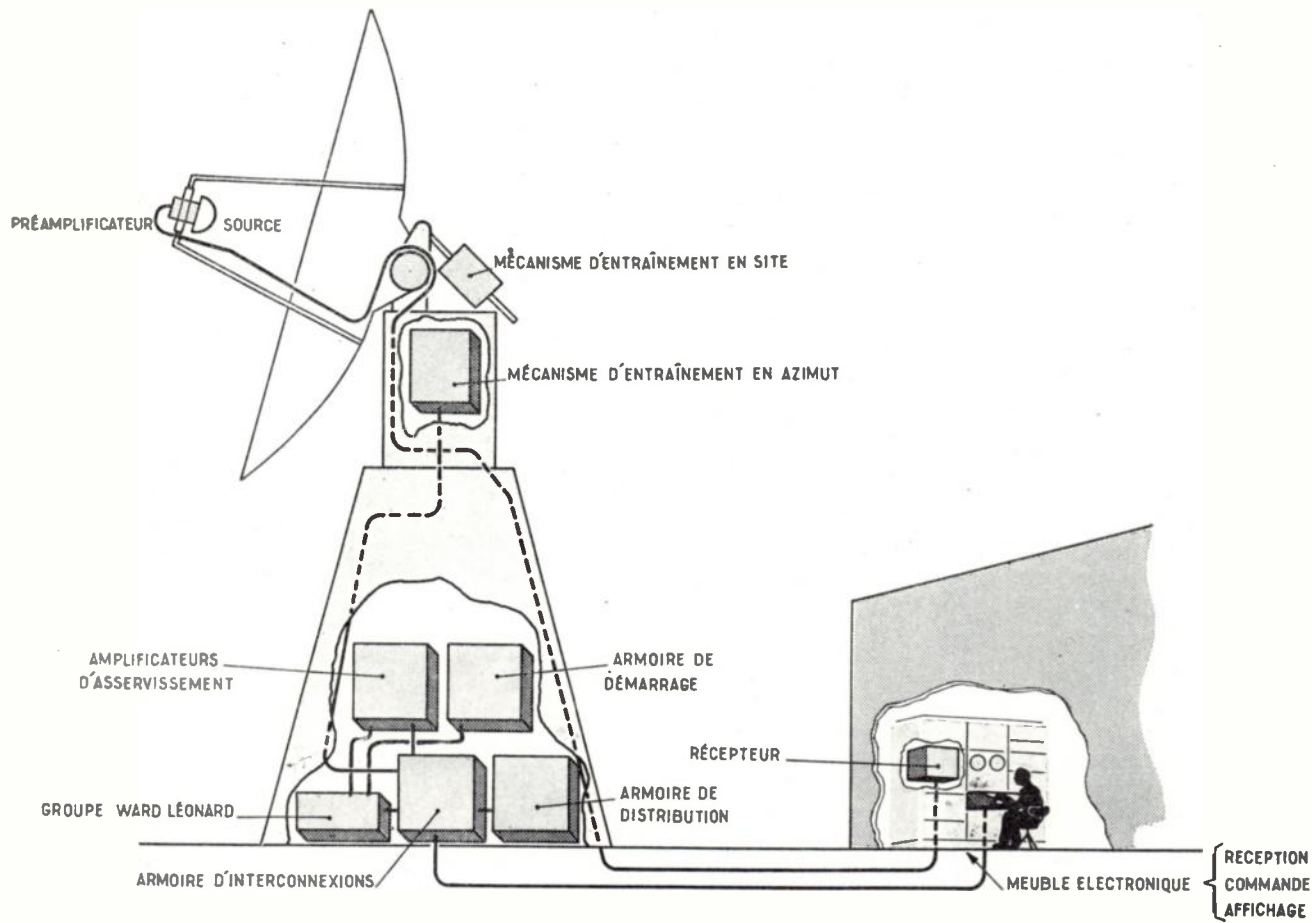


FIG. 2. — Schéma synoptique.

donner lieu à des phénomènes de pompage si le réflecteur présentait des fréquences de résonance inférieures à 10 Hz. Des essais ont été effectués par le constructeur du réflecteur et ont montré que les fréquences de résonance mécanique les plus basses sont de 15 à 18 Hz.

Deux modes de fonctionnement sont possibles :

— Orientation manuelle

Le système fonctionne alors en asservissement de vitesse. Ce mode de fonctionnement permet à l'opérateur d'orienter l'antenne, en agissant sur un levier. La vitesse est sensiblement proportionnelle au déplacement du levier.

— Pointage automatique

Le système fonctionne en boucle fermée, l'opérateur n'ayant pas à intervenir, et l'antenne effectue automatiquement la poursuite de la cible.

Pendant la phase de poursuite, la télémesure est reçue par deux chaînes préamplificateur-multicoupleur-récepteur, l'une de ces deux chaînes dite « normale » est utilisée en permanence, tandis que l'autre sert de secours en cas de panne, soit de l'un des émetteurs de l'engin (les deux chaînes sont réglées sur des fréquences différentes), soit d'un des éléments de la chaîne.

La figure 2 donne une idée générale de la disposition des différentes parties de l'installation.

L'aérien et son mécanisme d'orientation en site sont portés par une tourelle orientable en azimut, placée sur une tour métallique cylindrique elle-même fixée sur une tour en maçonnerie. Au foyer du réflecteur la « source » comprend un radiateur primaire tournant, avec son moteur et son mécanisme d'entraînement, une génératrice biphasée de référence et deux préamplificateurs. Le groupe Ward-Léonard et les amplificateurs d'asservissement sont disposés au rez-de-chaussée de la tour en maçonnerie. Le meuble groupant les équipements électroniques de réception, de contrôle et de commande est placé dans un bâtiment distinct, à 30 mètres de la tour. La longueur des câbles coaxiaux réunissant les préamplificateurs aux récepteurs est de l'ordre de 60 mètres. Le câble utilisé est du coaxial souple à faibles pertes « Gedelex » sous atmosphère d'azote ; les pertes à 250 MHz sont inférieures à 0,02 dB/m.

Fonctionnement

Pendant la phase préparatoire du tir, l'opérateur met sous tension l'ensemble de l'installation, fait démarrer le groupe Ward-Léonard et le moteur d'entraînement de la source. Il amène ensuite, au moyen du dispositif de commande manuelle, l'axe de visée de l'antenne dans la direction de la rampe de lancement. Lorsque les émetteurs de télémesure sont mis en fonctionnement, c'est-à-dire quelques minutes seulement avant le tir, l'opérateur met le système en « poursuite automatique ». Il peut contrôler, grâce à

un ensemble de voyants placés sur le pupitre de commande, que l'accrochage est correctement effectué.

L'antenne est placée à quelques kilomètres de la base de lancement, et, compte-tenu de l'accélération des engins au départ de la rampe, l'accélération angulaire de l'antenne est alors très inférieure à l'accélération maximale de $5^\circ/\text{s}^2$.

Pour contrôler les mouvements de l'antenne, l'opérateur dispose de deux indicateurs, l'un d'azimut, l'autre de site. Chaque indicateur comporte deux index, l'un correspondant à l'axe de visée de l'antenne, l'autre répétant la direction mesurée par des radars placés à proximité.

De cette façon l'opérateur peut vérifier à chaque instant la coïncidence des deux indications.

En cas de panne de la chaîne de réception utilisée pour la poursuite, l'opérateur peut changer de chaîne d'une façon immédiate. Dans tous les cas où le signal reçu devient, pour une cause quelconque, inférieur à $1 \mu\text{V}$ à l'entrée du préamplificateur, un dispositif de mémoire à enclenchement automatique introduit dans la chaîne, pendant une durée de 10 secondes environ, les tensions nécessaires pour continuer la poursuite par extrapolation des données antérieures.

Au cas où surviendrait une défaillance ou un affaiblissement du signal de durée supérieure à 10 secondes empêchant la reprise normale du fonctionnement en poursuite automatique, l'opérateur a la possibilité de continuer la poursuite manuellement en se basant sur les indications transmises par les radars. Il utilise alors le levier de commande manuelle de vitesse, les tensions correctrices étant, en ce cas, simplement ajoutées aux signaux d'erreurs à l'entrée des amplificateurs d'asservissement. Ce mode de fonctionnement est appelé « poursuite aidée ».

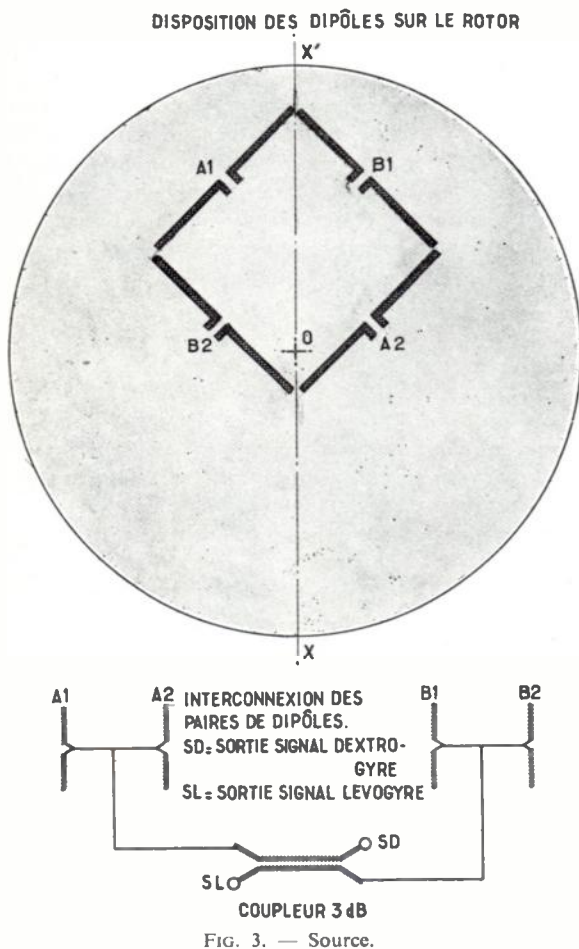
La source

L'usage d'un faisceau à exploitation conique, comme principe de base pour constituer un système d'antenne à poursuite automatique, est l'un des procédés les plus anciennement employés par les techniciens. Les premiers radars de conduite de tir, utilisés pendant la deuxième guerre mondiale par les chasseurs de l'U.S. Air Force, étaient réalisés de cette manière (AN/APG-15, AN/APS 6).

Depuis lors bien d'autres procédés ont été développés, ce qui n'empêche pas les systèmes à exploration conique d'être toujours en faveur. Cette méthode a, bien entendu, donné lieu à de nombreuses variantes. Par exemple, on se contentait, dans les premières applications, de faire tourner dans le plan focal d'un réflecteur une antenne à polarisation rectiligne et la modulation parasite qui en résultait (car en général la surface équivalente de la cible dépend de la polarisation) limitait sévèrement la précision. Aussi les ingénieurs ont-ils imaginé divers procédés permettant de ne pas faire tourner le plan de polarisation. Même dans le cas où la polarisation est circulaire mais présente néanmoins un taux d'ellipticité résiduel notable, l'on s'efforce de laisser fixe l'ellipse de polarisation, faute de quoi l'on observe un taux de modulation

résiduel égal au taux d'ellipticité. Il est cependant possible de construire un radiateur primaire présentant une symétrie telle que la polarisation soit presque parfaitement circulaire et l'on peut alors sans inconvénient faire tourner l'ensemble de la source. C'est le procédé qui a été employé pour réaliser la source primaire de l'antenne 28 dB. Il présente l'avantage de simplifier les problèmes concernant le rayonnement primaire, ce qui permet en définitive, de réaliser un éclairage du réflecteur plus satisfaisant, et d'obtenir un gain plus grand que par d'autres procédés.

Le radiateur primaire est constitué par deux paires de dipôles disposés sur un disque réflecteur (fig. 3). Chacune des deux paires est reliée à l'une des entrées d'un coupleur 3 dB, de façon que les ondes reçues en polarisation dextrogyre, ou levogyre, apparaissent respectivement sur les deux sorties libres du coupleur. Le plan XX' étant ainsi un plan de symétrie pour toute la figure, les deux réseaux A_1-A_2 et B_1-B_2 donnent naissance à des champs égaux et orthogonaux sans qu'il y ait lieu d'introduire aucun élément compensateur pouvant être sélectif (différence de longueur de ligne de $\frac{\lambda}{4}$ par exemple).



L'ensemble formé par les dipôles, leurs circuits d'interconnexion et le disque réflecteur constitue un rotor tournant autour d'un axe confondu avec celui du réflecteur.

Ce rotor entraîne une génératrice biphasee dont les signaux sont utilisés comme références de phase pour l'élaboration des tensions d'erreurs. Les signaux reçus sont transmis, à travers un joint tournant coaxial à deux canaux, à deux préamplificateurs situés dans la partie fixe (stator) de la source.

Le diamètre du rotor est de 1,70 mètre. On conçoit donc que la réalisation d'une pièce de ce diamètre tournant à 600 tr/mn ait posé quelques problèmes. La vitesse périphérique est de 54 m/s soit sensiblement 195 km/h. Le centre de gravité du groupe de dipôles tourne sur un rayon de 0,27 m. A cet endroit l'accélération est supérieure à 100 g. A la périphérie du disque, l'accélération est supérieure à 300 g. Il était donc indispensable de réaliser des dipôles et des circuits d'interconnexion extrêmement légers. Une technologie satisfaisante à cet égard a été trouvée en utilisant la ligne de transmission du type « triplaque ». Cette ligne est composée d'un conducteur central en forme de ruban disposé entre deux plans conducteurs. Elle se prête par ailleurs très bien à la réalisation des diviseurs de puissance et de coupleurs 3 dB. Le support diélectrique séparant le ruban central des deux conducteurs extérieurs est réalisé en matériau cellulaire extrêmement léger, l'ensemble étant cependant très rigide.

Les études effectuées sur maquette de la source à l'échelle de 1/5, puis sur maquette de l'ensemble réflecteur-source à l'échelle de 1/12, ont montré que le centre de phase C reste, dans toute la gamme de fréquences utile, très voisin d'un point situé au centre du groupe de dipôles, à environ 280 millimètres du disque réflecteur. Le cercle décrit par le centre de phases autour du foyer a un rayon de 270 mm. La déviation du faisceau qui en résulte est légèrement inférieure à l'angle :

$$\widehat{OC, OZ} = 2 \text{ degrés}$$

- C = centre de phase
- O = sommet de réflecteur
- OZ = axe de symétrie du réflecteur

Le facteur de déviation,

$$\frac{x}{\widehat{OC, OZ}}$$

est de l'ordre de 0,8, dans les conditions d'éclairage réalisées.

L'angle de déviation obtenu est donc finalement de 1,6 degré.

Une conséquence secondaire de la défocalisation est une très légère diminution du gain par rapport à celui obtenu avec la même source placée au foyer. Cette diminution n'a pas été mise en évidence expérimentalement, le calcul montrant d'ailleurs qu'elle est de quelques centièmes de dB seulement. Une autre conséquence de la défocalisation est l'apparition d'un lobe secondaire, qui a été relevé expérimentalement à 20 dB environ par rapport au maximum du lobe.

La figure 4 représente le diagramme de rayonnement relevé sur maquette complète au 1/12^e pour deux positions diamétralement opposées du centre de phases. Dans le cas où la direction de la cible fait avec OZ un angle θ , le signal reçu est modulé en amplitude à

10 Hz. Cette modulation est sensiblement sinusoïdale pour les faibles valeurs de θ et comporte ensuite un taux croissant d'harmoniques. L'enveloppe du signal, mesurée pour quelques valeurs de θ , est représentée sur la figure 5. On voit, par exemple, que pour $\theta = 5$ degrés le fondamental à 10 Hz est encore nettement prédominant.

Le réflecteur et ses mécanismes

Le réflecteur est un miroir parabolique de 18,6 mètres de diamètre et 7,6 mètres de distance focale. Sa surface est construite en métal expansé à mailles carrées de 1 cm de côté. Cette dimension, et la précision de construction du réflecteur (± 1 cm) sont compatibles avec un fonctionnement ultérieur jusqu'à 2 500 MHz.

Construit entièrement en alliage léger, le réflecteur est composé de panneaux assemblés, comportant chacun une structure tubulaire supportant un élément de surface réfléchissante.

Le poids du réflecteur est de 7 tonnes environ.

La source est supportée par 6 bras cylindriques construits en verre polyester.

L'ensemble de l'aérien ainsi composé est mobile autour d'un arbre horizontal permettant une orientation en site de 0 à 90° environ. Deux contre-poids ajustables amènent le centre de gravité de la partie mobile en coïncidence avec l'axe de rotation. Le mécanisme d'orientation en site comprend une vis à billes entraînée par un ensemble moteur-réducteur agissant sur l'arbre par l'intermédiaire d'un levier.

Un plateau tournant horizontal supporte le réflecteur et son mécanisme d'orientation en site. Ce plateau, porté par une couronne à billes, est entraîné en rotation par un moteur à axe vertical.

Etant donné les conditions climatiques particulières dans lesquelles fonctionne l'installation, les mécanismes et les moteurs d'entraînement en site et en azimut sont placés chacun dans une enceinte étanche équipée d'un appareil de conditionnement d'air, l'admission de l'air étant faite à travers des filtres.

Les connexions électriques entre la partie fixe et la partie mobile en azimut sont assurées par un collecteur comprenant 118 bagues. L'antenne a donc par elle-même la possibilité de tourner d'un mouvement continu autour de son axe vertical. Les deux câbles coaxiaux réunissant les préamplificateurs placés dans la source aux équipements de réception se trouvant au sol, passent au centre du collecteur.

Afin d'éviter l'emploi d'un second joint tournant double, qui se serait trouvé placé en série avec celui de la source, le mouvement de rotation a été limité à environ deux tours, et les coaxiaux à faibles pertes sont remplacés sur une longueur d'environ 6 mètres par du coaxial souple RG9 BU, ce qui permet aisément d'effectuer la rotation sans joint tournant.

Le plateau tournant est placé sur une tour cylindrique, en acier, de 5 m de hauteur environ et de 2,50 m de diamètre. Le tronçon supérieur de cette tour contient, outre le moteur d'entraînement et le

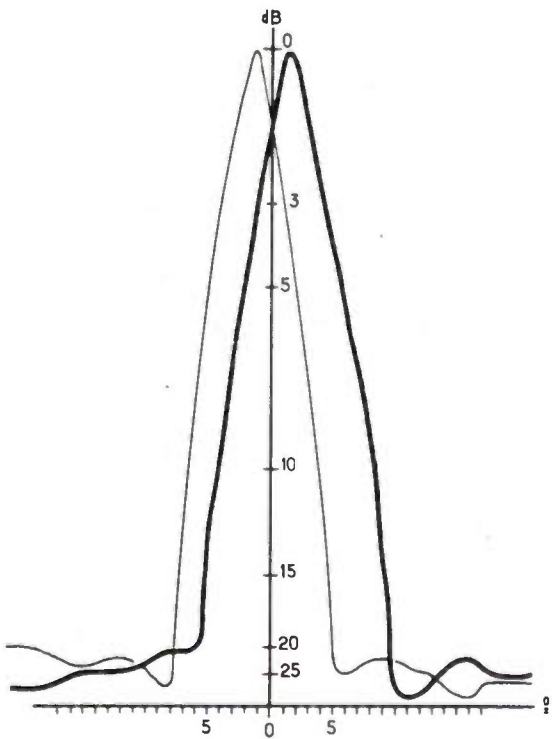


FIG. 4. — Diagramme de rayonnement.



FIG. 5. — Modulation obtenue pour diverses valeurs du dépointage θ .

réducteur d'azimut, le collecteur, un coffret d'interconnexion et une boîte d'analyse contenant les mécanismes et les synchro-transmetteurs de recopie d'azimut (une boîte semblable est disposée au-dessus du plateau tournant et transmet les mêmes indications pour le site).

L'antenne ainsi constituée repose sur une construction en maçonnerie de 11 mètres de haut. Il est en effet nécessaire d'élever l'axe du réflecteur à une hauteur suffisante pour éviter les perturbations possibles dues à la proximité du sol.

Le réflecteur et ses mécanismes ont été construits par ELECTRONIC SPECIALTY CORPORATION, KENNEDY ANTENNA DIV. (U.S.A.) sous contrat passé par la SNECMA.

Le système d'asservissement

Le dispositif d'amplification de puissance bien connu sous le nom de groupe WARD-LEONARD est une technique éprouvée depuis longtemps. Son utilisation extrêmement répandue, notamment dans les mécanismes de commande d'ascenseurs, les tourelles d'artillerie, etc, en fait un classique de l'électricité industrielle.

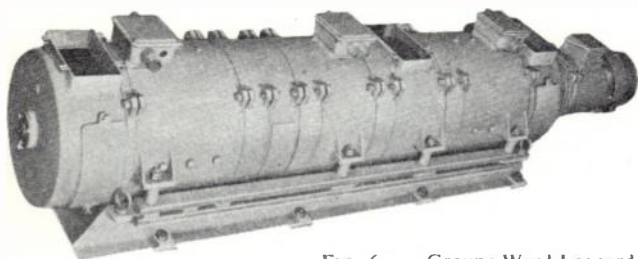


FIG. 6. — Groupe Ward-Leonard.

Cette technique ancienne a progressé, d'une part, grâce aux améliorations des machines tournantes, d'autre part, et d'une façon plus visible, par l'évolution des moyens électroniques d'excitation de la génératrice. Les amplificateurs magnétiques et les thyatron à gaz sont maintenant d'un emploi très cou-

rant, et plus récemment l'usage des redresseurs contrôlés au silicium s'est avéré extrêmement intéressant. Moins fragiles et moins encombrants que les thyatron à gaz, ces redresseurs dont la fiabilité est maintenant suffisamment éprouvée, permettent de résoudre d'une façon élégante le problème de l'excitation des inducteurs de génératrice. Dans le cas du système d'asservissement de l'antenne 28 dB, c'est cette solution qui a été adoptée. L'ensemble comprend :

- deux moteurs à courant continu de 20 CV (un pour le site, un pour l'azimut).
- un groupe WARD-LEONARD double comprenant :
 - un moteur synchrone de 50 CV,
 - deux génératrices à courant continu de 20 CV,
 - un alternateur 400 Hz monté en bout d'arbre sur le groupe.
- deux chaînes d'amplification comprenant des amplificateurs de puissance à redresseurs contrôlés alimentés en 400 Hz.

Chacune des deux chaînes comporte une boucle de contre-réaction tachymétrique.

Les moteurs sont pourvus d'un système de ventilation autonome, d'un électro-frein et d'un limiteur de couple mécanique.

Le groupe WARD-LEONARD est placé au rez-de-chaussée de la tour supportant l'antenne. Compte-tenu des conditions climatiques particulières du lieu d'installation, le refroidissement des machines est assuré par une installation de ventilation en air filtré.

Le système d'asservissement a été réalisé par la COMPAGNIE DE SIGNAUX ET D'ENTREPRISES ÉLECTRIQUES sous contrat passé par la SNECMA.

Les circuits électroniques de contrôle et de commande

Depuis le moment où l'engin est placé sur rampe, jusqu'à la fin d'une trajectoire pouvant s'étendre jusqu'à plus de 1 500 km, les dispositifs de réception et d'élaboration des signaux d'erreurs doivent fonctionner dans des conditions aussi constantes que

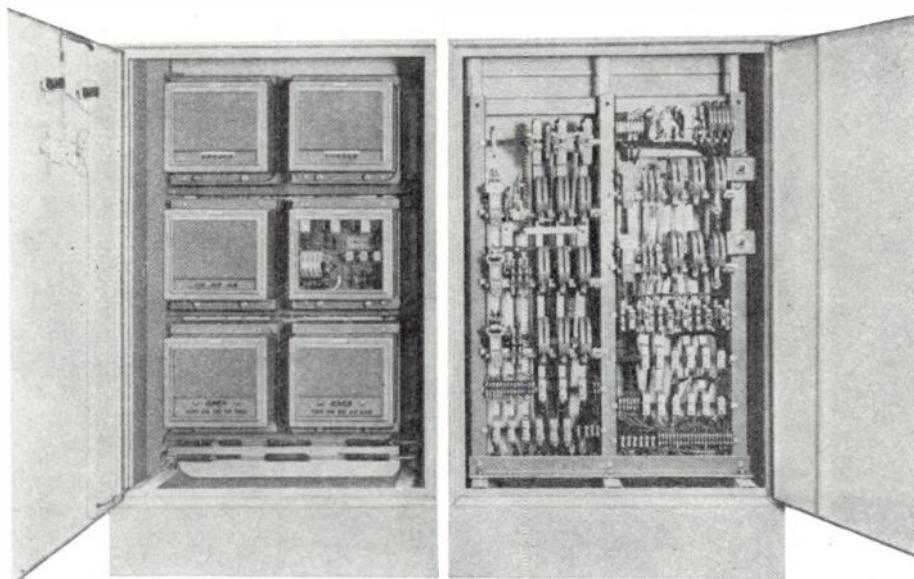


FIG. 7. — Armoire de commande du système d'asservissement (C.S.E.E.).

possible. La dynamique due à la variation de distance est ainsi de l'ordre de 55 dB. D'autre part les antennes situées à bord de l'engin sont loin d'avoir un rayonnement isotrope. Enfin la présence des gaz d'éjection pendant la phase propulsive, les changements possibles de la puissance des émetteurs, etc, sont encore la cause de variations possibles de la puissance reçue. Au total, il a été estimé que l'ensemble du système doit fonctionner dans un intervalle de puissance reçue de 100 dB. Cette caractéristique remarquable est cependant atteinte au moyen de dispositifs de contrôle automatique de gain spécialement étudiés et agissant à plusieurs niveaux (préamplificateur, récepteur, amplificateur MF). La courbe de réponse de l'ensemble de la chaîne est indiquée figure 8.

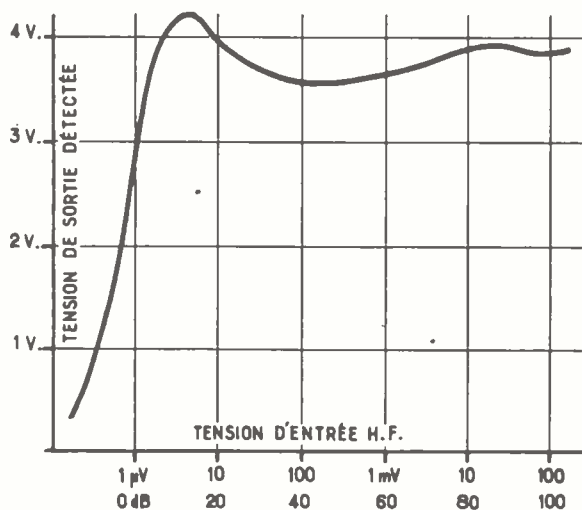


FIG. 8. — Courbe de réponse de la chaîne de réception.

Il est intéressant pour évaluer les possibilités de l'installation de calculer le niveau du signal reçu à l'entrée du préamplificateur en supposant que la cible, portant un émetteur de 16 watts par exemple, se trouve à très grande distance. Pour fixer les idées, choisissons arbitrairement une distance de 3 000 km.

Comme il s'agit d'une transmission « une voie », la puissance reçue P_r s'écrit :

$$P_r = \frac{g_e g_r \lambda^2}{16 \pi^2 R^2} P_e$$

Dans cette formule :

g_e = gain de l'antenne d'émission

g_r = gain de l'antenne de réception = 28 dB
= 600

Compte-tenu du fait que, quelles que soient les précautions prises, le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission peut présenter des minimums assez accusés, nous prenons pour g_e la valeur 0,1.

En portant ces valeurs numériques dans l'expression ci-dessus nous trouvons :

$$P_r = \frac{0,1 \quad 600 \quad 1,7 \quad 16}{16 \times 10 \times 9,10^{12}}$$

soit :

$$P_r \simeq 10^{-12} \text{ watts}$$

Or, les caractéristiques de la chaîne de réception permettent d'exploiter, pour la poursuite automatique des signaux de l'ordre du microvolt à l'entrée du préamplificateur, ce qui correspond à une puissance à l'entrée de 2.10^{-14} watts. Ainsi même à 3 000 km, nous disposons d'une marge de 17 dB, ce qui d'ailleurs n'est pas superflu compte-tenu des facteurs défavorables plus ou moins prévisibles qui peuvent intervenir dans la transmission. Cette marge de sécurité sera encore accrue dans l'avenir si la puissance des émetteurs de télémesure est portée à 100 W.

Pour la réception de télémesure, dans la limite de la capacité d'information correspondant au standard IRIG, la distance maximale d'utilisation dans des conditions opérationnelles sera de l'ordre de 1 500 km pour une puissance d'émetteur de 16 watts.

La précision du pointage n'est pratiquement pas limitée par le bruit, même dans le cas limite où le signal à l'entrée du préamplificateur est de $1 \mu V$. En effet, compte-tenu du fait que la largeur de bande du système complet en poursuite est de l'ordre du hertz, et des caractéristiques du diagramme de rayonnement indiquées plus haut, il est facile de montrer que la part d'erreur de pointage due au bruit est de l'ordre de $0,05^\circ$ à la limite de portée. D'autres causes d'imprécision (servomécanismes, fluctuations des cibles, imperfections de l'antenne, etc.) portent l'erreur globale aux environs de $0,25^\circ$.

Les circuits électroniques de contrôle et de commande sont groupés dans un meuble disposé à 30 m de l'antenne, dans le bâtiment TELEMEURES. Ce meuble (fig. 9) comprend trois baies standard accolées comprenant :

Dans la baie centrale :

- un châssis « mise en route »,
- un châssis « affichage »,
- un pupitre de commande.

Dans chacune des baies latérales :

- un récepteur NEMS-CLARKE modèle 1412,
- un multicoupleur NEMS-CLARKE modèle MC 406,
- un amplificateur moyenne fréquence.

L'une des baies latérales contient en outre le démodulateur. D'autres équipements : alimentation, ventilation, etc, sont répartis dans les 3 baies.

La totalité des organes de commande et de contrôle de l'installation est à la portée de l'opérateur :

- Bouton-poussoir de mise sous tension générale,
- Bouton-poussoir de démarrage du groupe WARD-LEONARD,
- Bouton-poussoir de démarrage du moteur d'entraînement de la source,

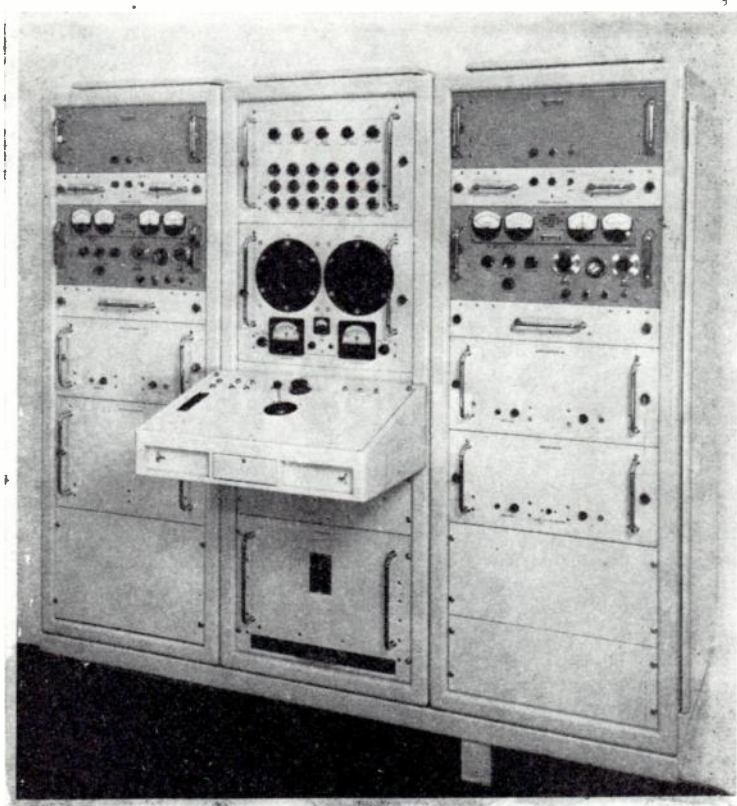


FIG. 9. — Meuble électronique.

Sélecteur de mode de fonctionnement,
 Levier de commande manuelle de vitesse,
 Indicateurs de tensions d'erreur site et azimut,
 Voyants opérationnels :

VERT : accrochage effectué,
 ORANGE : dispositif de mémoire en service,
 ROUGE : poursuite automatique interrompue.

L'opérateur n'a, en principe, à exercer qu'un rôle de surveillance tant que le voyant vert reste allumé. Il peut cependant intervenir en agissant sur le levier de commande manuelle au cas où il constaterait un traînage excessif. Les conditions dans lesquelles peut s'effectuer cette « poursuite aidée » ont été étudiées de façon qu'une action maladroite sur le levier de commande ne risque pas de provoquer le décrochage.

Résumé des caractéristiques

Les caractéristiques de l'installation que nous venons de décrire sont en résumé les suivantes :

gamme de fréquences : 214-254 MHz,

gain antenne : 28 dB,
 largeur du faisceau (à demi-puissance) : 5°,
 fréquence d'exploration conique : 10 Hz,
 vitesse angulaire max. : 5°/s,
 accélération angulaire max. : 5°/s²,
 sensibilité : 1 μ V,
 facteur de bruit : 5 dB,
 précision de pointage automatique : 0,25°,
 vent maximal :
 pour un fonctionnement normal : 50 km/h,
 pour la sécurité de l'antenne : 150 km/h.

Remerciements

C'est avec plaisir que nous exprimons ici nos remerciements à Monsieur l'Ingénieur Général FAYOLLE, chef du S.E.C.T., qui a bien voulu nous autoriser à publier cet article, ainsi qu'à Messieurs les Ingénieurs Militaires COLIN, de LAUNET et BOUDIN qui nous ont guidés par leurs directives et leurs suggestions.

GUIDAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES ENGIN A GRANDE PORTÉE

PAR

S. LANDESMAN, J.C. SIMON

*C.S.F., Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil
Groupement d'Ensemble Spatial*

1. Introduction

Avec la course à l'Espace et les nouvelles applications militaires, les engins à grande portée connaissent depuis quelques années un essor considérable. Mais il ne s'agit pas seulement d'obtenir des grandes portées avec des charges utiles élevées, encore faut-il être capable de leur donner une destination précise dans l'espace. *Les problèmes de guidage* ont donc pris une importance égale. La sécurité, la précision doivent être très élevées. Nous nous proposons dans cet article de faire le point des différents systèmes possibles ou en service, en attachant une attention particulière aux limites physiques inhérentes aux divers procédés.

Deux types de destination sont envisagés pour les engins à grande portée : retour au sol à grande distance, Espace. Il est possible de remplir certaines de ces missions avec des avions ou des engins dits balistiques. Par exemple : le bombardement à grande distance sans intervention humaine dans l'engin est effectué par les missiles Matador, Mace, Navaho qui ressemblent à des avions (vol atmosphérique), par contre l'avion X 15 effectue des phases de vol balistique en dehors de l'atmosphère, il est question de le satelliser.

Toutefois il existe actuellement toute une famille d'engins balistiques ou spatiaux (lanceurs de satellite ou lanceurs de sondes spatiale) caractérisés par les phases d'opération suivantes :

- a) Une phase de propulsion et de guidage à la fin de laquelle une position et une vitesse convenables sont requises.
- b) Une phase balistique dans la haute atmosphère (au dessus de 100 km).
- c) Une phase de propulsion pour les engins spatiaux commençant au sommet de la trajectoire balistique. Cette phase est souvent appelée « phase d'injection

sur orbite » (satellites). Un guidage est souvent alors nécessaire.

d) Une phase de rentrée pour les engins balistiques dans l'atmosphère, dans laquelle l'influence des basses couches est essentielle (en dessous de 50 km).

L'Annexe I examine les précisions requises de vol pour les engins balistiques ou engins spatiaux.

2. Les classes de procédés de guidage

On ne peut espérer obtenir les précisions indiquées à l'Annexe I sans recourir à des procédés de guidage.

Deux manières d'envisager le guidage sont essentiellement différentes.

Navigation. — L'engin se guide lui même à partir de renseignements qu'il recueille. Ces renseignements peuvent être fournis du sol par des moyens humains exemples : navigation Decca, radio goniométrie, plan directeur ou « beam riding » — ou être des mesures de phénomènes naturels, exemples : champ magnétique, inertie, astronomie.

Localisation et télécommande. — Le repérage des paramètres de vol de l'engin est effectué du sol. Le calcul de la trajectoire est effectué à chaque instant, des ordres sont télécommandés de façon à ajuster à chaque instant les forces appliquées à l'engin.

Ces différentes manières de traiter le guidage ne s'excluent évidemment pas. Par exemple une plateforme à inertie peut fournir l'attitude de l'engin dans l'Espace, la vitesse et la position du centre de gravité étant obtenues par des moyens de localisation radio-électriques.

En général les procédés de navigation sont plus adaptés aux besoins militaires car plus difficiles à brouiller (inertie) et non saturables c'est-à-dire qu'il est possible de lancer plusieurs engins simultanément.

C'est en fait par la *nature physique* du procédé auquel on fait appel que s'effectue le classement des différents systèmes.

2.1. INERTIE

Les systèmes inertiels mesurent des accélérations linéaires, la vitesse et la position s'en déduisent par intégration. D'autre part ils permettent de repérer des directions fixes dans l'espace.

Les données correspondantes sont comparées à un programme de référence et sont utilisées pour le contrôle de la position, de la vitesse et de l'attitude lors de la phase propulsée.

Diverses erreurs affectent le procédé : erreurs de calcul, erreurs sur le champ gravitationnel, erreurs de mesure des accélérations.

Ces dernières ont deux origines : déplacements angulaires de la plateforme stable et erreurs des accéléromètres.

Des valeurs typiques peuvent être (1) :

Plateforme	couples parasites (erreur indépendante de l'accélération) :	$0,1 \frac{\mu\text{rad}}{\text{s}}$
	balourd (erreur proportionnelle à l'accélération) :	$10 \frac{\mu\text{rad}}{\text{km/s}}$
	anisoélasticité (proportionnelle au carré de l'accélération) :	$2,5 \frac{\mu\text{rad}}{\frac{\text{km}}{\text{s}} \cdot \frac{\text{m}}{\text{s}^2}}$
Accéléromètres	déplacement du zéro	10^{-4} m/s^2
	non linéarité	10^{-4}

Ces valeurs conduisent à des erreurs de l'ordre de $2 \cdot 10^{-4}$ sur la grandeur et sur la direction du vecteur vitesse, à la fin de la phase propulsée d'un lancement d'engin balistique, à condition que celle-ci soit de l'ordre de quelques minutes.

C'est évidemment un procédé de « navigation ». Tel qu'il vient d'être défini il est adapté au problème militaire des engins balistiques car il est évidemment imbrouillable. De plus il est possible d'envoyer autant d'engins à la fois que l'on veut, ce qui n'est pas en général le cas pour des guidages du type localisation et télécommande.

Toutefois il n'est pas adapté à des contrôles de trajectoire de longue durée (maximum de l'ordre de

plusieurs minutes). On est alors conduit à un compromis entre une phase propulsée la plus courte possible, mais alors de forte poussée dommageable du matériel en particulier aux plateformes à inertie et une phase propulsée longue, au bout de laquelle la précision fournie par la mesure inertielle n'est plus suffisante.

2.2. ELECTROMAGNÉTIQUE

Les ondes électromagnétiques se propagent librement à travers l'atmosphère, ionosphère y compris, à condition d'avoir une fréquence comprise entre environ 100 MHz et 10 000 MHz. En les utilisant de façon appropriée, il est possible d'obtenir des renseignements très précis sur le temps de propagation donc *la distance*, sur les surfaces équiphasés donc sur *la direction de propagation*, sur la fréquence donc, par « effet Doppler », sur *la vitesse radiale*.

Les précisions obtenues peuvent être considérables. Elles sont évidemment limitées par des phénomènes physiques : la *propagation* dans l'atmosphère (troposphère et ionosphère), le *bruit de fond* des récepteurs. Nous les étudions dans l'annexe II.

Un très grand nombre de systèmes ont été proposés ou mis au point ceci bien avant l'ayènement des engins dans le but d'aider à la navigation d'avions ou de bateaux. En fait (2) l'utilisation des ondes électromagnétiques permet de créer, d'après nos définitions, soit des systèmes de « navigation », soit des systèmes de guidage par « localisation et télécommande ».

Donnons des exemples de ces deux types de systèmes :

a) Navigation.

Goniométrie, Decca, Loran, Consol, Rana (utilisent des ondes longues) Tacan, Radar Doppler, Plan directeur, beam riding, têtes chercheuses d'engins (exemple : Talos, Hawk), Radioatterrissages.

b) Localisation et télécommande.

Radars, Minitrack, Cotar, Doran, Doploc, Dovap, Udop, Asura, Mistram, Glotrack.

2.3. AUTRES SYSTÈMES

2.3.1. Champ magnétique

C'est peut-être le procédé le plus ancien, la boussole est bien l'ancêtre du système de guidage. Différents types de magnétomètres sont les versions modernes des compas. La précision en est considérable, couramment $1/10 \gamma$ sur le module du champ ($1\gamma = 10^{-5}$ oersted). A partir de la mesure du champ magnétique terrestre il est possible de connaître non seulement la direction de la ligne de force (approximativement Nord Sud) mais aussi la position par rapport à des surfaces équichamps. Un déplacement de quelques mètres normalement aux surfaces équichamps correspond en effet à la sensibilité des magnétomètres actuels.

Pour tirer parti de ces résultats, il faut d'une part connaître la carte magnétique en fonction de l'altitude, ce qui est loin d'être connu avec précision, et

(1) Cf. H.H. KOELLE « Handbook of Astronautical Engineering » p. 13-59, McGraw Hill 1961.

(2) Radio distance measurement and position fixing ; a survey and evaluation of techniques and systems Astia Ad 253 111.

d'autre part pouvoir avoir à chaque instant les variations du champ magnétique. Ce dernier est soumis à des fluctuations d'origine humaine ou naturelle qui peuvent être considérables.

Toutefois la mesure du champ magnétique peut être très utile pour contrôler l'attitude d'un engin dans l'espace à l'aide de moyens simples.

2.3.2. Infra-rouge, optique.

L'utilisation de ces ondes électromagnétiques de longueur d'onde plus courte est souvent très intéressante pour le guidage car il est possible d'obtenir des précisions considérables avec des dimensions petites, la précision étant liée à la longueur d'onde. La mise au point récente des Laser, permettant de produire des flux d'énergie sans commune mesure avec les sources conventionnelles, redonne un vif intérêt à ces techniques.

Malheureusement, l'absorption et la diffusion sont considérables dans la basse atmosphère. Ces longueurs d'onde sont surtout adaptées aux domaines extra atmosphérique.

Toutefois, par temps clair, la précision obtenue avec les instruments d'optique, comme par exemple l'ensemble télescope-plaques photosensibles, est telle que ces systèmes restent jusqu'à présent les procédés de calibration des systèmes de guidage nouveaux.

Dans l'Annexe II nous effectuons une revue des causes d'imprécision de détermination angulaire, à partir des ondes hertziennes. Des erreurs sont introduites par les inhomogénéités de l'atmosphère. Ces dernières sont moins importantes en Optique, car le taux d'humidité de l'air intervient moins pour les longueurs d'ondes optiques, sur la valeur de l'indice.

L'ancêtre du procédé de navigation est le sextant des marins. Il a été extraordinairement raffiné dans les systèmes de navigation astronomiques appelés « astrotrackers ».

Enfin une des méthodes les plus précises de détermination de trajectoire de satellite ou d'engin est de comparer sur plaque photosensible leur position par rapport à celle des étoiles fixes.

2.3.3. De nombreux systèmes complets combinent plusieurs de ces procédés fondés sur des principes physiques différents tirant aussi parti des avantages respectifs qui peuvent être complémentaires.

Par exemple : un « astrotracker » est associé à une plateforme inertielle, le Loran C est associé à l'auto-pilote d'un avion, une localisation électromagnétique à une plateforme inertielle d'attitude.

3. Les systèmes de localisation électromagnétique

Cherchant à examiner les procédés permettant d'aboutir aux précisions de l'Annexe I, on voit que les procédés de navigation en ondes longues sont à écarter. D'ailleurs il est évident que si l'on a le choix, il est préférable pour des raisons de sécurité, de contrôle et de précision finale de recourir, plutôt qu'aux procédés de « navigation » auxquels on pourrait songer (beam riding par exemple), à des procédés de localisation ou si l'on préfère de trajectographie,

suius de télécommandes. C'est donc ces derniers que nous allons examiner, nous fondant sur les résultats physiques des Annexes II et III.

3.1. DÉFINITION DES CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES D'UN SYSTÈME DE LOCALISATION

Les systèmes de localisation définissent la position et la vitesse d'un engin à partir d'une ou plusieurs bases. Pour cela différents paramètres peuvent être mesurés, des angles, des distances, des vitesses.

3.1.1. Mesure des distances

La mesure de distance s'effectue par des procédés qui ont été mis au point au cours du développement du Radar à impulsion, nous verrons par la suite les précisions obtenues avec ces procédés (FPS 16 — FPQ — 6).

D'autres procédés dérivés du Radar à modulation de fréquence sont utilisés (Azusa), ils permettent une cohabitation plus facile que pour le Radar à impulsion des procédés Doppler et interférométriques.

La mesure de la distance est grandement facilitée par l'emploi d'un répondeur à bord de l'engin, il augmente la portée, il écarte les ambiguïtés, (« Clutter »), il réduit les phénomènes de scintillation.

3.1.2. Mesures angulaires

Deux catégories de mesures angulaires peuvent être effectuées; nous les caractériserons par les adjectifs monostatiques, multistatiques.

a) *Monostatique*. Une direction peut être définie à partir d'une surface équiphase. A partir d'un aérien directif il est possible de définir une direction par les procédés connus de « monopulse » (voir plus loin la description du radar FPS 16). Contrairement à ce qui est quelquefois avancé il suffit d'une onde plane cohérente dans l'espace pour utiliser les techniques monopulses, même si cette onde provient d'une source non cohérente, par exemple une source thermique, un brouilleur émettant du bruit blanc.

b) *Multistatique*. A partir de la mesure de la différence de distance électromagnétique entre une source M d'une part et deux points de réception A et B d'autre part, il est possible de définir un lieu pour la source M : c'est un hyperboloïde de révolution de foyers A et B. Si AM et BM sont grands comparés à AB, l'hyperboloïde se confond avec son cône asymptote. C'est sur ce procédé que se fondent les mesures angulaires des interféromètres.

3.1.3. Mesure de la vitesse

On pourrait penser obtenir la mesure de la vitesse instantanée à partir de mesures sur la position. Ceci entraîne des précisions impraticables. Par exemple si les caractéristiques de vol de l'engin imposent un renseignement tous les 1/10 de seconde et si la précision sur la mesure de position en 1/10 de seconde est de 5 m, la précision sur la vitesse est de 70 m/s tous les 1/10 de seconde. Si on admet à priori l'information que la vitesse varie peu dans une seconde on peut se contenter d'un renseignement par seconde, la précision est alors de 7 m/s. On souhaite avoir des précisions bien supérieures (cf Annexe I).

Il serait possible d'améliorer le renseignement distance par des techniques telles que la compression d'impulsion par exemple, mais *il est bien préférable d'obtenir la vitesse directement par effet Doppler Fizeau*.

Si v_r est la vitesse radiale, la variation apparente Δf de la fréquence f émise est donnée par :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{v_r}{c}$$

En général la mesure est effectuée en comparant au sol la fréquence reçue avec la fréquence émise après que le trajet sol engin ait été bouclé, dans ces conditions la formule précédente devient :

$$\Delta f = 2f \frac{v_r}{c}$$

Dans le cas d'une émission continue et sous certaines conditions de réémission à bord de l'engin, il est possible d'atteindre ainsi sur la vitesse radiale des précisions de l'ordre de quelques centimètres par secondes, c'est-à-dire pour des engins allant à 8 km/s une *précision sur la vitesse supérieure à 10^{-6}* .

La propagation dans l'atmosphère⁽³⁾ peut introduire des erreurs de cet ordre, elles sont décrites dans l'Annexe II. En dehors de l'atmosphère, la mesure de l'effet Doppler donne une mesure précise de la vitesse radiale. C'est également le cas d'une vitesse déduite par dérivation d'une mesure de distance par mesure du délai de propagation. *Il n'en est plus de même si la position était obtenue par des mesures angulaires*. Les erreurs de déviation de la direction de propagation dans l'atmosphère introduisent alors une erreur qui peut être considérable surtout pour les sites peu élevés. Nous en avons vu un exemple dans l'Annexe II à propos de la mesure angulaire monostatique (Radar).

Dans le cas d'une mesure angulaire multistatique (interférométrie) les erreurs seraient moins graves pour un engin déjà dégagé de l'atmosphère et dont la distance serait grande par rapport à la base. En effet dans ce cas, l'erreur fixe est pratiquement éliminée, l'erreur aléatoire est considérablement diminuée. Pour fixer les idées, un interféromètre de base 100 m, mesurant l'angle (voisin de 30° avec sa ligne de base) sous lequel arrive l'émission d'un engin situé à 1 000 km, obtient une erreur angulaire voisine de 10^{-5} rad/s (cf. Annexe II). Ceci entraînerait une erreur de 10 m/s sur la vitesse tangentielle de l'engin.

3.1.4. Le répondeur d'engin

La surface apparente de réflexion d'un engin est faible, surtout lorsqu'il est vu au voisinage de l'axe. Un calcul simple montre que les portées des systèmes de guidage sont insuffisantes si des puissances prohibitives ne sont pas mises en jeu au sol.

D'autre part pour simplifier les leviers de doute de l'interférométrie, un répondeur spécial peut être précieux (ex. Microlok).

(3) Les erreurs d'origine ionosphérique peuvent être rendus négligeables par l'emploi des fréquences élevées (5 GHz) ou par le procédé bi-fréquence.

En général une puissance émise de l'ordre de la centaine de milliwatts suffit, pour un répondeur.

Dans le cas d'une mesure Doppler il est indispensable qu'une variation de phase aléatoire ne soit pas introduite dans le répondeur. Pour ce faire la technique de détection en « phase bloquée » est utilisée. L'oscillateur local de réception sert également pour contrôler la fréquence émise $f + f_0$, f étant la fréquence reçue. Il est nécessaire d'introduire f_0 pour qu'il existe un découplage entre émission et réception (f_0 peut être déterminé par f , par exemple DOVAP choisit $f_0 = f$).

Certains systèmes appelés « Doppler purs » (« Doploc ») se contentent de mesurer l'effet Doppler en trois bases, ils en déduisent la position par intégration. L'avantage d'un tel système est sa simplicité, seule une onde entretenue pure est émise.

3.1.5. Choix de la fréquence, directivité des aériens

Trois gammes de fréquence sont utilisées.

- VHF 30 — 300 MHz
- UHF 300 — 3 000 MHz
- SHF 3 000 — 30 000 MHz

En ce qui concerne l'ionosphère, les effets de la propagation sont considérables pour la gamme VHF, introduisent des erreurs déjà moindres pour la gamme UHF et sont négligeables pour la gamme SHF.

Pour la troposphère les erreurs dues à la propagation sont pratiquement indépendantes de la gamme choisie.

La technologie des récepteurs, des antennes, et le bruit de fond dû au rayonnement cosmique conduisent en général à considérer la gamme 1 000-10 000 MHz comme la plus favorable à des transmissions air sol à très grande portée. Au-dessus de 10 000 MHz l'absorption atmosphérique risque de devenir gênante.

Soient G, G', S, S' , les gains et les surfaces de captation des projecteurs d'onde respectivement au sol et sur l'engin, R la distance, λ la longueur d'onde, T le coefficient de transmission entre émission et réception (fig. 1).

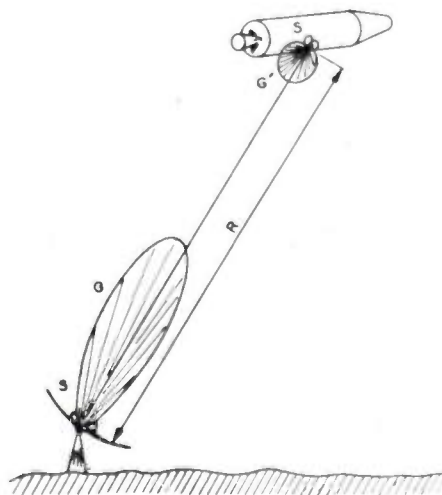


FIG. 1

a) On peut écrire :

$$T = \frac{SG'}{4\pi R^2}$$

la *directivité* donc le gain de l'aérien engin est choisi et la *dimension* de l'antenne au sol. Alors *T* est *indépendant de la fréquence choisie*.

b) *T* peut encore s'écrire :

$$T = GG' \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

la *directivité des aériens* est choisie, c'est le cas où l'on veut surveiller du sol un secteur donné (interféromètre). Dans ce cas on a intérêt à *augmenter la longueur d'onde*.

c) *T* peut aussi s'écrire :

$$T = \frac{SS'}{(\lambda R)^2}$$

Les *dimensions des aériens* sont choisies, c'est le cas extrême des sondes spatiales stabilisées et des très grandes portées. On a intérêt à *diminuer la longueur d'onde*.

Il y a toutefois un intérêt considérable à décroître la longueur d'onde pour diminuer au maximum les rayonnements parasites au sol. En effet l'importance relative des « feuilles latérales » diminue avec le gain de l'aérien que l'on augmente à dimensions fixes en diminuant la longueur d'onde.

3.2. DESCRIPTION DE DIFFÉRENTS SYSTÈMES UTILISÉS

3.2.1. Essai de classification

Il est difficile de faire une classification rationnelle des différents systèmes de localisation actuellement utilisés, toutefois nous présentons un tableau descriptif donnant les principales caractéristiques des systèmes, habituellement utilisés, sans chercher à les inclure tous.

Nous allons maintenant décrire succinctement les principaux systèmes en essayant de souligner leurs avantages et leurs inconvénients respectifs.

3.2.2. Un exemple de localisation monostatique, les Radar FPS — 16 et FPQ — 6

Les radars de poursuite modernes utilisent la technique dite « monopulse » pour laquelle toutes les informations sur la position de l'engin sont contenues dans chaque impulsion reçue. Un projecteur d'onde de dimension *D* permet d'obtenir un pinceau ou « lobe principal » de dimension angulaire à demi puissance Δα, tel que :

$$\Delta\alpha \approx 1,2 \frac{\lambda}{D}$$

λ = longueur d'onde.

Tableau I

Systèmes	mesure de la distance		mesure de la angulaire		mesure de la vitesse		fréquence		
	mesure directe	déduite du Doppler	monostatique	multistatique	dérivée de la position	Doppler	V H F	U H F	S H F
Radar	x		x		x			x	x
Radar cohérent	x		x			x		x	x
Secor	x				x			x	
Minitrack				x	x		x		
Cotar				x	x		x		
Azusa	x	x		x		x			x
Dovap		x		x		x	x		
Udop		x		x		x		x	
Mistram	x	x		x		x			x
Doploc		x				x	x	x	
Transit		x				x	x		

Malgré les très grandes dimensions de réflecteurs utilisées (de l'ordre d'une dizaine de mètres pour λ = 6 cm), on souhaite avoir des précisions angulaires supérieures. Le procédé suivant est alors utilisé.

Quatre cornets ou « illuminateurs primaires » sont disposés dans le plan focal d'un paraboloïde ou d'une lentille. Ces quatre illuminateurs définissent à la réception quatre lobes décalés. Dans la région commune aux quatre lobes, l'amplitude relative du signal reçu définit avec une grande précision la direction exacte de l'onde incidente. Ce procédé permet d'accroître considérablement la définition angulaire d'un projecteur d'onde (de l'ordre de cent fois). Il est préférable au procédé classique de « scanning conique ».

Aux Etats-Unis, le radar monopulse de plus haute performance pour le guidage est de AN/FPS — 16, et son perfectionnement le AN/FPQ — 6 (4).

On cherche actuellement à transformer le radar AN/FPS — 16, en conservant les principes généraux de l'emploi en monopulse, mais en lui permettant de fournir directement les indications de vitesse radiale de l'engin par la mesure de l'effet Doppler, d'où le radar Doppler FPQ — 6.

Dans ce but, l'émetteur est constitué par un klystron amplificateur attaqué par un oscillateur pilote stabilisé par quartz ou même par une horloge atomique.

(4) Cf. D.K. BARTON p. 230 et suivantes IRE Transactions ou Military Electronics. Vol. Mil 5 oct. 61. N° 4.

Tableau II

Caractéristiques des radars	FPS — 16	FPQ — 6
Fréquence	fixe dans la bande C (5 400 — 5 900 MHz)	ajustable dans la bande C.
Puissance	1 MW	3 MW
Fréquence de répétition	142 à 1 700 Hz	160 à 1 700 Hz
Durée d'impulsion	0,25 à 1 μ s	0,25 à 2,4 μ s
Diamètre du réflecteur	4 mètres	10 mètres
Lobe antenne	1,1 degré	0,4 degré
Gain	45 dB	51 dB
Poids de l'ensemble antenne	6 tonnes	50 tonnes
Portée sur 1 m ²	150 milles nautiques	750 milles nautiques
Vitesse angulaire de poursuite	40 degré/s	30 degré/s
Précision angulaire	2 10 ⁻⁴ radians	10 ⁻⁴ radians
Précision en distance	2 mètres	5 mètres
(pour un temps d'observation de 10 secondes avec un S/B = 1 ou 1 seconde avec un S/B = 10)		

La variation de fréquence de l'effet Doppler est obtenue en comparant la phase de référence avec celle de la voie somme du monopulse.

L'inconvénient de ce système réside dans le fait que la fréquence de répétition trop faible des impulsions introduit une ambiguïté correspondant à un écart de vitesse de 15 m/s.

Il est nécessaire de mesurer d'abord la vitesse par le processus normal de différentiation de la distance.

Cette première mesure définit une fenêtre dans les fréquences Doppler permettant de supprimer l'ambiguïté, lorsque le fonctionnement en radar Doppler est introduit. Les informations de distance et d'angles du radar sont alors complétées par une information de vitesse radiale. Sous réserve que les techniques dites de phases bloquées soient utilisées, il est possible d'atteindre sur la vitesse radiale des précisions de l'ordre de quelques cm/secondes, c'est-à-dire pour des vitesses d'engin de l'ordre de 5 km/s une *précision relative de l'ordre de 10⁻⁶*.

Il n'en est pas de même pour les composantes tangentielles de la vitesse déterminées par des variations angulaires (voir Annexe II). Pour avoir une précision égale à 10⁻⁶ dans l'espace, il faudrait disposer deux autres radars cohérents en deux autres bases éloignées, ou deux récepteurs dans les deux bases en question, à condition de transmettre correctement l'information fréquence émise.

3.2.3. Un exemple de système multistatique : l'Azusa

Azusa est un système de localisation, avec mesure de distance, multistatique, cohérent, utilisant un répondeur d'engin (5).

(5) « Instrumentation error analysis of the AMR-missile Tracking systems » par B.U. GLASS. IRE Conv. ou Milit. Electr. 1960.

La disposition des aériens correspond à la figure 2.

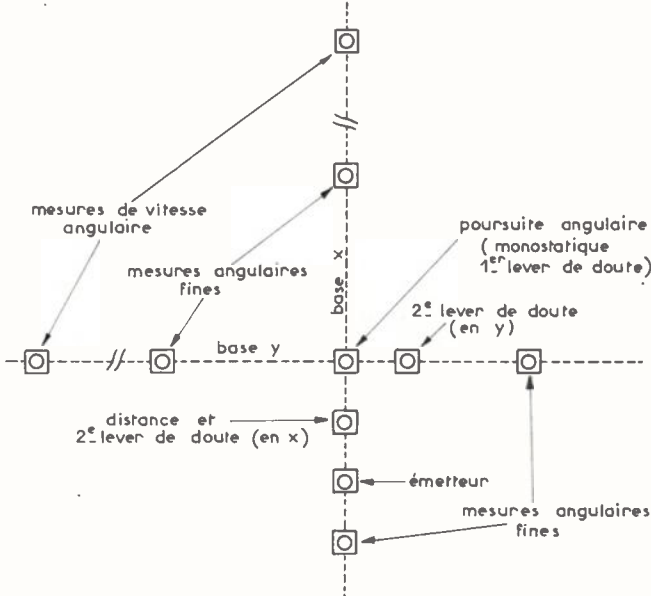


FIG. 2

Les bases les plus longues ont 500 m.

Les aériens sont des paraboloïdes de 1,5 m de diamètre ; ils sont placés dans des radomes avec conditionnement d'air.

Une porteuse de 5060, 2 MHz environ est émise à un niveau de l'ordre du Kw. Elle est modulée en fréquence par trois sous-porteuses destinées à mesurer la distance.

Le répondeur d'engin s'accroche sur le signal reçu et le ré-émet après l'avoir décalé de 60,2 MHz. Ce signal est reçu au sol et la fréquence émise est asservie de façon que la fréquence reçue soit toujours exactement 5 000 MHz.

L'information distance d'Azusa est obtenue par comparaison de phase de la modulation reçue avec la modulation émise.

Les informations angulaires sont obtenues sous forme de cosinus. Ces derniers sont déterminés par comparaison de la phase de la porteuse reçue par deux aériens d'une même base.

D'après l'article de Glass et la brochure sur l'Azusa de Général Dynamics AZN 004, la précision escomptée par l'Azusa Mark 2 est de 10^{-5} sur les mesures angulaires, quelques μ rad/s sur la vitesse angulaire, 3 mètres sur la mesure de distance et la portée de l'ordre de mille milles nautiques. (La vitesse angulaire de poursuite peut atteindre 1 radian/seconde).

Le système MISTRAM qui est en développement aurait pour objectif des précisions de l'ordre de 10^{-6} .

3.2.4. Comparaison entre les procédés monostatiques (Radar) et multistatiques (interféromètres)

Aux cours des précédentes années les procédés radars ont recherché des grandes portées sur des signaux échos très faibles. On a donc cherché à augmenter le gain antennes, aboutissant à des pinces fins et utilisant des ondes hyperfréquences.

Le raffinement et l'application des procédés radar au guidage a amené à des matériels comme ceux que nous avons décrits. Ils présentent l'avantage d'être compacts, faciles d'emploi (information en temps réel de données directement utilisable) mais chers et compliqués surtout à cause de la complexité de la mécanique d'antenne.

D'autre part des limitations physiques très importantes sont inhérentes à tous les systèmes monostatiques (voir Annexe II et III). Ceci entraîne des erreurs inévitables sur la localisation et surtout sur la vitesse tangentielle à grande distance.

Historiquement les procédés interférométriques ont recherché la précision angulaire pour les grandes longueurs d'onde. Ce sont surtout les radioastronomes qui, reculant devant la dimension nécessaire des projecteurs d'onde de type optique, ont développé les techniques d'interférométrie.

L'utilisation de tels procédés et de longueur d'onde assez grandes (VHF) permet d'aboutir à des systèmes assez simples et assez économiques tout en obtenant une bonne précision. Une simplification très importante par rapport aux procédés Radar est en effet l'immobilité des antennes. Toutefois, une source dans l'engin (en particulier répondeur) est absolument nécessaire pour obtenir une portée notable. L'emploi de fréquence VHF permet la mise au point d'un matériel moins onéreux que ne l'exigeraient les techniques UHF ou SHF.

Cependant la recherche de la très grande précision angulaire (de l'ordre de 10^{-5} et mieux) entraîne l'emploi de longueurs d'ondes centimétriques, d'une part pour éviter les effets de l'ionosphère, d'autre part pour employer des aériens directifs. En effet les échos réfléchis par le sol, même éloignés, deviennent gênants pour des sites inférieurs à 10 degrés ; on est amené à utiliser des aériens de quelques degrés de largeur de pinceau à faibles feuilles latérales. Ces aériens sont braqués dans la direction de l'engin. On aboutit ainsi à des systèmes comme l'Azusa qui finalement sont de complexité et de prix comparables à un Radar, mais permettent par leur nature « multistatique », d'obtenir des précisions angulaires sur

la position et surtout sur la vitesse tangentielle très supérieures à celles obtenues par les procédés Radar.

3.2.5. Les procédés Doppler purs

Les ancêtres des procédés de localisation Doppler datent d'avant la dernière guerre mondiale. En effet des systèmes de barrage contre avions destinés à alerter les défenses civiles avaient été proposés et essayés avec succès. Ils utilisaient des émetteurs ondes courtes et repéraient un avion par le battement Doppler. Le radar donnant infiniment plus d'information a fait oublier pour un temps ces procédés. Ils retrouvent tout leur intérêt dans le cas où l'objet à suivre est « coopératif » c'est-à-dire pourvu d'une balise. Ainsi dès 1945 l'US White Sands Missile Range utilisait le Dovap originellement étudié par l'Allemagne pour les V-2. De là a été déduit le système Doploc⁽⁶⁾ qui utilise un émetteur au sol et presque toujours avec une balise en « phase bloquée ».

D'autres procédés plus récents, utilisant une horloge stable dans le satellite peuvent permettre de reconstituer la trajectoire par mesure de l'effet Doppler. C'est le principe du système US Transit- cf. par exemple⁽⁷⁾. Nous ne saurions donner dans cet article le détail des résultats de ces procédés. Bien que simplifiant considérablement le système de mesure (émetteur récepteur), ils supposent toujours des informations a priori sur la trajectoire et reportent la complexité du procédé sur les calculateurs électroniques. En général les résultats sont donnés en temps différés.

Il est à remarquer que les problèmes posés par la propagation dans l'atmosphère, irrégularité de propagation et échos multiples se posent dès que l'on prétend à des précisions comparables à celles des systèmes précédents.

4. Conclusion

Sans entrer dans le détail nous avons passé en revue un certain nombre de procédés de localisation électromagnétique, adaptés au guidage d'engins à grande portée.

Les limites physiques imposées par la propagation dans l'atmosphère, le bruit de fond des récepteurs, sont essentiels pour comprendre les précisions ultimes de ces différents systèmes. Ces dernières peuvent être considérables et permettre des lancements extrêmement précis.

Il existe en gros trois classes de procédés, le radar, l'interférométrie, les procédés Doppler.

Le choix d'un système pour une mission donnée doit être déterminé par un compromis entre la rapidité de la mesure, les précisions qu'on peut obtenir et la complexité donc le prix du système. L'éventail du choix est dès à présent très large.

(6) L.G. DE BEY. « Tracking in Space by Doploc ». IRE Transactions on military electronics, p. 332, Vol. MIL 4. April-July 60. Numbers 2.3.

(7) R.B. PATTON. « Orbit Determination from Single Pass Doppler Observations ». IRE transactions on mil. Elect. p. 336. Vol. MIL 4 April-July 60. Numbers 2.3.

Des caractères importants des guidages électromagnétiques sont la sécurité de fonctionnement et l'indépendance des résultats en fonction du temps. Il n'en est pas de même pour les systèmes inertiels dont les performances sont parfois difficiles à prévoir en vol et en tout cas limitées dans le temps. Toutefois ils présentent par ailleurs des avantages importants qui les font parfois préférer pour les applications militaires.

ANNEXE I

Erreur de portée des engins balistiques ⁽⁸⁾

L'erreur ΔP sur portée P de l'engin dépend des erreurs commises sur la position P_i et la vitesse initiale $\vec{V}_i$. On peut montrer qu'il existe une trajectoire optimale pour laquelle la vitesse initiale en A est minimale.

Cette trajectoire possède un angle de site initial S donné par la relation :

$$S = \frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2}$$

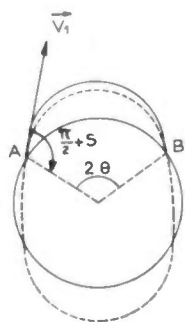


FIG. 8

en posant

$$\theta = \frac{P}{2R} \quad (R \text{ rayon de la terre}).$$

On montre également que, pour cet angle de site, l'erreur de portée est du deuxième ordre par rapport à l'erreur ΔS sur la valeur de S .

Les erreurs les plus importantes sont dues aux erreurs sur l'amplitude ΔV et l'azimut ΔA du vecteur vitesse $\vec{V}_i$.

On a évidemment :

$$\Delta P \approx P \Delta A$$

C'est ainsi qu'une précision de 10 km à 10 000 km entraîne une précision de 1 milliradian sur l'azimut. On montre que l'erreur de portée due à l'erreur ΔV est donnée par la formule :

$$\Delta P = 4R \operatorname{tg} \theta (1 + \sin \theta) \frac{\Delta V}{V}$$

(8) Cf. J. ORTUSI, L'Onde Electrique, n° 429, décembre 1962.

Par exemple, pour $P = 10\,000$ km, on a :

$$\theta = 45^\circ$$

$$\Delta P = 44\,000 \frac{\Delta V}{V}$$

Une précision de 10 km sur la portée entraîne donc une précision relative de $2 \cdot 10^{-4}$ sur l'amplitude de la vitesse.

Précision de lancement des engins spatiaux

Nous estimerons ces erreurs pour la phase d'injection dans l'orbite en supposant qu'il n'y ait pas de guidage ultérieur ⁽⁹⁾.

On peut généralement estimer tolérable une erreur de position de l'ordre du kilomètre : l'injection ayant lieu à une distance de l'ordre de 1 000 km de la base de lancement, il ne s'agit que d'une précision de l'ordre de 10^{-3} .

Par contre la précision doit être souvent bien meilleure pour le vecteur vitesse (dont la grandeur est de l'ordre de 10 km/s). Par exemple on peut admettre les erreurs suivantes :

satellite à orbite elliptique	: plus de 10 m/s
tir de collision avec la lune	: environ 10 m/s
satellite à orbite circulaire (à quelques km près)	: environ 1 m/s
trajectoire circumlunaire (sans récupération)	: environ 1 m/s
trajectoire circumlunaire (avec récupération)	: environ 20 cm/s
tir de collision avec Vénus	: environ 20 cm/s
tir de collision avec Mars	: environ 10 cm/s

La précision requise sur la vitesse peut donc être considérable, de l'ordre de 10^{-5} . La précision sur la direction du vecteur vitesse est alors souvent supérieure à 10^{-4} . Enfin pour certaines missions, telles que vols interplanétaires ou rendez-vous dans l'espace, la précision sur le temps est grande comparées aux possibilités des moteurs fusées.

ANNEXE II

CONSÉQUENCES DE LA PROPAGATION DANS L'ATMOSPHÈRE SUR LA PRÉCISION DE LOCALISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

En l'absence d'atmosphère la précision de localisation ne serait limitée que par le rapport signal à bruit. En fait le phénomène physique de la propagation entraîne des perturbations fixes et aléatoires que nous nous proposons d'examiner.

(9) Ce guidage ultérieur est généralement employé pour les sondes planétaires (Mariner), à cause de la précision requise. On subdivise en deux la phase d'injection : satellisation autour de la Terre d'abord, puis phase inerte de mesure de l'orbite provisoire et enfin injection dans la trajectoire interplanétaire.

Propagation dans l'ionosphère

Cette région (altitude supérieure à 80 km environ) peut être considérée comme un milieu dont l'indice est donné par la formule :

$$n^2 = 1 - 80N/f^2$$

f est la fréquence en Hz et N le nombre d'électrons par mètre cube $N \sim 10^{12}$. Au-delà de la fréquence de coupure $f_c = \sqrt{80N}$ l'indice est inférieur à 1.

En-deçà de f_c , l'ionosphère fonctionne comme un milieu réflecteur.

La propagation se traduit par deux causes d'erreur.

1° *les erreurs fixes*. Les erreurs dues à la courbure des rayons, pour un engin montant à 300 km avec un site de 20° sont de 5 à 10 milliradians à 100 mégahertz.

L'erreur en distance radiale est aussi de 20 kilomètres environ.

Aux fréquences plus basses, l'effet du champ magnétique terrestre introduit une rotation de Faraday qui ne peut être corrigée que par l'emploi de polarisation circulaire.

2° *les erreurs aléatoires*. Il existe également une turbulence importante de l'indice de réfraction due à la présence des vents ionosphériques. Ces irrégularités donnent lieu à une scintillation dont la période est de l'ordre de plusieurs dizaines de secondes. Les données expérimentales indiquent une erreur angulaire dont la valeur quadratique moyenne est très élevée, de l'ordre de 0,1 degré à 40 mégacycles. De plus, des variations erratiques d'amplitude et de phase sont observées sur le signal.

Pour les fréquences très basses, ces erreurs interviennent non pas sur le trajet direct, mais sur le trajet réfléchi lorsque celui-ci est utilisé.

L'effet de l'ionosphère est négligeable sur des fréquences supérieures à 1 000 MHz. En fait on a été amené à utiliser des fréquences inférieures malgré ce défaut pour des raisons d'économie, à directivité d'aérien donnée, et évidemment de technologie.

Propagation dans la troposphère

La troposphère est un milieu turbulent et stratifié, l'indice décroît en fonction de l'altitude. Il en résulte sur la propagation d'une onde plane électromagnétique deux types d'effets d'ailleurs connus en astronomie, l'un fixe qui a pour conséquence une correction angulaire d'autant plus forte qu'on s'approche de l'horizon, l'autre aléatoire qui par exemple entraîne la scintillation des étoiles.

1. EFFET FIXE OU LENTEMENT VARIABLE

Dans les longueurs d'onde qui nous intéressent la concentration en vapeur d'eau en général inconnue entraîne une erreur de réfraction qui atteint dix fois les corrections optiques. Il en résulte (fig. 4) une erreur ε sur la direction de la normale au plan moyen de l'onde électromagnétique qui a traversé la troposphère.

Supposons l'indice stratifié horizontalement, $n = n(h)$, nous traiterons plus loin l'influence des perturbations aléatoires rapides.

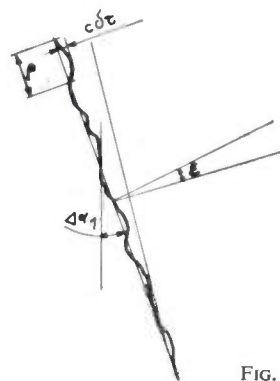


FIG. 4.

Au sol, l'indice $n(0)$ vaut environ $300 \cdot 10^{-6}$; cette valeur est très influencée par la concentration de la vapeur d'eau et peut facilement varier d'une dizaine d'unités 10^{-6} de façon imprévisible.

Cette estimation de l'incertitude sur la valeur de $n(0)$ correspond aux mesures de ANDERSON, BEYERS et RAINEY (IRE Trans. AP-8, sept. 1960). Ces Auteurs citent des résultats obtenus avec un radar FPS-16 sur un parcours d'une centaine de km, incliné de 1° sur l'horizon. Après une correction très soignée de l'erreur systématique (plusieurs sondages), il est resté une erreur résiduelle d'environ 400μ rad, en site.

Dans le texte même de l'article deux groupes de procédés sont décrit, pour mesurer des directions de propagation, caractérisées par le fait que la mesure est effectuée en un point, cas *monostatique* exemple le Radar, ou en plusieurs points, cas *multistatique* exemple l'interférométrie.

a) cas monostatique

L'axe radio-électrique de l'aérien se place selon la normale à la surface équiphase locale, dans le milieu réfractif.

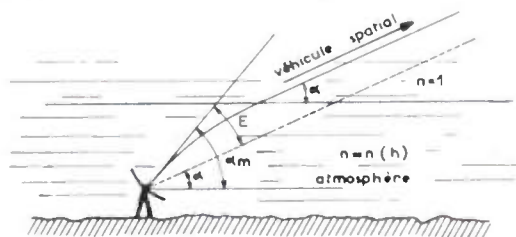


FIG. 5.

On mesure donc au sol l'angle α_m , au lieu de l'angle α : l'erreur est $\varepsilon = \alpha_m - \alpha$.

or
$$\cos \alpha = n(0) \cos \alpha_m,$$

d'où
$$\varepsilon = \frac{n(0) - 1}{\tan \alpha}, \quad \text{puisque } n(0) - 1 \ll 1.$$

Une correction systématique est apportée à l'angle mesuré et une grande part de l'erreur est corrigée. On ne peut toutefois pas corriger l'erreur résiduelle imprévisible $\Delta n(0)$. Il reste donc une erreur ε_1

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta n(0)}{\operatorname{tg} \alpha}$$

Numériquement, avec $\Delta n(0) = 10 \cdot 10^{-6}$ et $\alpha = 30^\circ$, on trouve $\varepsilon_1 = 17 \mu \text{ rad}$.

b) cas multistatique

Le système est constitué de deux aériens placés en A et en B, figure 3. On mesure les retards des signaux reçus en A et en B. Dans le cas du vide (pointillé), on en déduit la valeur de δ , d'où $\cos \alpha = \delta/a$, a étant la valeur connue de la base.

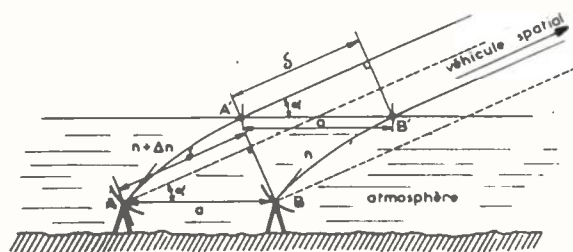


FIG. 6

La présence de la troposphère a l'effet de courber les rayons (trait plein). Mais, si les indices de réfraction sont les mêmes le long des arcs AA' et BB' les retards des signaux le long de ces arcs sont égaux : on ne commet pas d'erreur angulaire. Ceci n'est vrai bien entendu qu'en moyenne; il faut « lisser » les fluctuations rapides, mais cette cause d'erreur est négligeable dès qu'une base un peu grande est prise. D'autre part une telle égalité des parcours suppose que la source de rayonnement est loin, en dehors de l'atmosphère.

En regardant la chose sous un autre profil on peut dire que dans un système multistatique on mesure la longueur δ hors de l'atmosphère tandis que dans un système monostatique on compense δ par une rotation d'antenne qui annule la différence des retards. Mais cette rotation est effectuée dans un milieu réfractif imparfaitement connu, d'où l'erreur.

Toutefois en général les indices de réfraction seront différents le long des deux arcs AA' et BB' : soit Δn la différence des deux valeurs moyennes et L la longueur des arcs. La différence des retards mesurée entre A et B n'est plus égale à la différence mesurée entre A' et B', l'erreur étant $L\Delta n$. Angulairement on commet donc l'erreur ε_2

$$\varepsilon_2 = \frac{L\Delta n}{a \sin \alpha}$$

Soit H la hauteur équivalente de l'atmosphère de l'ordre de 8 km ; on aura $L \cong H/\operatorname{tg} \alpha$ d'où :

$$\varepsilon_2 = \frac{H}{a \sin \alpha} \frac{\Delta n}{\operatorname{tg} \alpha}$$

Si $\Delta n^{(10)}$ a la même valeur que dans le cas monostatique, ce qui est vrai pour $a > 50 \text{ km}$, on peut écrire :

$$\varepsilon_2 = \frac{H}{a \sin \alpha} \varepsilon_1$$

L'erreur monostatique ε_1 est donc multipliée par $H/a \sin \alpha$. L'on peut choisir la longueur a de la base suffisamment grande pour que l'erreur multistatique devienne nettement plus faible que l'erreur monostatique. Par exemple, avec $a = 300 \text{ km}$ le facteur $H/a \sin \alpha$ vaut environ 0,05 ($H = 8 \text{ km}$, $\alpha = 30^\circ$) ; d'où $\varepsilon_2 = 1 \mu \text{ rad}$ si $\Delta n = 10 \cdot 10^{-6}$.

2. Effet de prodifusion aléatoire

Cet effet rapidement variable est lié à l'inhomogénéité locale de la troposphère. Les vents, la turbulence, les phénomènes météorologiques en général entraînent une fluctuation aléatoire de l'indice de l'air. C'est d'ailleurs grâce à cette fluctuation que peut exister le phénomène de prodifusion troposphérique, considérablement étudié ces dernières années.

Lorsqu'une onde plane traverse la troposphère sa surface d'onde est déformée de façon aléatoire suivant les variations d'indice rencontrées. A un instant donné il en résulte une surface différente d'un plan dont nous avons représenté la coupe sur la figure 1.

Statistiquement ces fluctuations peuvent se représenter par une valeur quadratique moyenne de la fluctuation de phase $\delta\phi$, par un diamètre spatial de corrélation ρ .

$\delta\phi$ est relié à $\delta\tau$ fluctuation quadratique moyenne du temps de trajet par rapport à l'onde plane par :

$$\lambda\delta\phi = 2\pi c\delta\tau$$

c : vitesse de la lumière; $\delta\tau$ et ρ sont indépendants de la longueur d'onde du moins dans la gamme choisie 100 MHz 10 000 MHz.

Une autre grandeur mesurable peut être introduite c'est $\Delta\alpha_1$ valeur quadratique moyenne de la variation de direction de la normale à la surface d'onde en un point :

$$\Delta\alpha_1 = \mu \frac{\lambda\delta\phi}{2\rho} = \mu\pi c \frac{\delta\tau}{\rho}$$

μ est un coefficient voisin de l'unité.

$\Delta\alpha_1$ ne dépend donc pas de la fréquence dans la gamme choisie. La valeur de $\Delta\alpha_1$ est donnée depuis longtemps en fonction des paramètres de propagation ⁽¹¹⁾.

$$\Delta\alpha_1 = 2\Delta n \sqrt{\frac{L}{h}}$$

(10) La composante lentement variable de la différence Δn entre les indices moyens sur les deux parcours tend à croître linéairement avec l'écart, comme le montrent les mesures de DEAM et FANNIN (P.I.R.E., oct. 1955) et pour des écarts plus grands, Astia Ad 253111.

Δn vaut environ $2 \cdot 10^{-6}$ pour un écart de 10 km.

(11) MUCHMORE and WHEELON « Line of sight propagation phenomena », p. 1437 et suivantes, P.I.R.E., oct. 1955.

- L longueur du trajet dans la troposphère.
- h échelle de turbulence.
- Δn variation quadratique moyenne de l'indice n .

Avec des valeurs types $\Delta n = 0,5 \cdot 10^{-6}$, $L = 15$ km
 $h = 15$ m on obtient $\Delta \alpha_1 \sim 30 \mu$ radians.

La validité de la formule précédente a été vérifiée expérimentalement dès 1952 par M. ORTUSI de la C.S.F.

— Cas monostatique

En pratique la dimension de l'aérien de réception est toujours plus petite que ρ , qui est de l'ordre de h échelle de turbulence. La fluctuation $\Delta \alpha_1$, du plan de phase dans l'ouverture est pleinement ressentie. La constante de temps de cette fluctuation dépend des phénomènes atmosphériques, elle est rarement plus petite que la seconde.

Deux procédés peuvent être utilisés pour réduire cette erreur.

Utiliser des aériens de diamètre plus grand que ρ , ce qui est difficilement praticable sauf peut-être pour les grandes longueurs d'onde.

Augmenter la constante de temps. Une valeur de fluctuation de 3μ rad/s peut être obtenue pour une constante de temps de 10 secondes, ce qui correspond bien aux valeurs mesurées par BARTON⁽¹²⁾.

On observera qu'une valeur $\Delta \alpha_1 = 30 \mu$ rad/s correspond à une erreur de vitesse tangentielle de 30 m/s à 1 000 km distance d'injection sur orbite à partir du lancement. Cette valeur est évidemment tout à fait inacceptable.

— Cas multistatique

C'est de la comparaison entre les phases reçues en deux points distants, donc complètement décorrelés, que se déduit la direction de propagation de l'onde électromagnétique.

Si a est la distance entre bases, des formules précédentes on tire :

$$\Delta \alpha_2 = 2 \frac{c \delta \tau}{a \sin \alpha}$$

$$\text{comme } \rho \neq h \quad \Delta \alpha_2 \sim \frac{h}{a \sin \alpha} \Delta \alpha_1$$

En prenant a suffisamment grand, $\Delta \alpha_2$ peut être diminué autant que l'on veut et ceci en gardant une constante de temps faible.

Par exemple pour $a = 30$ km, $h = 15$ m, $\alpha = 30^\circ$ le facteur de réduction vaut $2 \cdot 10^{-3}$. Dans ces conditions l'erreur sur la vitesse tangentielle est de l'ordre des centimètres/seconde à mille kilomètres.

— Conséquences sur la mesure de l'effet Doppler des anomalies de propagation

L'effet Doppler vient de la variation de trajet d'une vibration entre un émetteur et un récepteur. Plutôt

qu'une variation de fréquence, l'effet Doppler est une variation apparente de phase de l'onde. Toute variation du temps de trajet de l'onde entraîne une variation de phase. Par exemple l'introduction d'un diélectrique sur le trajet augmente le temps de trajet d'une onde, il simule un effet Doppler dû à la vitesse.

On comprend dès lors que lorsqu'un rayon se déplace dans un milieu *inhomogène ou anisotrope*, ce qui est le cas de la troposphère ou de l'ionosphère, il en résulte un effet Doppler anormal (bien que tout à fait « classique ») qui en particulier apparaît même si la vitesse est perpendiculaire au rayon.

ANNEXE III

LIMITATIONS PHYSIQUES DE LA PRÉCISION DE LOCALISATION : LE BRUIT THERMIQUE

Les grandeurs cinématiques qui nous intéressent sont la distance, la vitesse et l'accélération radiales, ainsi que les grandeurs angulaires correspondantes.

Dans la durée totale de mesure, T , faisons p mesures indépendantes uniformément réparties dans le temps. Soient E l'énergie du signal de chaque mesure et N_0 la puissance du bruit par Hertz. Nous supposons le récepteur adapté au spectre du signal et que le bruit soit gaussien et blanc ; E et N_0 sont mesurés à l'entrée du filtre adapté. Soit R un paramètre égal à deux fois le rapport signal à bruit : $R = 2E/N_0$.

Définissons⁽¹³⁾ la bande efficace β du signal par :

$$\beta \equiv 2\pi \left[\frac{2}{E} \int_0^\infty (f - f_0)^2 |X(f)|^2 df \right]^{\frac{1}{2}}$$

où $X(f)$ est la transformée de Fourier du signal $x(t)$ et f_0 est la fréquence centrale du signal (à bande étroite) :

$$f_0 \equiv \frac{2}{E} \int_0^\infty f |X(f)|^2 df$$

Bien entendu ces grandeurs sont définies pour le signal $x(t)$ correspondant à une seule mesure. Nous avons aussi :

$$E \equiv \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df.$$

Dans ce qui suit nous supposons le rapport signal/bruit au détecteur, suffisamment élevé pour que le bruit ne décohere pas appréciablement le signal (au moins 10 dB).

MANASSE⁽¹⁴⁾ calcule les écarts types des grandeurs cinématiques.

(13) Cf. R. MANASSE « Summary of the maximum theoretical accuracy of radar measurements » MITRE T.S.R. N° 2, 1 avril 1960.

(14) R. MANASSE « Parameter estimation theory and some applications of the theory to radar measurements », MITRE T.S.R. 3. N° 1, avril 1960.

(12) BARTON. « Accuracy of monopulse radar » IRE Conv. Mil. Elect. 1959, p. 179.

TABLEAU II

LIMITATION DE LA PRÉCISION DE LOCALISATION PAR LE BRUIT THERMIQUE

(Les erreurs de propagation sont exclues)

(On suppose de faire 1 000 mesures indépendantes par seconde)		Radar à impulsions, classique						Radar FM, cohérent, monostatique						Localiseur FM, cohérent, multistatique (bases de 10 km, soit $D = 30$ km)					
		$\beta = 2.10^6$ rad/s (1 μ s environ)			$\lambda/D = 10^{-2}$ (pinceau de 1°)			$\beta_r = 30.10^6$ rad/s (distance : modulation à 5 MHz) $\beta_v = 30.10^9$ rad/s (vitesse : porteuse à 5 GHz)			$\lambda/D = 10^{-3}$ (pinceau de 1°)			$\beta_r = 30.10^6$ rad/s (distance : modulation à 5 MHz) $\beta_v = 30.10^9$ rad/s (vitesse : porteuse à 5 GHz)			$\lambda_x/D = 2.10^{-3}$ (angles ; longueur d'onde de modulation égale à 60 m) $\lambda_\omega/D = 2.10^{-6}$ (vitesses angulaires ; longueur d'onde de la porteuse égale à 6 cm)		
Rapport signal bruit	Durée de la mesure	δ_r	δ_v	δ_a	δ_α	δ_ω	$\delta_{\omega'}$	δ_r	δ_v	δ_a	δ_α	δ_ω	$\delta_{\omega'}$	δ_r	δ_v	δ_a	δ_α	δ_ω	$\delta_{\omega'}$
		[m]	[m/s]	[m/s ²]	[μ rad]	[μ rad/s]	[μ rad/s ²]	[m]	[m/s]	[m/s ²]	[μ rad]	[μ rad/s]	[μ rad/s ²]	[m]	[m/s]	[m/s ²]	[μ rad]	[μ rad/s]	[μ rad/s ²]
$R/2 = 10$ dB	$T = 0,1$ s ($\sqrt{pR} = 45$)	2,5	60	2 200	300	8 000	30 000	0,15	< 0,01	0,30	300	8 000	30 000	0,15	< 0,01	0,30	70	1,5	60
	$T = 1$ s ($\sqrt{pR} = 140$)	0,80	2	7	100	250	1 000	0,05	< 0,01	< 0,01	100	250	1 000	0,05	< 0,01	< 0,01	20	0,05	0,2
	$T = 10$ s ($\sqrt{pR} = 450$)	0,25	0,06	0,02	30	8	3	0,02	< 0,01	< 0,01	30	8	3	0,02	< 0,01	< 0,01	7	< 0,01	< 0,01
$R/2 = 20$ dB	$T = 0,1$ s ($\sqrt{pR} = 140$)	0,80	20	700	100	2 500	10 000	0,05	< 0,01	0,10	100	2 500	10 000	0,05	< 0,01	0,10	20	0,5	20
	$T = 1$ s ($\sqrt{pR} = 450$)	0,25	0,6	2,2	30	80	300	0,02	< 0,01	< 0,01	30	80	300	0,02	< 0,01	< 0,01	7	0,01	0,03
	$T = 10$ s ($\sqrt{pR} = 1 400$)	0,08	0,02	< 0,01	10	2,5	1	< 0,01	< 0,01	< 0,01	10	2,5	1	< 0,01	< 0,01	< 0,01	2	< 0,01	< 0,01

REMARQUE : Les δ sont des écarts-types. Leurs indices signifient : r, distance ; v, vitesse ; a, accélération ; α , angle ; ω , vitesse angulaire ; ω' , accélération angulaire.

distance

$$\delta_r = \frac{3c}{4\beta\sqrt{pR}}$$

(C vitesse de la lumière).

vitesse radiale

$$\delta_v = \frac{c\sqrt{3}}{\beta T\sqrt{pR}}$$

accélération radiale

$$\delta_a = \frac{3c\sqrt{5}}{\beta T^2\sqrt{pR}}$$

angle

$$\delta_\alpha = \frac{3\lambda/D}{2\sqrt{pR}}$$

(avec $D/2\pi$ = « rayon d'inertie » de l'illumination sur l'ouverture de l'antenne).

vitesse angulaire

$$\delta_\omega = \frac{2\lambda\sqrt{3}}{DT\sqrt{pR}}$$

accélération angulaire

$$\delta_\omega = \frac{6\lambda\sqrt{5}}{DT^2\sqrt{pR}}$$

Ces valeurs sont évidemment calculées pour une propagation dans un milieu homogène.

Le tableau II présente les erreurs calculées pour trois cas typiques :

- un radar classique, à impulsions, monostatique,
- un radar cohérent, FM, monostatique,
- un localiseur multistatique cohérent, FM, (bases de 10 km).

L'examen du tableau permet de dégager :

- la supériorité des systèmes cohérents dans toute mesure de vitesse et d'accélération.
- la supériorité des systèmes multistatiques dans les mesures des vitesses et accélérations angulaires.

Aux distances spatiales ce dernier fait acquiert une importance toute particulière : par exemple on déduit du tableau II qu'à 1 000 km de distance, et avec un rapport signal/bruit de 20 dB, un système monostatique donnerait les composantes tangentielles à 2 500 m/s près, en 0,1 s. Par contre un système multistatique avec bases de 10 km fournirait ces grandeurs à 0,5 m/s près. La première information est inutilisable ; la deuxième est bien adaptée à un guidage précis.

Rappelons que les effets de propagation n'ont pas été considérés dans cette annexe.

LE SYSTÈME FRANÇAIS DE RADIO-TÉLÉMESURE AJAX

PAR

G. GRENECHE

Ingénieur E.S.E.

Société Anonyme de Télécommunications

1. Généralités

Le système de Radio-Télémessure AJAX a été étudié et construit sous la Direction Technique du Centre d'Essais en Vol de Brétigny. Ses caractéristiques principales de transmission sont dérivées des « TELEMETRY STANDARDS FOR GUIDED MISSILES » recommandés aux U.S.A. par l'I.R.I.G. (Inter Range Instrumentation Group). De ce fait, les matériels américains et les matériels français de Télémessure AJAX permettent d'obtenir les mêmes performances, et peuvent être utilisés concurremment.

Ce système est destiné à transmettre les informations recueillies par un équipement situé à bord d'un mobile (avion, engin, etc.) vers une station installée au sol, chargée de les recevoir et de les interpréter.

Il comprend donc des matériels de bord et des équipements de réception au sol.

Les matériels de bord transforment une information d'ordre mécanique ou électrique en une onde sinusoïdale modulée en fréquence dite « sous-porteuse ».

L'ensemble des sous-porteuses (signal multiplex) module également en fréquence l'onde porteuse d'un émetteur fonctionnant dans la bande V.H.F. (215-260 MHz). Autrement dit, toute mesure est transmise en double modulation de fréquence (FM/FM).

Les équipements au sol permettent la réception de l'onde porteuse et la démodulation des sous-porteuses soit immédiatement, soit après enregistrement sur ruban magnétique.

Des appareils de contrôle et de simulation complètent ces équipements.

2. Standard des fréquences et possibilités de la télémessure Ajax

La télémessure AJAX permet la transmission simultanée de 15 sous-porteuses ou voies qui sont empruntées au standard I.R.I.G. où elles portent les numéros 4 à 18 (les voies 1 à 3 n'étant pas actuellement utilisées).

Dans l'utilisation du nombre maximal de voies, les sous-porteuses du standard I.R.I.G. sont modulées avec une excursion maximale de $\pm 7,5 \%$ de la fréquence nominale, l'indice de modulation étant 5. Le tableau 1 ci-après donne la valeur centrale de la fréquence sous-porteuse pour chacune des voies, ainsi que la fréquence de modulation maximale représentant le paramètre à transmettre.

TABEAU 1

N° des voies	Fréquence centrale	Excursion relative	Fréquence de modulation maximale
IRIG N° 4	960 Hz	$\pm 7,5 \%$	14 Hz
IRIG N° 5	1 300 Hz	$\pm 7,5 \%$	20 Hz
IRIG N° 6	1 700 Hz	$\pm 7,5 \%$	25 Hz
IRIG N° 7	2 300 Hz	$\pm 7,5 \%$	35 Hz
IRIG N° 8	3 000 Hz	$\pm 7,5 \%$	45 Hz
IRIG N° 9	3 900 Hz	$\pm 7,5 \%$	60 Hz
IRIG N° 10	5 400 Hz	$\pm 7,5 \%$	80 Hz
IRIG N° 11	7 350 Hz	$\pm 7,5 \%$	110 Hz
IRIG N° 12	10 500 Hz	$\pm 7,5 \%$	160 Hz
IRIG N° 13	14 500 Hz	$\pm 7,5 \%$	220 Hz
IRIG N° 14	22 000 Hz	$\pm 7,5 \%$	330 Hz
IRIG N° 15	30 000 Hz	$\pm 7,5 \%$	450 Hz
IRIG N° 16	40 000 Hz	$\pm 7,5 \%$	600 Hz
IRIG N° 17	52 500 Hz	$\pm 7,5 \%$	790 Hz
IRIG N° 18	70 000 Hz	$\pm 7,5 \%$	1 050 Hz

TABLEAU 2

Voies	Fréquence centrale	Excursion relative	Fréquence de modulation maximale	N° des voies exclues
IRIG A	22 000 Hz	± 15 %	660 Hz	15 (ou B)
IRIG B	30 000 Hz	± 15 %	900 Hz	(14 (ou A) et
IRIG C	40 000 Hz	± 15 %	1 200 Hz	(16 (ou C)
IRIG D	52 500 Hz	± 15 %	1 600 Hz	(15 (ou B) et
IRIG E	70 000 Hz	± 15 %	2 100 Hz	(17 (ou D)
G (spéciale AJAX)	125 000 Hz	± 10 %	12 500 Hz	(16 (ou C) et
				(18 (ou E)
				17 (ou D)

Comme dans le standard I.R.I.G., les 5 voies supérieures peuvent être modulées avec une excursion relative de 15 % pour accroître la bande passante d'information. Elles sont alors repérées par les lettres A, B, C, D, E. Ces 5 voies ne sont pas utilisables simultanément. Le tableau 2 donne les fréquences de modulation maximale pour ces 5 voies et précise les voies exclues dans chacun des cas.

En outre, une voie spéciale dite voie G, de fréquence nominale 125 kHz, modulée avec une excursion maximale de ± 10 % et un indice de modulation de 1, peut être utilisée pour la transmission de phénomènes très rapides (vibrations ou impulsions brèves à dater avec précision).

De plus, chaque voie peut transmettre, grâce à un commutateur à division dans le temps, un certain nombre de signaux représentatifs des valeurs de plusieurs paramètres. Le tableau 3 donne le nombre maximal de « points par seconde » admissible sur chacune des voies.

TABLEAU 3

Voies	Fréquence centrale en Hz	Nombre maximal de points de mesure par seconde en commutation
9	3 900	25
10	5 400	35
11	7 350	47
12	10 500	68
13	14 500	94
14	22 000	142
15	30 000	192
16	40 000	255
17	52 500	340
18	70 000	450
A	22 000	280
B	30 000	385
C	40 000	510
D	52 500	630
E	70 000	900

Par ailleurs, les équipements de bord et au sol peuvent être composés de manière à permettre la transmission simultanée de plusieurs ondes porteuses convenablement espacées dans la bande 215 à 260 MHz, chacune d'elles étant modulable par le nombre maximal de 16 sous-porteuses ou voies.

Si on le désire, pour accroître la sécurité de transmission, chaque onde porteuse peut être reçue en diversité d'ordre 2 en utilisant des combineurs, technique bien connue dans les télécommunications par faisceaux hertziens.

PORTÉE

Elle est difficile à prédéterminer exactement, car outre la puissance d'émission et le seuil de fonctionnement du récepteur interviennent de nombreux paramètres liés aux types et à l'implantation des antennes, aux conditions de propagation, et aux bruits radio-électriques ambiants. Elle doit faire l'objet d'une étude particulière pour chaque type d'engin équipé de Télémessure.

Toutefois, compte tenu des caractéristiques du matériel AJAX et de certaines hypothèses, une estimation des portées pratiques peut être donnée.

Le tableau 4 a été établi pour 3 valeurs de la puissance émise, et 3 valeurs de gain de l'antenne de réception. On suppose d'autre part les antennes d'émission et de réception en visibilité directe. A l'affaiblissement normal de propagation sont ajoutés 20 dB représentant globalement diverses pertes : « trous » dans le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission, désadaptations, réflexions sur le sol, etc.

Signalons que les puissances émises 4 W, 20 W et 100 W sont celles délivrables par le matériel actuellement développé : émetteur 4 W débitant directement sur l'antenne, ou excitant un amplificateur capable d'une puissance de sortie de 20 W à 100 W.

TABLEAU 4. — Portée

Gain de l'antenne de réception	Puissance émise à 250 MHz		
	4 W	20 W	100 W
0 dB — Antenne omnidirectionnelle	70 km	160	350
12 dB — Antenne directive en hélice	280 km	630	1 400
24 dB — Antenne avec réflecteur parabolique de 8,5 m de diamètre	1 100 km	2 500	5 600

3. Description et caractéristiques techniques des matériels

Les matériels composant la Télémessure AJAX se répartissent en deux grandes catégories :

— les appareils de bord, particulièrement adaptés aux engins. Ils sont miniaturisés et généralement

transistorisés (sauf certains circuits VHF de puissance). A l'exception des capteurs, des émetteurs et de leurs alimentations, ils sont construits dans des boîtiers de dimensions normalisées (21 × 33 × 40,5 mm pour le module 1 ; 43 × 33 × 40,5 mm pour le module 2). Ils sont enfichables sur des platines-supports permettant de les grouper en blocs fonctionnels quelle que soit leur nature ;

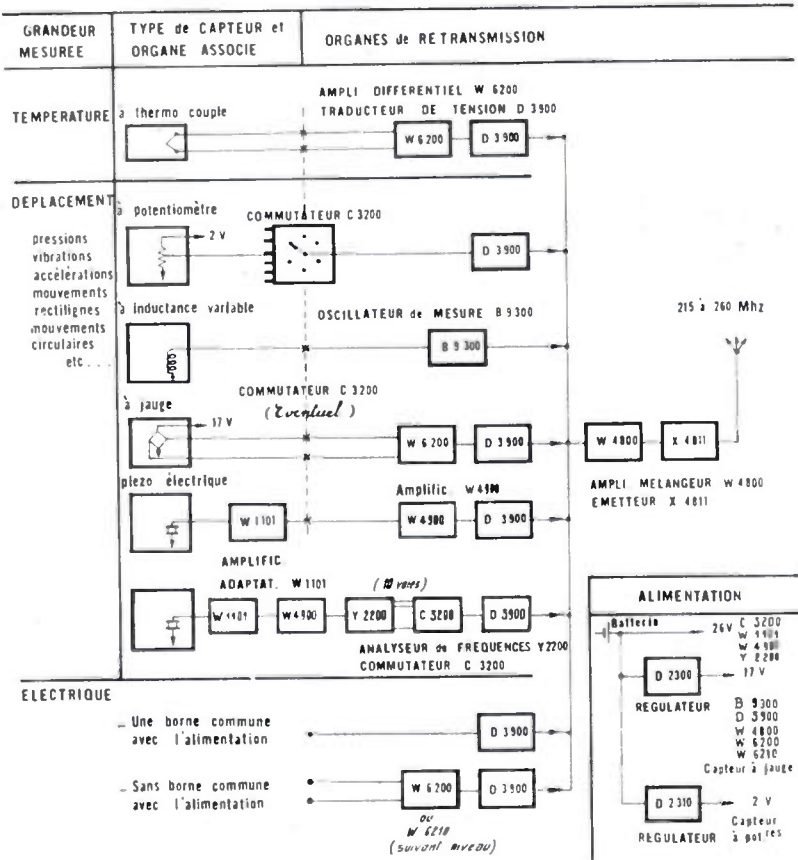


FIG. 1. — Principe de transmission d'un certain nombre de paramètres.

— les matériels de réception au sol, partiellement transistorisés : ils sont montés sur des baies de dimensions standard constituées d'éléments superposables ; chaque élément a une hauteur utilisable de 10 unités US (1 unité US = 44,5 mm) et peut recevoir des tiroirs construits au standard US 19 pouces.

3.1. MATÉRIELS DE BORD (Fig. 1)

Composition générale

L'équipement installé à bord de l'engin ou de l'avion se compose des éléments suivants groupés en quantités et combinaisons variées :

— des matériels de mesure et de génération des sous-porteuses, c'est-à-dire :

— *des capteurs* de grandeurs physiques, pour toutes les mesures qui ne sont pas fournies directement sous forme de tensions électriques ;

— *des oscillateurs* associables à un type particulier de capteur à inductance variable engendrant les fréquences sous-porteuses ;

— *des traducteurs* effectuant la conversion des tensions électriques représentant les mesures, en fréquences sous-porteuses (jauges de température, de contrainte, potentiomètres, etc.) ;

— *des amplificateurs* assurant l'isolement des circuits de mesure par rapport à l'alimentation des traducteurs, ou effectuant les adaptations nécessaires, de niveau et d'impédance, entre les capteurs et les traducteurs (couplage d'un capteur piézoélectrique ou d'un thermocouple à un traducteur) ;

— *un amplificateur-mélangeur* réalisant le mélange des sous-porteuses et délivrant le signal multiplex ainsi constitué à l'entrée du modulateur de l'émetteur VHF ;

— *un ou plusieurs régulateurs d'alimentation* nécessaires au fonctionnement des traducteurs, des oscillateurs et amplificateurs, ou fournissant à des potentiomètres ou à des ponts de mesure une tension de référence stable ;

— *une ou plusieurs platines-supports* sur lesquelles sont réunis les oscillateurs, les traducteurs, les amplificateurs et les régulateurs de tension ;

— des matériels d'émission, c'est-à-dire :

— un ou plusieurs émetteurs VHF, suivant le nombre total de voies indépendantes à transmettre ;

— éventuellement un ou plusieurs amplificateurs de puissance VHF ;

— des alimentations associées aux émetteurs et amplificateurs VHF.

D'autres organes peuvent être incorporés à l'équipement de base succinctement décrit, tels que des commutateurs mécaniques ou électroniques, des convertisseurs « analogique-digital » ou des analyseurs de fréquence (fig. 2).

Le fonctionnement de tous les matériels de bord est obtenu à partir de sources d'énergie de valeur nominale $26 \text{ V} \pm 4 \text{ V}$ continus avec ou sans régulateurs intermédiaires.

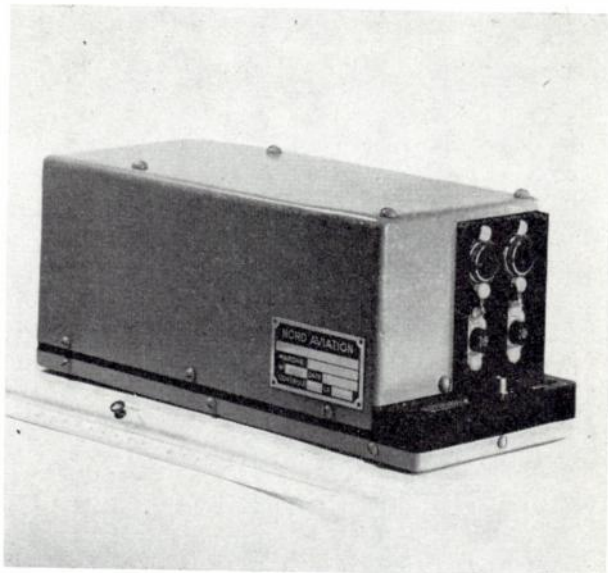


FIG. 2. — Codeur analogique-digital à 9 entrées commutées de précision 1/500.

Nous donnons ci-après les caractéristiques essentielles des principaux appareils de bord AJAX actuellement disponibles industriellement. Pour tous ces appareils, les conditions limites d'ambiance sont les suivantes :

Accélération linéaire continue : 70 g suivant les 3 axes principaux.

Vibrations sinusoïdales :

— amplitude $\pm 0,5 \text{ mm}$ en valeur de crête entre 15 Hz et 100 Hz

— accélération $\pm 20 \text{ g}$ en valeur de crête entre 100 Hz et 2 000 Hz.

Température : -20°C à $+80^\circ\text{C}$.

— Capteurs à inductance variable (fig. 3)

Tous les capteurs couramment utilisés dans les essais en vol sont associables à la Télémessure AJAX à la condition que la mesure soit représentée par une tension électrique : capteur à potentiomètre, jauge de contrainte, thermocouple, capteur piézoélectrique, etc. Il n'est pas dans notre propos de dresser un inventaire des très nombreux modèles entrant dans cette catégorie.

Nous citerons une classe moins répandue de capteurs dans lesquels la grandeur à mesurer provoque le déplacement d'un élément d'un circuit magnétique portant un bobinage. Ces capteurs à inductance variable sont plus particulièrement adaptés aux mesures d'accélération et de pression de liquide ou de gaz. Ces appareils, pour être associables aux oscillateurs de la Télémessure AJAX, doivent présenter une variation d'inductance de 440 à 670 microhenrys correspondant à l'étendue de mesure.

— Oscillateurs (fig. 4)

Cet appareil est essentiellement un oscillateur modulable en fréquence par l'information émanant d'un

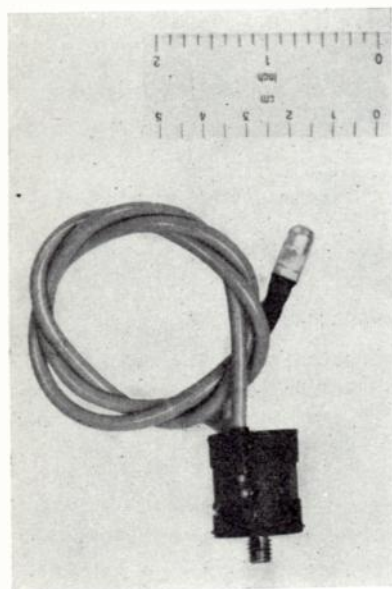
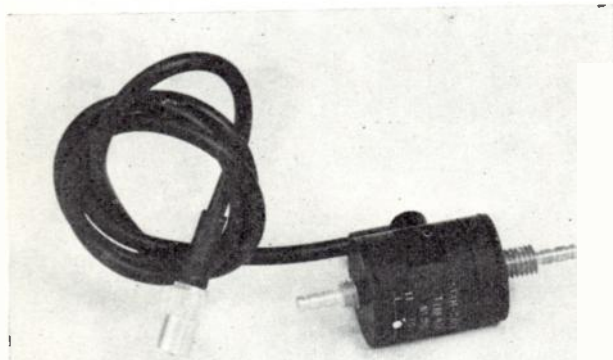
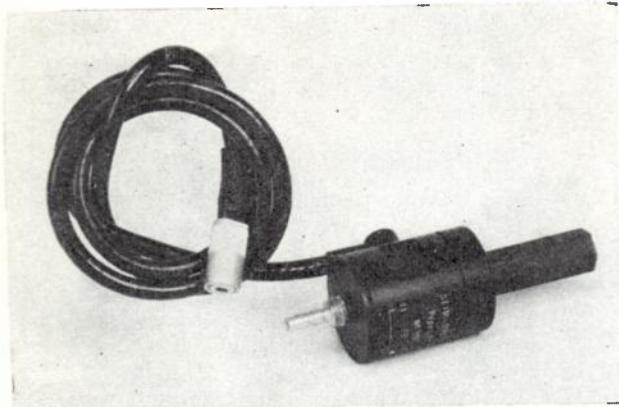


FIG. 3. — Capteurs à inductance variable : manomètre absolu, manomètre différentiel, accéléromètre.

capteur à inductance variable. Dans le but de respecter l'encombrement $21 \times 33 \times 40,5$ le constructeur a été amené pour les fréquences les plus basses du standard IRIG à faire fonctionner l'oscillateur proprement dit sur une fréquence plus élevée que la fréquence finale et à obtenir celle-ci par division (bascule de 2). Un filtre de sortie rétablit la forme d'onde sinusoïdale avec un taux de distorsion harmonique inférieur à 2 %.

Oscillateur type B 9300 (1)

Il est prévu pour des capteurs à inductance nominale de 550 microhenrys, l'étendue de mesure corres-



FIG. 4. — Oscillateur de sous-porteuse B 9300 et traducteur de tension D 3900.

pond à des variations d'inductance entre 440 et 670 microhenrys.

L'influence de la température se traduit par une dérive par rapport à l'étalonnage à 20 °C entre - 20 °C et + 80 °C, inférieure à 2 % de l'étendue de mesure.

La tension de sortie de la fréquence sous-porteuse est réglable entre 0 et 1 V par un potentiomètre accessible extérieurement.

Alimentation : 17 volts réglés par alimentation type D 2300.

Consommation : variable suivant les voies

voies 4 à 9 = 13 mA

voies 10 à 14 = 8 mA

voies 15 à 18 = 3 mA

Poids : 80 grammes environ.

— Traducteurs de tension (fig. 4)

Ces appareils sont des oscillateurs directement modulables en fréquences par les tensions de mesure représentant les informations à transmettre. Les oscillateurs sont du type RC à relaxation, les fréquences de sortie sont, bien entendu, filtrées pour rétablir la forme d'onde sinusoïdale.

Traducteur type D 3900

C'est l'élément le plus fréquent dans l'équipement de bord. On le rencontre sur toutes les voies qui ne comportent pas de capteurs à inductance variable, précédé ou non d'un organe d'adaptation : amplificateur, commutateur, analyseur, etc. La figure 1 illustre ce fait.

L'étendue de mesure nominale 0-2 volts est convertible progressivement en ± 1 volt par un réglage accessible sur la face supérieure de l'appareil.

L'impédance d'entrée est comprise entre 70 000 et 100 000 ohms.

L'écart de linéarité est inférieur à 0,25 % sur les voies 4 à 18 du standard IRIG et inférieur à 1 % sur les voies A à E.

La bande passante des signaux appliqués aux bornes de mesure s'étend de la fréquence zéro à la valeur limite supérieure indiquée dans les tableaux de caractéristiques.

(1) Nota : Les indications de type composées d'une lettre suivie de 4 chiffres sont celles figurant sur la nomenclature des Instruments de Mesure en Vol, établie par le Centre d'Essais en Vol de Brétigny.

caractéristiques du standard AJAX (Tableaux 1 et 2).

La dérive entre -20°C et $+80^{\circ}\text{C}$ par rapport à l'étalonnage à 20°C , est inférieure à 3 % de l'étendue de mesure.

La tension de sortie de la fréquence sous-porteuse est réglable entre 0 et 1 V.

Alimentation : 17 volts régulés par alimentation type D 2300.

Consommation : 12 mA

Poids : 80 grammes environ.

Il convient de remarquer que dans ce type de traducteur l'une des bornes de mesure est à la masse de l'appareil et se trouve ainsi réunie au point commun d'alimentation. Il sera donc nécessaire, chaque fois que les deux points de mesure devront rester indépendants de la masse, d'intercaler entre ceux-ci et le traducteur un amplificateur différentiel qui, outre la fonction d'isolement, pourra assurer les adaptations d'impédance et de niveau.

— Amplificateurs de tension de mesure

Nous ne reviendrons pas sur l'utilité de ces appareils et nous nous bornerons à donner les caractéristiques principales de chaque type.

Amplificateur différentiel type W 6210

Bornes de mesure flottantes.

Etendue de mesure : réglable de 0,2 V à 2 V, autrement dit le gain est ajustable de 10 à 1

Position du zéro : réglable progressivement entre une extrémité de l'étendue de mesure et la demi-étendue de mesure (exemples : 0 à $+0,2\text{ V}$ ou $-0,05\text{ V}$ à $+0,15\text{ V}$ ou $-0,1\text{ V}$ à $+0,1\text{ V}$)

Impédance d'entrée : 50 000 ohms

Tension de sortie : $\pm 1\text{ V}$ pour l'étendue de mesure

Bande passante : 0 à 2 100 Hz

Linéarité : 1 %

Influence de la température : fidélité du zéro et du gain de -20°C à $+80^{\circ}\text{C}$ par rapport à l'étalonnage fait à 20°C : meilleure que 1 %

Alimentation : 17 volts régulés par alimentation type D 2300.

Consommation : 25 mA

Poids : environ 90 grammes

Amplificateur différentiel type W 6200

Bornes de mesure flottantes.

Etendue de mesure : réglable de 20 à 200 millivolts, autrement dit le gain est ajustable de 100 à 10.

Position du zéro : réglable progressivement entre une extrémité de l'étendue de mesure et la demi-étendue de mesure

Impédance d'entrée : 30 000 ohms

Tension de sortie : $\pm 1\text{ V}$ pour l'étendue de mesure

Bande passante : 0 à 2 100 Hz

Linéarité : 1 %

Influence de la température : fidélité du zéro et du gain de -20°C à $+80^{\circ}\text{C}$ par rapport à l'étalonnage fait à 20°C , meilleure que 2 %

Alimentation : 17 volts régulés par alimentation type D 2300

Consommation : 25 mA

Poids : environ 90 grammes

Amplificateur adaptateur pour capteur piézoélectrique type W 1101

L'appareil est destiné à coupler une source à très haute impédance interne à l'impédance d'entrée d'un traducteur de tension D 3900, ou d'un analyseur de fréquences.

Etendue de mesure : réglable de $0,3 V_{\text{eff}}$ à $3 V_{\text{eff}}$ autrement dit le gain est ajustable de 10 à 1

Impédance d'entrée : 300 mégohms

Capacité d'entrée : 10 picofarads

Tension de sortie : $3 V_{\text{eff}}$ maximale utilisable

Bande passante : 2 Hz à 200 kHz

Amplificateur de signaux alternatifs type W 4900

Il est destiné à relever le niveau des signaux émanant d'un adaptateur W 1101 dans le cas où il serait très insuffisant pour moduler complètement le traducteur de tension. Il est pourvu de 2 entrées, l'une correspondant à un gain de 10, l'autre à un gain de 100, les tensions à amplifier à ne pas dépasser étant 250 millivolts et 25 millivolts efficaces.

— Amplificateur-mélangeur type W 4800

L'amplificateur-mélangeur type W 4800 a pour fonction d'assurer le mélange, et l'amplification jusqu'à un niveau utilisable, des différentes sous-porteuses.

Les bornes de sortie des générateurs de sous-porteuses (traducteurs D 3900, oscillateurs B 9300), sont, en général, mises en parallèle directement sur les bornes d'entrée de l'amplificateur-mélangeur. La faible impédance d'entrée de l'amplificateur (inférieure à 150 ohms) élimine tout risque de couplage indésirable entre ces générateurs.

Le gain est tel que pour un courant à l'entrée de 40 microampères efficaces, la tension de sortie est 2 volts efficaces, l'impédance interne étant inférieure à 100 ohms. Cette tension peut être ajustée de la face supérieure de l'appareil entre 0 et sa valeur maximale.

Alimentation : 17 volts régulés par alimentation type D 2300
 Consommation : 10 mA
 Poids : 80 grammes environ.

— Régulateurs d'alimentation

Le régulateur type D 2300 fournit à partir d'une source non régulée de 26 volts continus, la tension stabilisée de 17 volts nécessaire au fonctionnement des oscillateurs B 9300, des traducteurs de tension D 3900, des amplificateurs W 6210, W 6200 et W 4800. Son débit lui permet d'alimenter un grand nombre d'appareils, par exemple 14 traducteurs D 3900 et l'amplificateur de mélange associé.

Les caractéristiques principales du régulateur D 2300 sont :

Tension d'entrée : 26 ± 4 volts

Tension de sortie : ajustable à 17 V par potentiomètre accessible sur la face supérieure

Coefficient de régulation : (rapport des variations relatives de tension d'utilisation et d'alimentation) supérieur à 100

Débit maximal de sortie : 180 mA

Influence de la température : par rapport au réglage à 20 °C la variation de la tension de sortie est inférieure à 0,2 % entre -20 °C et $+80$ °C

Poids : environ 80 grammes

Les régulateurs D 2310 et D 2311 fournissent, à partir d'une source non régulée de 26 volts continus, une tension de référence de 2 volts : cette tension est nécessaire pour alimenter, par exemple, des capteurs potentiométriques (une trentaine avec le modèle D 2310 dont le débit maximal est de 60 milliampères), ou des ponts de Wheatstone utilisés pour les mesures de températures (2 chaînes de mesure peuvent être alimentées par un régulateur D 2311 dont le débit maximal est de 200 milliampères).

Tension d'entrée : 26 ± 4 volts

Tension de sortie : 2 volts, ajustable par potentiomètre accessible de la face supérieure du régulateur

Coefficient de régulation : (rapport des variations relatives des tensions d'utilisation et d'alimentation) supérieur à 100

Débit maximal : type D 2310 : 60 mA
 de sortie : type D 2311 : 200 mA

Influence de la température : par rapport au réglage à 20 °C, la variation de la tension de sortie est inférieure à 0,2 % entre -20 °C et $+80$ °C.

Le régulateur D 2310 est construit dans les dimensions du module 1 ($21 \times 33 \times 40,5$ mm) et pèse 90 grammes, tandis que le régulateur D 2311 occupe le volume du module 2 ($43 \times 33 \times 40,5$ mm) et pèse 170 grammes.

— Platines supports, types D 9701 à D 9705 (fig. 5)

Comme nous l'avons déjà dit, elles permettent la constitution d'ensembles fonctionnels par simple enfichage de blocs modulaires tels que traducteurs D 3900, régulateurs D 2300, etc.

Ces platines, en alliage léger coulé, peuvent être construites en 5 variantes permettant le montage de 6, 8, 10, 12, 16 appareils au module 1 (ou la moitié de ces quantités si les appareils sont tous au module 2).

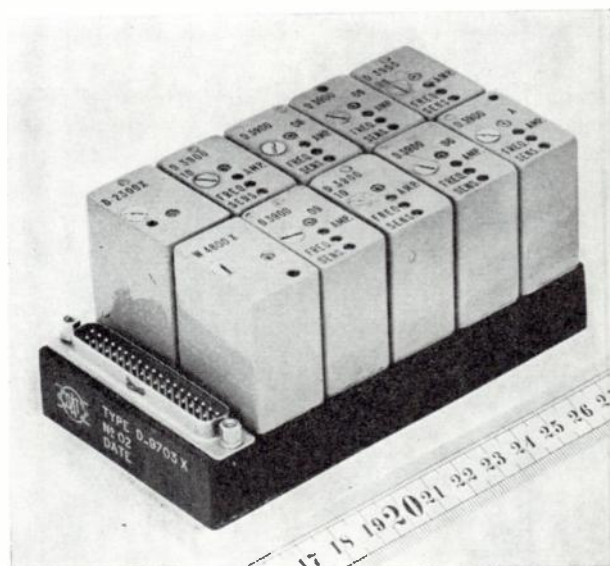


FIG. 5. — Platine support 10 modules D 9703.

La partie supérieure de ces platines porte un certain nombre d'emplacements rectangulaires, renfermant chacun une prise 9 broches. Les appareils sont enfichés directement sur les prises et chacun est maintenu en position par une vis traversante s'engageant dans un taraudage de la platine. Un câblage standard situé sous la platine raccorde toutes les prises 9 broches à une prise générale d'interconnexion extérieure.

— Matériels d'émission (fig. 6)

L'émetteur proprement dit élabore la porteuse VHF modulée en phase par le signal multiplex résultant de l'addition des différentes sous-porteuses.

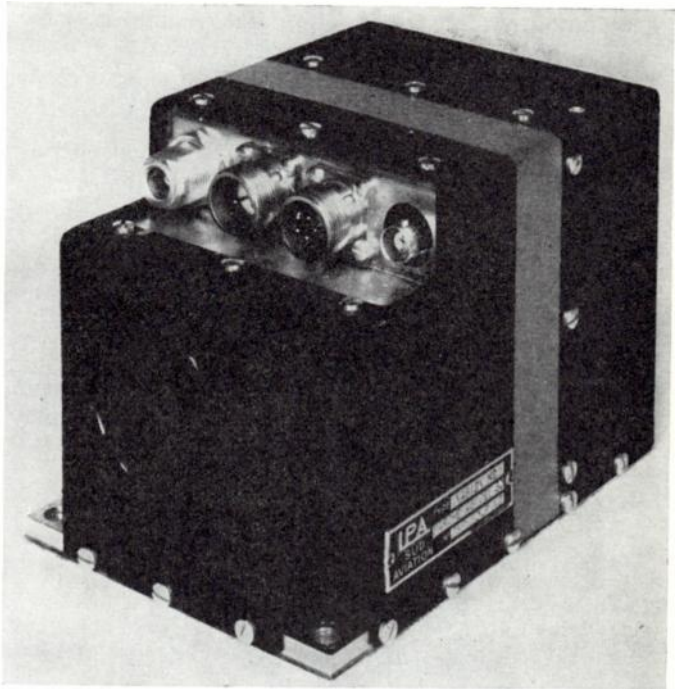
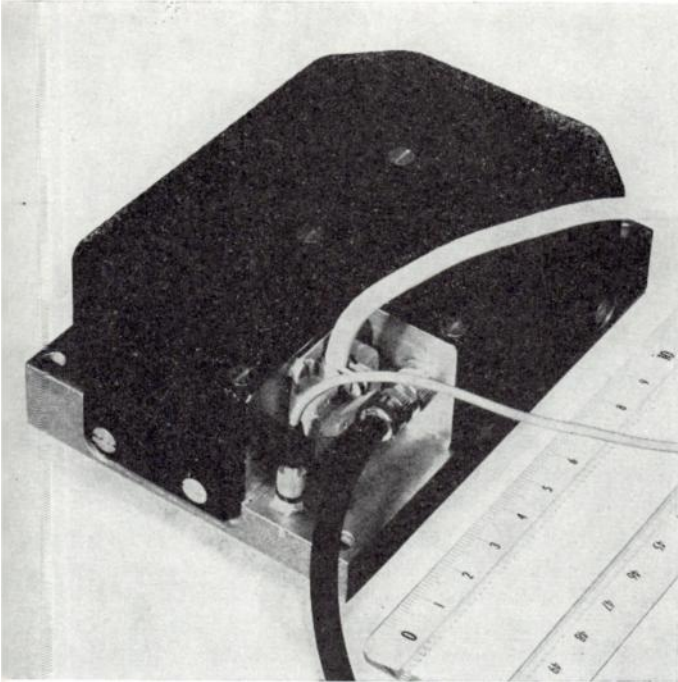


FIG. 6. — Emetteur VHF 4 W type X 4811 et amplificateur VHF 20 W à 100 W type X 4812.

L'émetteur X 4811 peut fournir directement à un aérien 4 W VHF ou exciter un amplificateur de puissance type X 4812 pouvant délivrer 20 à 100 W suivant les conditions d'excitation et d'alimentation.

- Emetteur X 4811
- Fréquence porteuse : 214 à 260 MHz (en 5 sous-gammes)
 - Pilotage par quartz
 - Stabilité de fréquence : $\pm 10^{-4}$
 - Modulation de phase par varicaps : excursion maximale 15 radians
 - Fréquence de modulation : 300 Hz à 200 kHz
 - Signal modulant maximal : 2 V sur 1 000 ohms
 - Distorsion de modulation : inférieure à 4 % pour une excursion de phase de 15 radians avec un signal sinusoïdal 10 kHz
 - Puissance VHF : 4 W sur 50 ohms
 - Encombrement : 118 × 81 × 40 mm
 - Poids : environ 500 grammes

- Amplificateur X 4812
- Fréquence porteuse : réglable de 215 à 260 MHz
 - Impédances d'entrée et de sortie : 50 ohms

- Puissance de sortie : 20 W à 100 W suivant la tension anodique de l'étage de puissance
- Encombrement : 142 × 106 × 104 mm
- Poids : environ 1,750 kg

Les ensembles constitués par l'émetteur pilote et l'amplificateur de puissance sont évidemment complétés par des dispositifs d'alimentation. Ceux-ci délivrent les diverses tensions nécessaires à partir d'une unique source de tension continue 26 V $\pm$ 4 V et sont construits pour fonctionner dans les conditions d'ambiance particulières aux engins.

3.2. EQUIPEMENTS AU SOL

La composition quantitative de tels équipements est très variable suivant le type d'engin expérimenté, le plan de vol, les infrastructures déjà existantes ; toutefois l'on trouvera nécessairement les éléments suivants concentrés en un même lieu ou répartis au mieux des commodités d'exploitation :

- une ou plusieurs antennes de réception pouvant être immédiatement suivie de préamplificateurs. S'il est nécessaire, des multicoupleurs assurent le couplage de plusieurs récepteurs VHF à une même antenne ou à un même préamplificateur ;
- une ou plusieurs baies de réception VHF et de démodulation ;
- des baies de contrôle et de simulation destinées à la vérification de la station complète avant l'essai réel et à la maintenance ;
- des baies annexes d'enregistrement magnétique et photographique, et éventuellement une baie de décom-

mutation automatique. Cette dernière permet l'identification et l'enregistrement séparé des divers paramètres transmis sur une même sous-porteuse à l'aide d'un commutateur.

Nous nous attacherons plus particulièrement à la description des baies de réception VHF et de démodulation dont l'organisation et les caractéristiques sont propres à la Radio-Télémesure.

— *Description de la baie de réception et de démodulation (fig. 7)*

Cette baie comporte essentiellement un récepteur VHF et les éléments de séparation et de démodulation simultanée pour 12 canaux de télémesure.

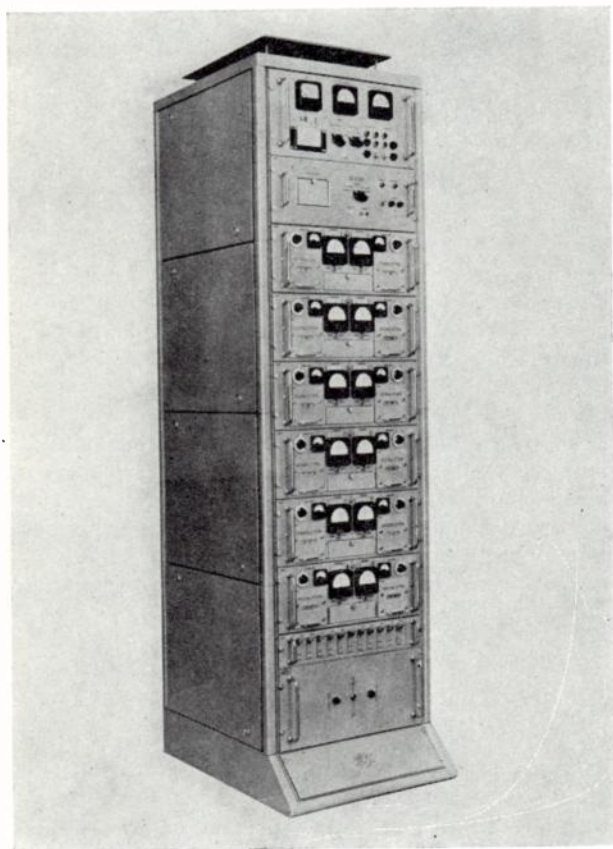


FIG. 7. — Baie de réception et démodulation.

Ces canaux sont choisis parmi ceux du standard IRIG dont la fréquence centrale est supérieure ou égale à 960 Hz (voie N° 4). L'un des canaux peut être remplacé par une voie à 100 kHz, destinée à la compensation de pleurage de l'enregistrement magnétique, la fréquence 100 kHz étant produite localement.

Les modes principaux d'utilisation de la baie de réception AJAX sont les suivants :

- démodulation en temps réel des sous-porteuses,
- enregistrement sur ruban magnétique du multiplex des sous-porteuses.

Ces deux opérations peuvent être simultanées.

— démodulation différée des sous-porteuses enregistrées sur ruban magnétique.

La baie est constituée mécaniquement de 4 éléments de 10 unités US assemblés sur une même base.

La hauteur utile est de 40 unités US et la hauteur hors tout de 202 cm.

Elle comprend, de haut en bas, les organes suivants :

- un couvercle aérateur ;
- un tiroir comportant le récepteur VHF type X 4901 et son alimentation ;
- un panneau de commande, comportant, outre les organes de commande de la baie, un oscillateur de référence et une ligne à retard faisant partie du dispositif de compensation des effets dus au pleurage ;
- six tiroirs de démodulateurs X 4920, comportant chacun deux voies de démodulation de sous-porteuse et une alimentation commune ;
- un tiroir répartiteur comportant onze lignes à retard amovibles, liées au dispositif de compensation du pleurage ;
- un tiroir de ventilation qui assure le refroidissement de la baie par une cheminée verticale débouchant dans le couvercle aérateur ;
- un socle supportant les dispositifs de raccordements extérieurs de la baie.

— *Constitution et fonctionnement des circuits*

Récepteur VHF X 4901

Le récepteur VHF X 4901 a pour fonction de restituer le signal multiplex constitué par l'ensemble des sous-porteuses dans les meilleures conditions de rapport S/B, à partir du signal VHF reçu par l'antenne. Il est à modulation de fréquence, du type superhétérodyne à double changement de fréquence et fonctionne dans la gamme 215 à 260 MHz. Son facteur de bruit est inférieur à 6 dB. Il peut être précédé d'un préamplificateur VHF type X 4910 dont le facteur de bruit est 4 dB. Cet organe est disposé hors de la baie, à l'extérieur, près de l'antenne.

Une désaccentuation du signal multiplex à l'aide d'un circuit du type « intégrateur » compense partiellement la préaccentuation obtenue à l'émission du fait de la modulation de phase. Les écarts des niveaux de sous-porteuses délivrées sont ainsi ramenés entre des limites tolérables.

Le signal multiplex est finalement disponible pour être enregistré sur ruban magnétique d'une part, et démodulé en temps réel d'autre part.

Démodulateur de sous-porteuse

Chaque tiroir de démodulation comprend deux démodulateurs et une alimentation commune.

Une voie de démodulation est composée :

- d'un filtre passe-bande isolant la sous-porteuse à démoduler. Il est spécialement étudié pour présenter une faible distorsion du temps de propagation en vue

de permettre la compensation de pleurage lors de la démodulation de signaux enregistrés sur bande magnétique ;

- d'une chaîne d'amplificateurs-limiteurs ;
- d'un filtre de remise en forme en signaux sinusoïdaux des signaux rectangulaires délivrés par le dernier limiteur ;
- d'un discriminateur de fréquence ;
- d'un filtre basse-fréquence des signaux démodulés ;
- d'un amplificateur à courant continu et à basse impédance interne de sortie.

L'ensemble est complété par un dispositif annexe de blocage de la sous-porteuse intervenant quand le niveau de cette dernière descend en-dessous d'une valeur de seuil réglable par l'utilisateur. Une tension de repos, également réglable, est alors délivrée par l'amplificateur de sortie et permet l'identification sur l'enregistrement des périodes de mauvaise transmission ; ce dispositif peut être mis hors service au gré de l'expérimentateur.

Enfin, dans le cas de la démodulation d'une sous-porteuse enregistrée sur ruban magnétique, un dispositif délivre une tension de compensation agissant simultanément sur la pente et le centrage du discriminateur, de manière à effectuer une compression d'au moins 20 dB des effets dus au pleurage.

Ce dispositif fonctionne à partir de la fréquence de référence 100 kHz enregistrée sur la bande magnétique en même temps que le multiplex de sous-porteuse. Le rang de chaque voie de démodulation peut être choisi à volonté par le changement d'un sous-tiroir amovible qui réunit les éléments caractéristiques de ce rang.

Ces éléments sont :

- le filtre de sous-porteuse ;
- le filtre de remise en forme ;
- le discriminateur.

De plus, le sous-tiroir porte un bloc amovible contenant le filtre BF des signaux démodulés. Les caractéristiques de ce filtre peuvent être adaptées aux conditions d'essai.

Une des voies de démodulation peut ainsi être affectée à la démodulation du signal obtenu depuis l'enregistrement sur ruban magnétique du signal de référence 100 kHz. Cette voie délivre alors la tension de commande aux organes de compensation de pleurage, ceux-ci étant répartis dans les autres voies.

Le circuit de sortie d'un démodulateur a les caractéristiques suivantes :

- Impédance interne : 0,5 ohm
- Tension de sortie : ± 3 V entre une borne isolée et la masse pour toute l'étendue de mesure
- Résistance de l'appareil d'utilisation : de 30 ohms à l'infini
- Courant maximal : ± 100 millampères

Dispositif de compensation des effets dus au pleurage

Nous ajouterons seulement quelques précisions concernant ce dispositif.

Un oscillateur délivre un signal à 100 kHz, qui mélangé au signal multiplex lors de l'enregistrement sur ruban magnétique sert de signal de référence ; une commutation de l'oscillateur sur quatre autres fréquences fixes permet, en outre, le contrôle des circuits de démodulation à 100 kHz.

Une ligne à retard générale a pour but d'obtenir un calage convenable dans le temps du signal multiplex par rapport au signal de référence lors de la démodulation différée.

Chaque voie de démodulation comprend, outre les organes de compensation proprement dits, une ligne à retard, caractéristique du rang de la voie, qui est traversée par le signal de compensation.

Cette ligne à retard, dont le rôle est une mise en phase convenable du signal de compensation, est amovible et prend place dans un tiroir répartiteur. Dans le cas d'une baie AJAX comprenant par construction six tiroirs de démodulation, donc 12 démodulateurs, il faut 11 lignes à retard, le 12^e démodulateur étant occupé par la voie de référence 100 kHz.

3.3. ORGANISATION D'UNE STATION AU SOL (fig. 8)

La station décrite ci-dessous répond aux impératifs techniques d'un cas réel. Cet exemple n'est pas limitatif, il fait apparaître les diverses fonctions à remplir et montre que les mêmes éléments de base associés en nombres différents peuvent satisfaire aux exigences de tous les utilisateurs.

— Elle est destinée à recevoir, enregistrer et démoduler les signaux de 3 voies de transmission VHF. Les 3 porteuses VHF sont reçues dans 2 canaux : l'un correspondant à une onde incidente en polarisation circulaire gauche, l'autre à une onde en polarisation circulaire droite.

Réception VHF et démodulation

Chaque canal comprend une antenne héliçoïdale, un préamplificateur d'antenne de gain 20 dB, un multicoupleur délivrant les 3 signaux VHF sans perte ni désadaptation à 3 récepteurs VHF accordés respectivement sur les porteuses VHF₁, VHF₂, VHF₃.

Les signaux multiplex des sous-porteuses émanant de chaque paire de récepteurs accordés sur la même porteuse sont injectés dans un combineur. Celui-ci, par principe, fournit à sa sortie un signal multiplex résultant du mélange des deux signaux d'entrée en proportion variable telle, qu'à tout instant, le rapport S/B soit le meilleur possible. On réalise ainsi une réception en diversité d'ordre 2.

Les 3 signaux multiplex combinés provenant des 3 porteuses VHF sont ensuite dirigés vers 3 groupes de 12 démodulateurs.

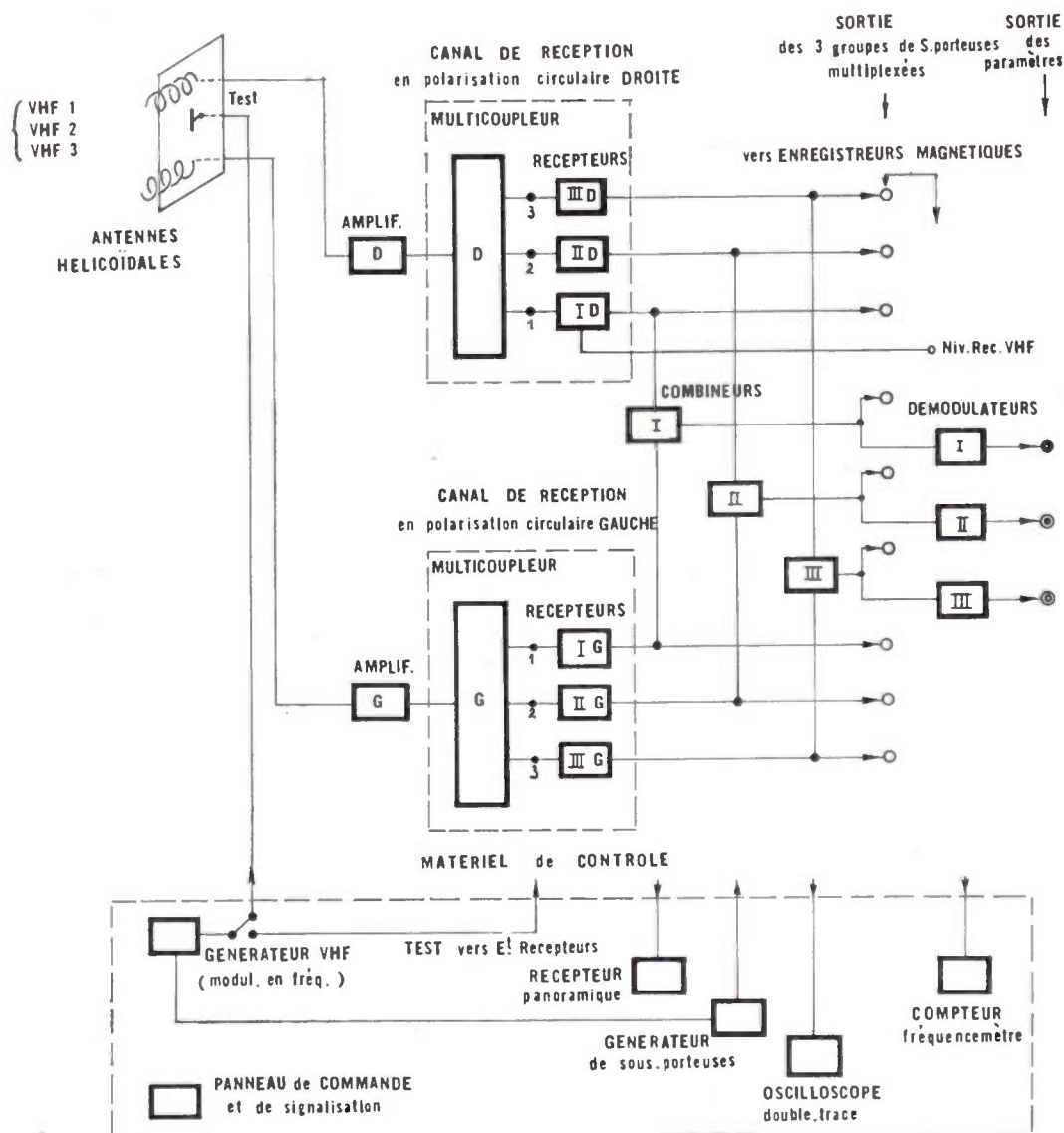


FIG. 8. — Diagramme d'une station de réception au sol de 3 voies VHF en diversité d'ordre 2.

Enregistrements

Les six signaux multiplex non combinés (3 multiplex « gauches » et 3 multiplex « droits ») sont enregistrés sur bande magnétique ainsi que les trois signaux multiplex combinés. Ces précautions redondantes sont destinées à accroître la sécurité d'exploitation en fournissant à l'expérimentateur la possibilité de remédier à une défaillance d'un élément de transmission ou d'enregistrement.

Les sorties des démodulateurs (paramètres mesurés) sont enregistrées, ainsi que la tension de contrôle automatique de gain de l'un des récepteurs VHF, celle-ci étant une mesure du champ VHF reçu.

Matériel de simulation et de contrôle

Il a pour but de contrôler le bon fonctionnement général qualitatif et quantitatif de la station. Il permet

d'autre part immédiatement avant un essai de s'assurer de l'absence de brouillage dans la bande VHF utilisée, de surveiller l'occupation de cette bande pendant l'expérience et d'apprécier visuellement le niveau et la qualité du signal reçu.

Simulation en chaîne complète

Elle se fait à l'aide d'un générateur VHF à niveau de sortie étalonné, modulable en fréquence par un générateur de sous-porteuse. Ce dernier peut être lui-même modulé en fréquence par des signaux d'informations simulées.

La simulation VHF s'opère, soit directement sur les récepteurs de la station; soit au moyen d'une petite antenne couplée convenablement aux aériens de réception. Deux lignes artificielles variables permettent, par variation des niveaux du signal VHF admis dans

les récepteurs « voies gauches » d'une part, et les récepteurs « voies droites » d'autre part, de contrôler la fonction des combineurs de diversité.

Génération des sous-porteuses

Un tiroir générateur a pour fonction de procurer des sous-porteuses AJAX à fréquences fixes ou variables ; il permet, en outre, une mesure de la fréquence de n'importe quelle sous-porteuse extérieure.

Les sous-porteuses AJAX à fréquences fixes sont délivrées en groupe ; le groupement désiré est effectué sur le panneau avant de l'appareil à l'aide de dispositifs à cavaliers enfichables.

Les fréquences fixes obtenues à partir d'oscillateurs à quartz sont choisies au moyen d'un commutateur à cinq positions ; chaque position correspond simultanément pour toutes les voies à l'une des fréquences caractéristiques suivantes comprises dans l'étendue de mesure :

- basse
- moyenne basse
- centrale
- moyenne haute
- haute.

Le signal de groupe obtenu est particulièrement destiné à l'étalonnage des démodulateurs et au contrôle des enregistreurs magnétiques.

L'appareil fournit aussi toute voie du standard AJAX sous forme d'une sous-porteuse modulable en fréquence, la voie étant choisie au moyen d'un commutateur-sélecteur. L'effet de modulation en fréquence est obtenu soit à l'aide d'une source extérieure, soit par variation continue d'une tension obtenue à partir d'une référence incorporée à l'appareil, soit enfin par les deux moyens à la fois. Un appareil de mesure indique l'écart rapporté à l'étendue de mesure, entre la valeur moyenne de la fréquence délivrée et la valeur de la fréquence centrale de la voie ; un indicateur de battement permet éventuellement de tarer le générateur de sous-porteuse à fréquence variable à l'aide du générateur à fréquences fixes de la même sous-porteuse.

Le signal de sous-porteuse à fréquence variable est destiné particulièrement à moduler en fréquence le générateur VHF.

L'ensemble comporte enfin un dispositif permettant la mesure de la fréquence d'une sous-porteuse extérieure à l'aide de l'indicateur de battement et du générateur de sous-porteuse à fréquence variable ; le résultat de la mesure est affiché sur l'appareil de mesure déjà cité.

Les appareils suivants complètent la baie de simulation et de contrôle :

— un récepteur panoramique destiné à l'analyse spectrale de la bande VHF autour des fréquences nominales d'accord des 3 récepteurs ;

— un oscilloscope double trace permettant l'examen des signaux au niveau de la sous-porteuse et du paramètre. Son utilisation comme voltmètre permet, en outre, d'apprécier des niveaux de signal ou de bruit, et par conséquent de contrôler la qualité de la transmission à travers les circuits de réception et de démodulation ;

— un compteur-fréquence-mètre qui donne la mesure précise des fréquences sous-porteuses et éventuellement des fréquences de certains signaux au niveau du paramètre.

Plusieurs panneaux de commande et de visualisation et un important câblage d'interconnexion entre baies, donnent toutes facilités pour commander les diverses manœuvres de mise sous tension et de simulation. Une signalisation lumineuse indique à tout moment à l'expérimentateur l'état fonctionnel de la station et un feu vert unique contrôle toutes les commutations de circuits, son allumage signifiant « station en état de réception ».

L'ensemble, qui vient d'être décrit, est pratiquement construit dans cinq baies au standard US 19 pouces, de hauteur 2 m. Les récepteurs, multicoupleurs, combineurs et démodulateurs sont répartis en 4 baies, la 5^e rassemble le matériel de contrôle et de simulation.

Conclusions

Nous nous sommes limités, dans les lignes qui précèdent, à présenter au lecteur la structure et les possibilités principales de la Télémessure AJAX, en adoptant le point de vue de l'utilisateur. Aussi, nous n'avons pas fait entrer dans ce cadre général les développements techniques que mériteraient de nombreux éléments de la chaîne de transmission.

Rappelons qu'en mars 1959, la Direction Technique et Industrielle de l'Aéronautique avait décidé de développer en France, sous le nom de Télémessure AJAX, un système du type FM/FM basé sur le standard américain IRIG.

La Société Anonyme de Télécommunications, qui possédait déjà l'expérience d'une Télémessure 6/9 voies SAT-TURCK, a été désignée comme maître d'œuvre de ce nouveau système sous la Direction Technique du Centre d'Essais en Vol de Brétigny-sur-Orge. A ce titre, elle en a étudié et réalisé certains éléments, le développement des autres éléments ayant été confié à des constructeurs spécialisés tels que SUD-AVIATION, SFIM et NORD-AVIATION.

La Télémessure AJAX est parvenue au stade de réalisation industrielle et permet aux utilisateurs de disposer, dès maintenant, d'un ensemble de mesure particulièrement adapté aux problèmes actuellement posés dans le domaine de l'aviation et des engins. Elle pourra également être utilisée comme base de développement des matériels destinés aux futurs satellites des programmes français et européens.

COMPARAISON THÉORIQUE DE 3 SYSTÈMES DIGITAUX POUR TÉLÉMESURES SPATIALES

PAR

J. DUPRAZ

Ingénieur

Groupement d'Ensemble Spatial

CSF — Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

1. Introduction

Dans la plupart des projets « avancés » de télémesures spatiales l'information est transmise sous forme digitale. Les différentes voies ou sources d'information débitant des signaux analogiques sont échantillonnées ; les échantillons sont répartis dans le temps puis quantifiés. Le schéma général d'une telle télémesure est sur la figure 1.

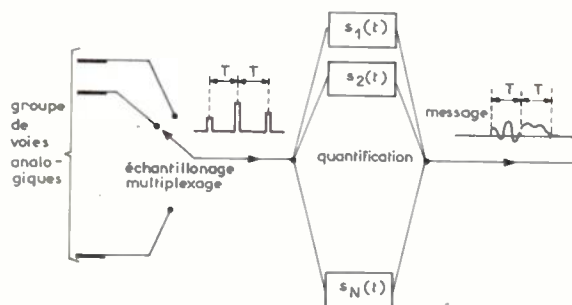


FIG. 1.

La digitalisation offre un certain nombre d'avantages par rapport à la transmission en analogique :

- 1) Précision plus grande.
- 2) Facilité des opérations de codage.
- 3) Facilité d'effectuer à bord des opérations digitales et des stockages dont la nécessité se manifestera à mesure que la complexité des missions spatiales croîtra.
- 4) Possibilité d'augmenter la portée à puissance limitée en augmentant la bande.
- 5) Possibilité de transmettre les échantillons de niveau aléatoire sous forme de signaux connus a priori et d'utiliser ainsi les résultats de la théorie de la détection statistique.

La digitalisation s'accompagne par contre d'une erreur de quantification inévitable et exige des bandes larges.

On suppose que les signaux débités par les sources ont un spectre borné et contenu dans $[-b, +b]$ et une amplitude bornée et variant entre $-A$ et $+A$. Ces conditions sont d'ailleurs nécessaires pour pouvoir échantillonner et quantifier. On suppose en outre la densité de probabilité de l'amplitude uniforme.

Soit N le nombre de niveaux de quantification qui dépend de la précision désirée et de l'amplitude A . Chaque niveau est représenté par un signal video $s_i(t)$ $i \in \{1, \dots, N\}$ de durée T , T étant le temps permis pour la transmission d'un échantillon qui dépend du nombre de voies et de la largeur b du spectre. Après quantification le message à transmettre est une suite de signaux ou mots $s_i(t)$ appartenant à l'ensemble des N mots distincts. On supposera toujours, par la suite, que les fonctions $s_i(t)$ sont réelles. Ces mots sont équiprobables puisque l'amplitude des échantillons est à densité de probabilité uniforme. L'entropie de l'ensemble des mots est maximale et chaque mot contient l'information maximale qu'il peut avoir soit $n = \log_2 N$ bit.

On se propose de comparer théoriquement dans ces mêmes conditions les 3 systèmes suivants :

- 1) Système PCM non redondant/PSK,
- 2) Système Code orthogonal binaire/PSK,
- 3) Système Code biorthogonal binaire/PSK.

Les trois systèmes utilisent une première modulation binaire. Les mots sont composés avec un alphabet de 2 lettres ou *digits* 0 et 1. Le digit 0 est représenté par le signal $\bar{s}_0(t)$ le digit 1 par le signal $\bar{s}_1(t)$.

Le message est une suite de digits, mais qui ne sont pas forcément équiprobables. La deuxième modulation est aussi commune aux 3 systèmes : c'est une modulation biphase, d'où la dénomination PSK (Phase Shift Keyed). La démodulation utilise un récepteur optimal au sens qui sera précisé dans le paragraphe suivant. C'est une démodulation cohérente, synchrone et par corrélation — ou à filtres adaptés —. Le canal est perturbé par un bruit gaussien, à densité spectrale ε^2 uniforme (spectre symétrique). Ce qui diffère d'un système à l'autre c'est la redondance du message.

Le critère numérique de comparaison utilisé sera le coefficient β défini par SANDERS [1] et auquel est consacrée l'annexe I. Il faut aussi tenir compte des bandes passantes nécessaires pour les canaux. On fera en outre intervenir la bande effectivement occupée par le canal définie par VITERBI [2]. Ceci sera développé dans la conclusion.

Le coefficient β dépend de l'erreur tolérée à la réception. On donne des courbes représentant β en fonction de la probabilité p_m d'identifier faussement un mot ainsi que des courbes représentant p_m en fonction de l'erreur quadratique moyenne réduite $\bar{x}^2$.

On ne parle pas de la manière dont les signaux video sont engendrés ni de la manière dont la synchronisation est effectuée. Ce dernier point est particulièrement délicat en pratique.

2. Problème de la réception [3] [4]

Le récepteur commence par extraire le signal video par une première démodulation. Pour les systèmes étudiés ici cette démodulation est *cohérente* c'est-à-dire utilise une phase de référence identique à la phase de l'un des deux digits 0 et 1 reçus et engendrée localement. On supposera dans ce qui suit que cette référence est restituée sans erreur et indépendamment du niveau du signal reçu. En pratique ce n'est jamais réalisé et en particulier la restitution de la phase n'est possible avec une erreur acceptable que lorsque le niveau du signal reçu est supérieur à un certain seuil.

Ensuite la restitution du message suppose deux choses :

- 1) savoir reconnaître l'intervalle occupé par chacun des mots,
- 2) savoir identifier le mot *émis* dans chaque intervalle particulier.

La première fonction est assurée par la transmission d'une information de synchronisation de mots. On supposera que la synchronisation est parfaite permettant au récepteur de connaître exactement le début et la fin de chaque mot du message.

La deuxième opération présente nécessairement un caractère probabiliste à cause du bruit additif et des déformations causées par le canal qui empêchent d'identifier univoquement le mot émis. Le récepteur reçoit de 0 à T un signal $y(t)$ de la forme :

$$y(t) = s'_i(t) + n(t)$$

$n(t)$: bruit gaussien additif.

$s'_i(t)$: mot *reçu* (en l'absence de bruit) quand $s_i(t)$ est *émis*.

L'inconnue est l'indice i . Le maximum que puisse faire le récepteur c'est fournir la probabilité conditionnelle $p(i|y)$ ($\forall i$) sachant que $y(t)$ a été reçu. Ces probabilités dépendent des propriétés statistiques du bruit et du message. Dans le cas général où les propriétés statistiques du message ne sont pas connues, il est impossible de calculer ces probabilités. On se contente alors de calculer les fonctions de vraisemblance $p(y|s_i)$; $p(y|s_i)$ est la probabilité conditionnelle de recevoir $y(t)$ quand $s_i(t)$ a été *émis*.

Dans tous les cas le récepteur doit exploiter toutes les connaissances a priori qu'il peut posséder. C'est d'ailleurs dans l'utilisation exhaustive de tout ce qui peut être connu a priori que réside la protection contre le bruit. Ici on sait que le mot reçu $s'_i(t)$ (en l'absence de bruit) vient d'un mot $s_i(t)$. On peut donc connaître $s'_i(t)(\forall i)$ connaissant le canal de transmission. On sait que le bruit est gaussien. Cela conduit à faire de la détection par corrélation. Il faut alors restituer localement les mots $s'_i(t)$. On sait que les mots sont équiprobables et on peut s'arranger pour qu'ils contiennent la même énergie moyenne. On sait construire alors un récepteur optimal en ce sens qu'il calcule effectivement les probabilités *a posteriori* $p(i|y)$ [4].

Il faut ensuite choisir un mot. On choisit ici le mot le plus probable et le choix est effectué automatiquement par un organe de décision qui teste les valeurs de $p(i|y)$. On minimise de cette façon la probabilité de faire une erreur.

Dans les trois cas étudiés le récepteur sera de ce type. On supposera que les mots *reçus* (en l'absence de bruit) sont $s_i(t)$ c'est-à-dire que les déformations apportées par le canal sont négligeables en pratique. Ceci implique donc que les bandes passantes soient suffisamment larges (Annexe III). Ce n'est pas obligatoire et on peut en particulier filtrer le message de manière à réduire la bande. Mais dès lors qu'il est possible de connaître a priori la forme des signaux *reçus* (en l'absence de bruit) $s'_i(t)$, la meilleure détection possible, en présence de bruit blanc, est une détection par corrélation.

3. Système PCM non redondant/PSK

3.1. LA SOURCE D'INFORMATION

Chacun des mots $s_i(t)$ est représenté par une suite de n digits binaires équiprobables. Chaque digit contient 1 bit d'information.

On démontre théoriquement [5] que, en présence de bruit gaussien blanc, et pour une source binaire, la protection contre le bruit est maximale si les deux signaux $\bar{s}_0(t)$ et $\bar{s}_1(t)$ sont opposés :

$$\bar{s}_0(t) = -\bar{s}_1(t)$$

Les digits 0 et 1 sont donc transmis en modulation biphase sous forme d'impulsions de durée T/n , de

même fréquence porteuse et de phases différentes de π de manière à réaliser la condition précédente.

3.2. LE RÉCEPTEUR

L'énergie totale contenue dans chacun des digits est la même.

Le schéma théorique du récepteur optimal au sens que nous avons précisé est schématisé sur la figure 2. Le signal reçu est multiplié par le signal de l'oscillateur local fournissant la référence de phase. Le produit est ensuite intégré pendant la durée T/n d'un digit. A la fin du digit, l'intégrateur est échantillonné, puis remis à zéro. Cette opération s'effectue en synchronisme avec le rythme binaire. Un organe de décision décide 0 ou 1 suivant le signe de l'échantillon.

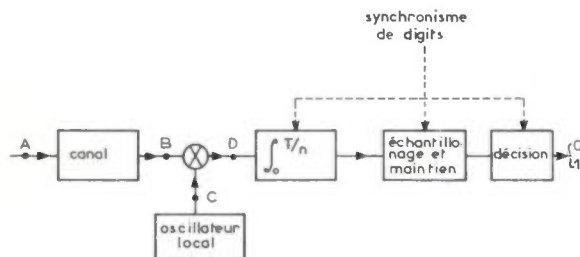


FIG. 2.

L'expression des signaux pris aux divers points indiqués sur la figure est :

$$A \begin{cases} \text{signal : } A \cos \Omega_0 t \cdot y(t) \\ \text{bruit : gaussien blanc à densité spectrale uniforme } \varepsilon^2 \text{ (spectre symétrique)} \end{cases}$$

$y(t)$ est une suite aléatoire d'impulsions rectangulaires de durée T/n , de niveau ± 1 et équiprobables.

$$B \begin{cases} \text{signal : } \cong A \cos \Omega_0 t \cdot y(t) \\ \text{bruit : gaussien, à densité spectrale uniforme } \varepsilon^2 \end{cases}$$

$$C \begin{cases} \text{signal de l'oscillateur local : } A' \cos \Omega_0 t \end{cases}$$

$$D \begin{cases} \text{signal video : } \frac{AA'}{2} y(t) \\ \text{bruit : gaussien de densité spectrale uniforme } \frac{\varepsilon^2}{2} A'^2 \end{cases}$$

3.3. CALCUL DE β

Soit p_d la probabilité de choisir un *digit* de façon erronée : $p_d = p(0/1) = p(1/0)$. La probabilité d'erreur sur un digit est indépendante de la nature de ce digit.

On calcule, en tenant compte de ce que le bruit à la sortie de l'intégrateur est gaussien (Annexe II).

$$p_d = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E}{2\varepsilon^2}} \right) \right]$$

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du$$

$$E = \text{énergie de signal reçue par digit} = \frac{A^2 T}{2n}$$

ε^2 = densité spectrale de bruit reçu (spectre symétrique).

La probabilité d'identifier faussement un *mot* est :

$$p_m = 1 - (1 - p_d)^n \cong np_d$$

Le taux de transmission R est :

$$R = \frac{n}{T} \left[1 + p_d \log_2 p_d + (1 - p_d) \log_2 (1 - p_d) \right] \text{ bit/s}$$

Le coefficient β se calcule à partir de la formule :

$$\beta = \frac{E}{2\varepsilon^2} \cdot \frac{n}{RT}$$

Les courbes représentant β en fonction de p_m dans les cas : $n = 5$, $n = 8$, $n = 10$ sont tracées sur la figure 8.

On peut exprimer la fidélité de restitution de l'échantillon par l'erreur quadratique moyenne et il est intéressant de calculer β en fonction de cette erreur. Elle est la somme de l'erreur de quantification et de l'erreur de transmission qui est fonction de p_m . On calcule :

$$\sigma_q^2 (\text{quantification}) = \frac{\Delta^2}{12}$$

$$\sigma_t^2 (\text{transmission}) = p_d \cdot \Delta^2 \frac{N^2 - 1}{3}$$

$$\Delta = \text{pas de la quantification} = \frac{2A}{N}$$

σ_t^2 est calculé en supposant que le code PCM utilisé est le code normal.

L'erreur quadratique moyenne réduite est définie par

$$\overline{x^2} = \frac{\sigma_q^2 + \sigma_t^2}{s^2}$$

$$s^2 = \text{puissance moyenne de signal} = \frac{A^2}{3}$$

On a :

$$\begin{aligned} \overline{x^2} &= \frac{1}{2^{2n}} + 4p_d \left(1 - \frac{1}{2^{2n}} \right) \\ &\cong \frac{1}{2^{2n}} + 4p_d \sim \frac{1}{2^{2n}} + \frac{4p_m}{n} \end{aligned}$$

Les courbes qui représentent β en fonction de $\overline{x^2}$ sont tracées sur la figure 9 pour $n = 8 - n = 10$.

4. Code orthogonal

4.1. DÉFINITION D'UN ENSEMBLE DE SIGNAUX ORTHOGONAUX

Les mots sont représentés pendant la durée $[0, T]$ par des fonctions $s_i(t)$ qui vérifient la propriété :

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = 0 \quad (\forall i \neq j)$$

Les coefficients de corrélation croisée ρ_{ij} sont tous nuls :

$$\rho_{ij} = \frac{\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt}{\left[\int_0^T s_i^2(t)dt\right]^{\frac{1}{2}} \left[\int_0^T s_j^2(t)dt\right]^{\frac{1}{2}}}$$

Supposons que les spectres de ces signaux soient contenus dans l'intervalle de fréquences $(-b, +b)$. Chaque signal peut être représenté [6] par un point d'un espace vectoriel à $2bT$ dimensions. Si l'on définit le produit scalaire de deux signaux par

$$(s_i|s_j) = \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt$$

on voit la justification géométrique de l'orthogonalité.

Supposons que les signaux soient construits de manière à vérifier :

$$\int_0^T s_i^2(t)dt = E \quad (\forall i)$$

Tous les mots contiennent la même énergie.

L'ensemble des éléments $\frac{s_i(t)}{\sqrt{E}}$ forme un système orthonormé dans l'espace vectoriel mentionné. Or tout système orthonormé possède au plus $2bT$ éléments donc :

$$N \leq 2bT$$

Le nombre de mots possibles est donc limité et on a évidemment intérêt à prendre $N = 2bT$. Dans ce cas les signaux forment une base de l'espace vectoriel.

4.2. EXEMPLES DE CODES ORTHOGONAUX

4.2.1. Code orthogonal binaire

Un excellent article [7] indique comment peuvent être engendrés les codes orthogonaux binaires.

Dans notre cas, où nous voulons 2^n mots différents, chaque mot est constitué par une suite de 2^n digits 0 et 1.

Le code est donc redondant. La quantité d'information par mot est n bit, alors que la quantité maximale permise par la représentation binaire est 2^n . La redondance du message est :

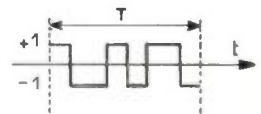
$$\rho = 1 - \frac{n}{2^n}$$

$$\text{Pour : } \begin{cases} n = 8 & \rho = 0,93 \\ n = 10 & \rho = 0,99 \end{cases}$$

La figure 3 donne la représentation d'un code orthogonal binaire dans le cas où $n = 3$.

s_1	0	0	0	0	0	0	0	0
s_2	0	1	0	1	0	1	0	1
s_3	0	0	1	1	0	0	1	1
s_4	0	1	1	0	0	1	1	0
s_5	0	0	0	0	1	1	1	1
s_6	0	1	0	1	1	0	1	0
s_7	0	0	1	1	1	1	0	0
s_8	0	1	1	0	1	0	0	1

FIG. 3.



Le digit 0 est représenté par une impulsion de durée $\frac{T}{2^n}$ et de niveau $+1$; le digit 1 par une impulsion de même durée de niveau -1 .

4.2.2. Code orthogonal à fréquences discrètes

Chaque signal $s_i(t)$ est de la forme :

$$s_i(t) = A \sin[\omega_i t + \phi_i] \quad (\forall i)$$

$$\omega_i = \Omega_0 + i \frac{2\pi}{T} \quad i = 0, 1, \dots, N-1$$

Il y a orthogonalité et de plus $\int_0^T s_i^2(t)dt = \frac{A^2}{2}$ si l'on choisit $\Omega_0 = k \frac{\pi}{T}$ avec k entier.

Si en outre $\phi_i = 0$ c'est-à-dire si tous les oscillateurs sont en phase il suffit de choisir $\Omega_0 = k \frac{\pi}{2T}$.

Le message peut être transmis par modulation de phase d'une porteuse de fréquence F_0 .

4.3. LE RÉCEPTEUR

On se place dans le cas d'un code orthogonal binaire transmis par modulation biphase. L'énergie moyenne par mot est la même pour tous les mots.

Le signal vidéo est envoyé sur un banc de N corrélateurs en parallèle. Chaque corrélateur intègre pendant la durée d'un mot et en synchronisme avec ce mot le produit du signal vidéo par un signal local $s_i(t)$. Il est échantillonné à la fin de la période d'intégration et les échantillons sont testés par un organe de décision.

Celui-ci choisit pour signal émis le signal local correspondant à l'échantillon de valeur algébrique maximale ; on démontre que c'est le signal le plus probable.

En l'absence de bruit tous les échantillons à la sortie des corrélateurs sont nuls sauf celui qui correspond à un signal local identique au signal reçu. En présence de bruit, les échantillons sont des variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle, sauf celui qui correspond au signal reçu qui a pour moyenne E (cf. Annexe II). C'est en cela que réside l'avantage du code orthogonal qui permet d'utiliser au mieux la détection par corrélation.

La protection contre le bruit est globale et provient de l'arrangement particulier des mots sur une hypersphère dans l'espace à $2bT$ dimensions.

Le schéma du récepteur est sur la figure 4.

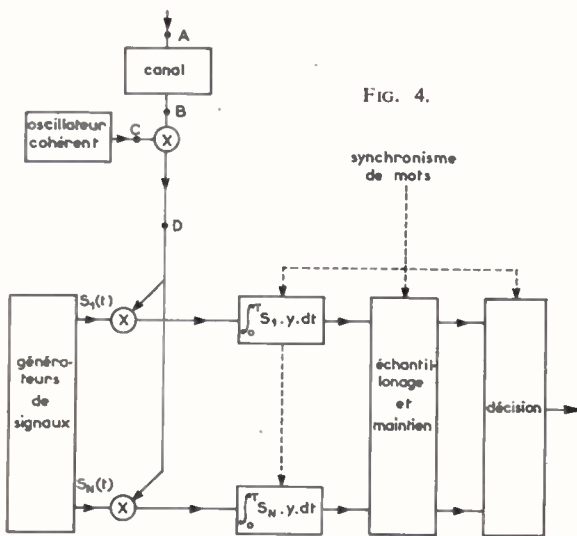


FIG. 4.

L'expression des signaux aux points indiqués sur la figure est :

$$A \left\{ \begin{array}{l} \text{signal : } A \cos \Omega_0 t \cdot y(t) \\ \text{bruit : gaussien, à densité spectrale uniforme} \\ \quad = \varepsilon^2 \text{ (spectre symétrique)} \end{array} \right.$$

$y(t)$ suite composée de mots $s_i(t)$ équiprobables.

$$B \left\{ \begin{array}{l} \text{signal : } \cong A \cos \Omega_0 t \cdot y(t) \\ \text{bruit : gaussien, à densité spectrale uniforme} \\ \quad \varepsilon^2 \end{array} \right.$$

$$C \left\{ \begin{array}{l} \text{oscillateur local : } A' \cos \Omega_0 t \end{array} \right.$$

$$D \left\{ \begin{array}{l} \text{signal vidéo : } \frac{AA'}{2} y(t) \\ \text{bruit : gaussien, à densité spectrale uniforme} \\ \quad \frac{\varepsilon^2}{2} A'^2 \end{array} \right.$$

4.3. CALCUL DE β

Soit p_m la probabilité de choisir un mot à tort.

La figure 5 représente le diagramme des erreurs possibles dans le cas où $s_i(t)$ est le mot émis.

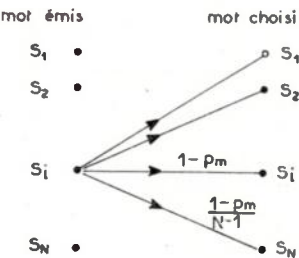


FIG. 5.

s_i étant émis, la probabilité de choisir s_i est $1 - p_m$ celle de choisir un mot différent $\frac{p_m}{N-1}$ quel que soit l'indice i .

On calcule p_m par la formule :

$$1 - p_m = \sum_i p_i \times Pr\{X_1 < E + X_i, \dots, X_{i-1} < E + X_i, X_{i+1} < E + X_i, \dots, X_N < E + X_i | s_i\}$$

p_i = probabilité a priori du signal $s_i(t)$

$$1 - p_m = \sum_i p_i \left\{ \prod_{j \neq i} Pr\{X_j < E + X_i\} \right\}$$

puisque les N variables aléatoires X_i sont statistiquement indépendantes (cf. Annexe II).

On trouve :

$$1 - p_m = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2} du \left[\frac{1}{2} \left(1 + \Phi \left(u + \sqrt{\frac{E}{2\varepsilon^2}} \right) \right) \right]^{N-1}$$

E = énergie moyenne reçue par mot = $\frac{A^2}{2} T$

Le calcul du taux de transmission utilise le diagramme de la figure 5.

$$R = \frac{n + (1 - p_m) \log_2(1 - p_m) + p_m [\log_2 p_m - \log_2(N - 1)]}{T}$$

bit/s

Le coefficient β se calcule par :

$$\beta = \frac{E}{2\varepsilon^2} \cdot \frac{1}{RT}$$

Les courbes de la figure 8 ont été tracées en utilisant les valeurs numériques données dans l'article [7].

On calcule l'erreur quadratique moyenne $\overline{x^2}$:

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12}$$
$$\sigma_i^2 = \Delta^2 p_m \frac{N(N+1)}{6}$$
$$\Delta = \frac{2A}{N}$$

Au total :

$$\overline{x_1^2} = \frac{1}{2^{2n}} + p_m \frac{2^n + 1}{2^n - 1}$$
$$\cong \frac{1}{2^{2n}} + 2p_m$$

Les courbes représentant β en fonction de $\overline{x_1^2}$ sont tracées sur la figure 9.

Si on compare les valeurs de $\overline{x_{PCM}^2}$ et $\overline{x_1^2}$ on trouve que, à valeur de p_m égale,

$$\overline{x_{PCM}^2} < \overline{x_1^2}$$

dès que n atteint des valeurs pratiques. La valeur des mots pour la reproduction de l'échantillon n'a pas la même importance dans les deux cas. Une erreur sur un mot est plus grave avec un code orthogonal qu'avec un code PCM, pour le même nombre de niveaux.

5. Code biorthogonal

5.1. DÉFINITION D'UN ENSEMBLE DE MOTS BIORTHOGONAUX

Les mots appartiennent à deux sous-ensembles 1 et 2 séparément orthogonaux et complémentaires : l'ensemble 2 contient les opposés des signaux appartenant à 1.

Ainsi si :

$$\begin{cases} s_{1i} \in \text{l'ensemble 1} \\ s_{2j} \in \text{l'ensemble 2} \end{cases}$$

$$(s_{1i}|s_{1j}) = (s_{2i}|s_{2j}) = (s_{1i}|s_{2j}) = 0 \quad (\forall i \neq j)$$
$$(s_{1i}|s_{1i}) = -(s_{1i}|s_{2i})$$

On supposera que $(s_{1i}|s_{1i}) = (s_{2j}|s_{2j}) = E \quad (\forall i, \forall j)$

Tous les mots contiennent la même énergie. Par un raisonnement déjà fait, le nombre maximal de signaux biorthogonaux dans la bande b est $4bT$.

5.2. EXEMPLES DE CODES BIORTHOGONAUX

5.2.1. Code biorthogonal binaire

Les 2^n mots du code biorthogonal sont constitués par une suite de 2^{n-1} digits binaires 0 ou 1.

La redondance est moins élevée que pour le code orthogonal car la quantité maximum d'information par mot est 2^{n-1} bit, d'où :

$$\rho = 1 - \frac{n}{2^{n-1}}$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} n = 5 & \rho = 0,688 \\ n = 8 & \rho = 0,938 \\ n = 10 & \rho = 0,982 \end{array} \right.$$

5.2.2. PCM non redondant/PSK

Le système PCM/PSK peut être considéré comme un code biorthogonal avec $n = 1$. En effet la source émet une suite de digits 0 et 1 équiprobables et de durée T/n . C'est un cas limite où les deux ensembles 0 et 1 sont réduits à un seul élément.

La détection s'effectue suivant le schéma général décrit au paragraphe suivant. Il n'y a qu'un seul corrélateur et c'est le signe des échantillons à la sortie de celui-ci qui est utilisé pour le choix des digits émis.

Le système PCM/PSK utilise donc une modulation simultanément biphase et biorthogonale.

La redondance de la source est nulle : chaque digit contient la quantité d'information maximale qu'il peut avoir soit 1 bit.

5.3. LE RÉCEPTEUR

Le signal video est envoyé sur un banc de $N/2$ corrélateurs puisque, au signe près, il n'y a plus que $N/2$ mots différents. Les mots engendrés localement appartiennent tous au même groupe orthogonal 1 ou 2. Par contre l'organe de décision doit tenir compte du signe des échantillons. En effet, en l'absence de bruit, tous sont nuls sauf un qui peut être positif ou négatif suivant que le mot émis appartient au même groupe ou pas que les mots engendrés localement. En présence de bruit on démontre que le mot le plus probable correspond à l'échantillon de valeur absolue maximum : si cet échantillon est positif il appartient au même groupe que les mots engendrés localement, s'il est négatif il appartient à l'autre groupe.

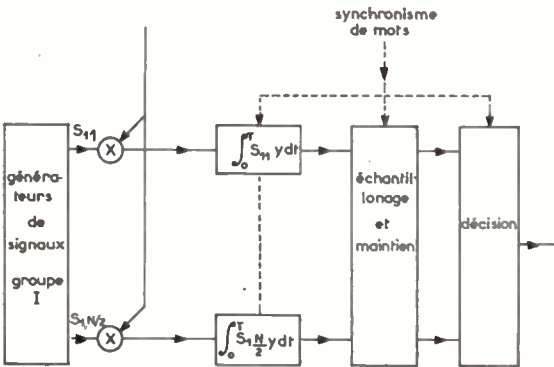


FIG. 6.

Le schéma du récepteur est celui de la figure 6, où on suppose que les mots locaux sont ceux du groupe 1. Les formes des signaux sont analogues à celles qui sont indiquées pour le code orthogonal.

5.4. CALCUL DE β

Calculons la probabilité p_m d'identifier un mot à tort. Contrairement au cas précédent la probabilité de choisir un mot faux dépend de ce mot. On peut en effet choisir soit le mot complémentaire du mot émis soit un autre mot orthogonal quelconque. La probabilité de commettre la première erreur est plus faible. Soient p_{e1} et p_{e2} les probabilités de choisir respectivement le mot complémentaire ou un mot orthogonal. p_{e2} est indépendante du mot orthogonal choisi.

On a donc :

$$p_m = p_{e1} + (N-2)p_{e2}$$

Le calcul donne [7] :

$$1 - p_m = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\sqrt{E/2\varepsilon^2}}^{+\infty} e^{-u^2} du \left[2\Phi(u + \sqrt{E/2\varepsilon^2}) \right]^{\frac{N}{2}-1}$$

$$p_{e1} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{E/2\varepsilon^2}} e^{-u^2} du \left[2\Phi(u + \sqrt{E/2\varepsilon^2}) \right]$$

E = énergie moyenne reçue par mot.

Le calcul du taux de transmission utilise le diagramme des erreurs de la figure 7.

On trouve :

$$R = \frac{n + (1 - p_m) \log_2(1 - p_m) + p_{e1} \log_2 p_{e1}}{T}$$

$$\frac{p_{e2} [\log_2 p_{e2} - \log(2^n - 2)]}{T} \text{ bit/s}$$

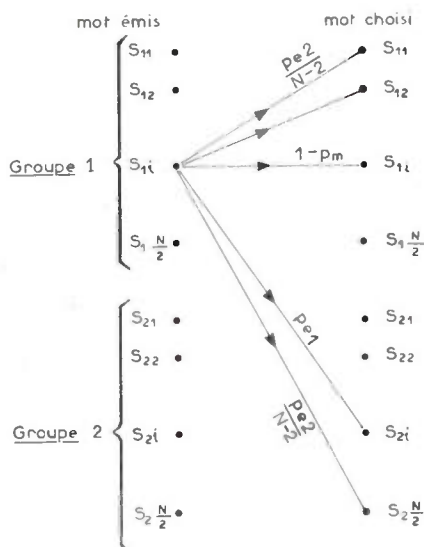


FIG. 7.

Le coefficient β se calcule par :

$$\beta = \frac{E}{2\varepsilon^2} \frac{1}{RT}$$

Les courbes représentant β en fonction de p_m sont tracées sur la figure 10 pour les cas : $n = 5$, $n = 8$, $n = 10$.

6. Conclusions

Pour une valeur donnée de p_m , c'est le code biorthogonal qui a le β le plus faible (fig. 8, 10).

Le code orthogonal est très sensiblement aussi efficace (fig. 8, 10). L'avantage des codes orthogonaux est d'autant plus marqué que p_m est faible.

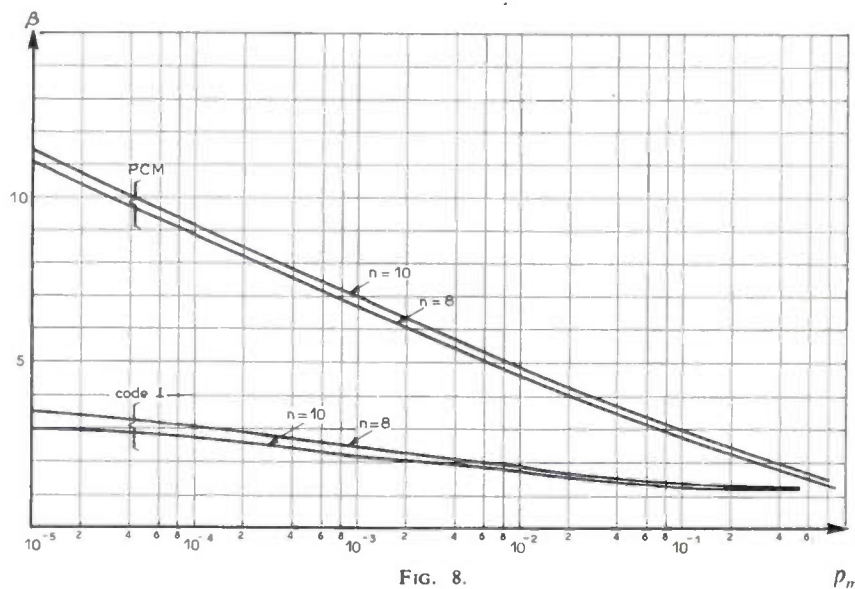


FIG. 8.

p_m

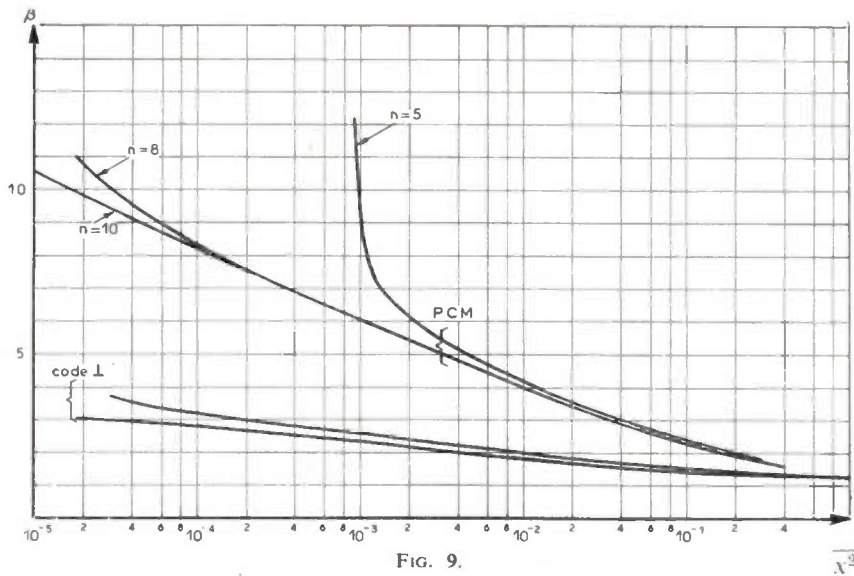


FIG. 9.

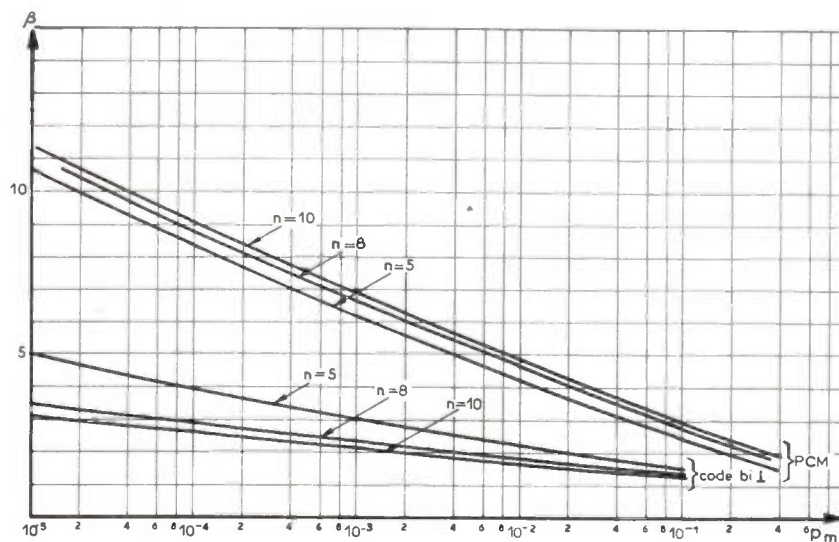


FIG. 10.

Pour $p_m = 10^{-5}$ $n = 8$ on a :

$$\beta_{PCM} = 11,1 \quad \beta_{\perp} = 3,58 \quad \beta_{bi \perp} = 3,55$$

On gagne donc 5 dB sur le PCM en utilisant un code orthogonal.

Pour $p_m = 10^{-1}$ $n = 8$ on a :

$$\beta_{PCM} = 2,7 \quad \beta_{\perp} \cong \beta_{bi \perp} = 1,35$$

soit un gain de 3 dB seulement.

Ces résultats supposent que le message video arrive sur les corrélateurs sans distorsions, et ne sont donc valables que dans ce cas. Il faudrait en toute rigueur des bandes infinies pour cela. En pratique il suffit que les bandes soient suffisamment larges pour que les déformations du message soient négligeables. On prendra ici pour faire la comparaison les ordres de grandeur suivants (cf. Annexe III).

$$B_{PCM} \sim \frac{2n}{T} \quad B_{\perp} \sim \frac{2^{n+1}}{T} \quad B_{bi \perp} \sim \frac{2^n}{T}$$

L'efficacité se paye donc, à vitesse d'émission égale par une augmentation de bande considérable. On a numériquement :

$$\begin{aligned} n = 8 & \quad \left\{ \begin{aligned} B_{\perp} &\sim 32 B_{PCM} \\ B_{bi \perp} &\sim 16 B_{PCM} \end{aligned} \right. \\ n = 5 & \quad \left\{ \begin{aligned} B_{\perp} &\sim 6,4 B_{PCM} \\ B_{bi \perp} &\sim 3,2 B_{PCM} \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

Si au contraire la bande HF B est fixée par le canal, la vitesse d'émission n'est plus égale. Les taux

de transmission sont pour une probabilité d'erreur négligeable :

$$\begin{aligned}
 n = 8 & \quad \left\{ \begin{aligned} R_{\perp} &= \frac{1}{32} R_{PCM} \\ R_{bi\perp} &= \frac{1}{16} R_{PCM} \end{aligned} \right. \\
 n = 5 & \quad \left\{ \begin{aligned} R_{\perp} &= 0,155 R_{PCM} \\ R_{bi\perp} &= 0,312 R_{PCM} \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

Ainsi, à vitesse d'émission donnée, les codes orthogonaux permettent de réduire la puissance en augmentant la bande.

Cet échange correspond à un gain au point de vue de la théorie de l'information. On a placé sur la figure 11 les points représentant les β calculés, pour $p_m = 10^{-5}$, soit pour une probabilité d'erreur très faible. Ces abscisses, calculées à partir des bandes approximatives mentionnées précédemment, ne sont que des ordres de grandeurs permettant de situer les 3 systèmes comparés. C'est le code biorthogonal qui se rapproche le plus du code idéal de Shannon. A mesure que n devient grand les codes orthogonaux et biorthogonaux ont même efficacité car β_{lim} devient constant. Les codes orthogonaux et biorthogonaux se rapprochent du code idéal quand n augmente ; on peut démontrer que si $n \rightarrow \infty$ le taux de transmission tend vers la capacité de transmission. A ce moment $\beta_{\perp} = \beta_{bi\perp} \rightarrow \beta_o = 0,693$, mais les bandes sont infinies.

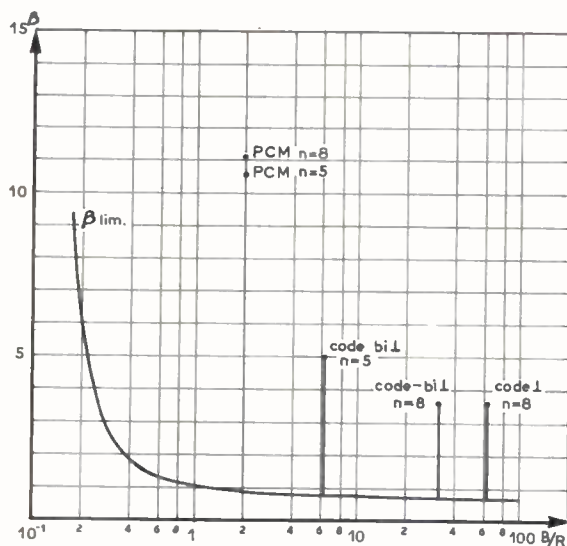


FIG. 11.

Définissons (2) la bande B_0 effectivement occupée par le canal comme la distance minimale entre les fréquences porteuses de deux canaux adjacents compatible avec une diaphonie nulle. Cet écart est égal à $1/T_d$, T_d étant la durée d'un digit binaire. D'où :

$$B_{o,PCM} = \frac{n}{T} \quad B_{o,\perp} = \frac{2^n}{T} \quad B_{o,biT} = \frac{2^{n-1}}{T}$$

Si en outre les porteuses des deux canaux adjacents sont en phase, B_0 se réduit à $1/2 T_d$. Les bandes effectivement occupées sont donc dans le meilleur cas :

$$B_{o,PCM} = \frac{n}{2T} \quad B_{o,\perp} = \frac{2^{n-1}}{T} \quad B_{o,bi\perp} = \frac{2^{n-2}}{T}$$

Le choix d'un système dépend en pratique de ce que l'on veut faire. Il est conditionné par la valeur maximale de l'erreur tolérée jusqu'à une certaine portée. Dans tous les cas le code biorthogonal est préférable au code orthogonal puisqu'il exige une bande moitié et moitié moins de corrélateurs.

Un moyen terme peut être constitué par un code PCM redondant protégé par des digits de parité ; chaque mot est constitué par des digits d'information et des digits de parité qui permettent de détecter et même de corriger certaines erreurs particulières à l'intérieur du mot. Le principe de la protection contre le bruit est donc différent de celui qu'utilisent les codes orthogonaux. Mais, comme pour ceux-ci, il entraîne une augmentation de bande par rapport au PCM non redondant.

Les courbes des figures 8, 9 et 10 permettent de calculer le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur en fonction de la valeur de p_m désirée. Rappelons que ces courbes supposent que la phase de référence est théoriquement connue sans erreur quelle que soit la valeur du rapport signal/bruit. En pratique il faut s'assurer que la valeur du rapport S/N calculée est suffisante pour pouvoir restituer physiquement la phase de référence avec une erreur qui perturbe de façon négligeable la valeur de p_m correspondante. Dans le cas contraire il convient d'augmenter le rapport S/N calculé jusqu'à atteindre la valeur qui assure la réalisation de la condition précédente.

ANNEXE I

DÉFINITION DU COEFFICIENT β

Le coefficient β permet de comparer quantitativement des systèmes de communication utilisant un canal perturbé par du bruit gaussien à densité spectrale uniforme. C'est le cas des télémesures spatiales.

Il est défini par le rapport :

$$\beta = \frac{\text{Energie minimale reçue par bit d'information transmis}}{\text{Densité spectrale de bruit}}$$

Le numérateur dépend du canal, de la modulation utilisée et de la façon dont la détection est faite. Il en résulte un taux d'erreur déterminé duquel dépend le taux effectif de transmission de l'information.

Dans les cas étudiés on a supposé que le message arrivait sur les corrélateurs sans déformations. Les erreurs à la détection résultent donc uniquement du bruit additif.

Si E est l'énergie moyenne reçue par mot — resp.

par digit — et R' le taux de transmission de l'information exprimé en bit par mot — resp. par digit — on a :

$$\beta = \frac{E}{2\varepsilon^2} \cdot \frac{1}{R'}$$

ε^2 = Densité spectrale du bruit (spectre symétrique).

C'est la formule utilisée pour calculer β .

La formule de SHANNON permet de calculer la limite inférieure de β . En effet le taux R (en bit/s) obéit à l'inégalité :

$$R \leq B \log_2(1 + S/N)$$

B = bande du canal

S = puissance moyenne de signal reçue

N = puissance moyenne de bruit reçue.

L'égalité peut être théoriquement obtenue, pour une probabilité d'erreur arbitrairement faible, en utilisant un codage complexe idéal dit de Shannon.

On en déduit :

$$\beta \geq \beta_{\text{lim}} = \frac{B}{R} \left[2^{R/B} - 1 \right]$$

La valeur minimale, obtenue pour un canal de bande infinie est $\beta_0 = \log_2 e = 0,693$.

La courbe représentant β_{lim} en fonction de B/R est tracée sur la figure 11. Elle permet, B et R étant connus, de comparer le β réel calculé pour une probabilité d'erreur négligeable et le β limite. L'efficacité du code utilisé par rapport au code idéal de SHANNON peut être mesurée par le rapport $e = \beta/\beta_{\text{lim}}$.

ANNEXE II

STATISTIQUE DES ÉCHANTILLONS À LA SORTIE DES CORRÉLATEURS

1. Variance du bruit

Supposons que $s_i(t)$ soit le mot reçu contaminé par le bruit $n(t)$.

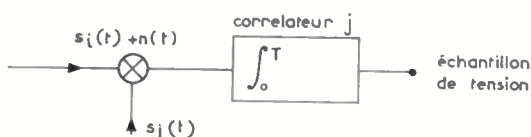


FIG. 12.

L'échantillon V_j à la sortie du $j^{\text{ème}}$ corrélateur est :

$$\begin{aligned} V_j &= \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt + \int_0^T n(t)s_j(t)dt \\ &= \int_0^T n(t)s_j(t)dt = X_j \end{aligned}$$

L'échantillon V_i à la sortie du $i^{\text{ème}}$ corrélateur est :

$$V_i = \int_0^T s_i(t)s_i(t)dt + \int_0^T n(t)s_i(t)dt = E + X_i$$

Les X_i sont des variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle.

La variance $\sigma_{x_i}^2$ de X_i s'exprime par :

$$\sigma_{x_i}^2 = \int_0^T \int_0^T R_n(t_1 - t_2) s_i(t_1) s_i(t_2) dt_1 dt_2$$

$R_n(t_1 - t_2)$ est la fonction d'autocorrélation du processus $n(t)$.

1^{er} cas : $n(t)$ est un bruit blanc, non corrélé :

$$R_n(t_1 - t_2) = \varepsilon^2 \delta(t_1 - t_2)$$

$$\sigma_{x_i}^2 = \varepsilon^2 \int_0^T s_i^2(t) dt = \varepsilon^2 E$$

Les variables aléatoires X_i ont toutes la même variance $\sigma_{x_i}^2$ avec :

$$\sigma_{x_i}^2 = \varepsilon^2 E$$

2^e cas : $n(t)$ est gaussien, à bande limitée.

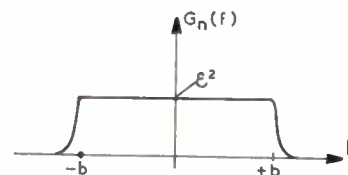


FIG. 13.

On suppose que la distribution spectrale $G_n(f)$ du processus $n(t)$ est uniforme dans la bande $[-b, +b]$ et nulle à l'extérieur. La fonction de corrélation n'est plus une distribution de DIRAC.

Le théorème de WIENER-KINTCHINE permet d'écrire :

$$R_n(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_n(f) e^{+2i\pi f(t_1 - t_2)} df$$

d'où en permutant les signes d'intégration, ce qui est licite :

$$\begin{aligned}\sigma_{x_i}^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} G_n(f) \left[\int_0^T s_i(t_1) e^{+2i\pi f t_1} dt_1 \right] \cdot \\ &\quad \left[\int_0^T s_i(t_2) e^{-2i\pi f t_2} dt_2 \right] df \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} G_n(f) |S_i(f)|^2 df \\ S_i(f) &= \int_0^T s_i(t) e^{-2i\pi f t} dt\end{aligned}$$

d'où :

$$\sigma_{x_i}^2 < \varepsilon^2 \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(f)|^2 df = \varepsilon^2 \int_0^T s_i^2(t) dt = \varepsilon^2 E$$

La variance des variables aléatoires X_i est plus petite que pour un bruit non corrélé. Cependant, dans le cas où les bandes sont suffisamment larges pour ne pas déformer le message video, on peut faire l'approximation :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G_n(f) |S_i(f)|^2 df \cong \varepsilon^2 \int_{-b}^{+b} |S_i(f)|^2 df \cong \varepsilon^2 \int_0^T s_i^2(t) dt$$

ce qui conduit à prendre :

$$\sigma_{x_i}^2 \cong \varepsilon^2 E$$

Les variances sont donc toutes sensiblement égales à la valeur trouvée dans le cas précédent.

2. Indépendance statistique des échantillons X_i

Considérons les variables aléatoires X_i et X_j . On a :

$$\overline{X_i X_j} = \int_0^T \int_0^T R_n(t_1 - t_2) s_i(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2$$

1^{er} cas ; $n(t)$ est un bruit blanc non corrélé

$$\begin{aligned}R_n(t_1 - t_2) &= \varepsilon^2 \delta(t_1 - t_2) \\ \overline{X_i X_j} &= \varepsilon^2 \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt = 0 \quad [\forall i \neq j]\end{aligned}$$

L'orthogonalité des signaux entraîne que les variables aléatoires X_i et X_j sont non corrélées et statistiquement indépendantes.

Dans le cas de signaux biorthogonaux la même propriété est valable puisque on n'utilise que $N/2$

corrélateurs appartenant au même ensemble orthogonal.

Ceci permet d'écrire :

$$\begin{aligned}Pr\{X_1 < E + X_i, \dots, X_{i-1} < E + X_i, X_{i+1} < E + X_i, \dots, \\ X_N < E + X_i\} &= \prod_{j \neq i} Pr\{X_j < E + X_i\}\end{aligned}$$

2^e cas ; $n(t)$ est gaussien, à bande limitée.

On peut écrire comme précédemment :

$$\begin{aligned}\overline{X_i X_j} &= \int_{-\infty}^{+\infty} G_n(f) \bar{S}_i(f) S_j(f) df \\ \left. \begin{aligned} S_i(f) &= \int_0^T e^{-2i\pi f t} s_i(t) dt \\ S_j(f) &= \int_0^T e^{-2i\pi f t} s_j(t) dt \end{aligned} \right\}\end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{aligned}\overline{X_i X_j} &= \varepsilon^2 \int_{-b}^{+b} S_i(f) S_j(f) df \neq \varepsilon^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{S}_i(f) S_j(f) df \\ &= \varepsilon^2 \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t) s_j(t) dt = 0\end{aligned}$$

Les échantillons ne sont plus statistiquement indépendants.

Cependant avec la même approximation que précédemment :

$$\int_{-b}^{+b} \bar{S}_i(f) S_j(f) df \cong \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{S}_i(f) S_j(f) df$$

et

$$\overline{X_i X_j} \cong 0 \quad (\forall i \neq j)$$

ANNEXE III

CALCUL DU SPECTRE D'UN SIGNAL ALÉATOIRE BINAIRE

1. Théorème général

Supposons que le signal aléatoire stationnaire $x(t)$ soit constitué par une suite de digits 0 et 1 de durée T_d . Soit p la probabilité de 1, $q = 1 - p$ celle de 0.

Le digit 0 est représenté par une absence de signal, le digit 1 par une fonction $h(t)$ telle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h(t) = 0 \quad t \leq -\frac{T_d}{2} \quad t \geq +\frac{T_d}{2} \\ h(t) = \text{fonction quelconque pour :} \\ -\frac{T_d}{2} \leq t \leq +\frac{T_d}{2} \end{array} \right.$$

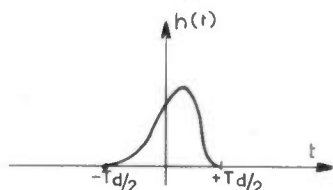


FIG. 14.

Dans ces conditions, les mots successifs ne se chevauchent pas, ce qui est essentiel pour que la démonstration soit valable.

Le calcul de la fonction d'autocorrélation $R_x(\tau)$ du signal donne :

$$R_x(\tau) = \frac{pq}{T} R_1(\tau) + \frac{p^2}{T} \left[R_1(\tau) + R_2(\tau) \right] * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - 2nT)$$

$$R_1(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)h(t+\tau) dt$$

$$R_2(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)h(t+\tau-T) dt$$

$R_1(\tau)$ est une fonction symétrique de support $[-T, +T]$ et

$$R_2(\tau) = R_1(\tau) * \delta(\tau - T)$$

La distribution spectrale s'obtient en appliquant le théorème de WIENER-KINTCHINE :

$$G_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2i\pi f t} R_x(\tau) d\tau$$

On obtient tous calculs effectués :

$$G_x(f) = \frac{pq}{T} |F(f)|^2 + \frac{p^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| F\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{n}{2T}\right)$$

$$F(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-2i\pi f t} dt$$

$$|F(f)|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} R_1(\tau) e^{-2i\pi f \tau} d\tau$$

La distribution spectrale est entièrement déterminée par la connaissance du spectre de l'impulsion $h(t)$. Elle se compose d'une partie continue et d'une partie discrète. Elle est différente du spectre qu'aurait le signal déterministe formé d'une suite alternée de 0 et de 1. Celui-ci est entièrement discret et s'écrit :

$$G_x(f) = \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| F\left(\frac{n}{2T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{n}{2T}\right)$$

Un tel signal ne véhicule aucune information d'ailleurs puisque son histoire est déterminée une fois pour toutes.

2. Spectre du signal PCM/PSK

Supposons que le signal issu du codeur A/D ne soit pas préfiltré de manière à pouvoir admettre que les impulsions sont rectangulaires. De plus elles sont équiprobables.

$$p = \frac{1}{2} \quad h(t) = 1 \quad F(f) = \frac{\sin \pi T_d f}{\pi f}$$

La formule précédente donne :

$$G_x(f) = \frac{1}{4T_d} \left(\frac{\sin \pi T_d f}{\pi f} \right)^2 + \frac{\delta}{4}$$

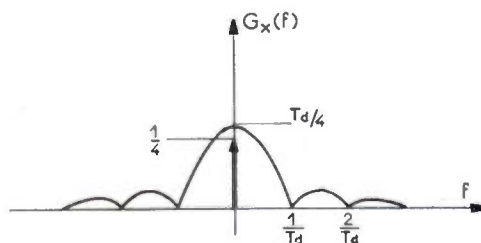


FIG. 15.

Le signal HF s'écrit :

$$s(t) = A \cos \Omega_o t [2x(t) - 1]$$

Le spectre s'en déduit immédiatement :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4} [\delta(f - F_o) + \delta(f + F_o)] * T_d \frac{\sin^2 \pi T_d f}{(\pi T_d f)^2}$$

$$F_o = \frac{\Omega_o}{2\pi}$$

Le signe * indique l'opération de convolution.

On suppose que la modulation est statistiquement indépendante de la phase de l'onde modulée ce qui n'est nullement obligatoire. Dans le cas contraire

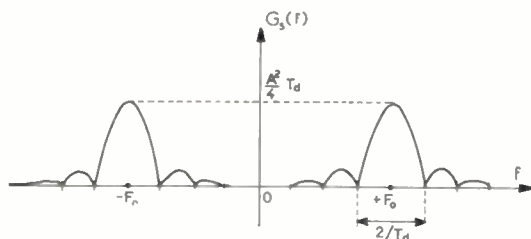


FIG. 16.

il y a un terme supplémentaire. Il faut remarquer que la porteuse n'est pas transmise.

Le canal doit avoir théoriquement une bande infinie pour passer le message sans informations. On supposera pour fixer les idées et permettre la comparaison avec les codes orthogonaux que B peut être pris de l'ordre de $2/T_d$.

3. Spectre du signal à code orthogonal ou biorthogonal

Le message vidéo se compose d'une suite de mots appartenant à un ensemble de N mots équiprobables et de durée T .

Dans le cas particulier d'un code orthogonal binaire le message est une suite de 0 et de 1 comme dans le cas précédent mais avec la différence que les mots ne sont *plus équiprobables* (le code est redondant).

Supposons toujours que les impulsions soient rectangulaires, le spectre du signal HF $s(f)$ s'écrit :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4} [\delta(f - F_0) + \delta(f + F_0)] * \left[\frac{4pq}{T_d} \left(\frac{\sin \pi T_d f}{\pi f} \right)^2 + (2p-1)^2 \delta \right]$$

Le signe * indique l'opération de convolution.

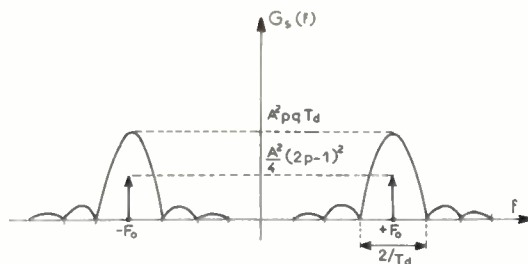


FIG. 17.

Il subsiste dans ce cas un résidu de porteuse qui disparaît pour $p = 1/2$.

On admettra de même que la bande B peut être prise de l'ordre de $2/T_d$ d'où :

code orthogonal :

$$B_{\perp} \sim \frac{2^{n+1}}{T}$$

code biorthogonal :

$$B_{bi\perp} \sim \frac{2^n}{T}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SANDERS K.W. — *PIRE*, Vol. 48, avril 1960, p. 575-588.
- [2] VITERBI A. — *IRE trans ou Space Electronics and Telemetry*. SET 8, mars 1962, pp. 16.
- [3] WOODWARD R.M. — *Probability and information theory with application to radar*. Pergamon Press, pp. 62.
- [4] WAINSTEIN L.A. ZUBAKOV V.D. — *Extraction of signals from noise*. Prentice Hall. International series on applied mathematics, 1962, pp. 139-183.
- [5] LAWTON J.G. — *Proceedings of the second national conference on military electronics*, 1958, pp. 54-61.
- [6] SHANNON C.G. — *BSTJ*, octobre 48, p. 627.
- [7] VITERBI A. — *IRE Trans ou Space Electronics and Telemetry*. Vol. SET 7, mars 1961, pp. 3-14.

ÉLECTRONIQUE POUR LES MESURES NUCLÉAIRES

PAR

D. BOCLET, G. DUCROS, J. GOUPIL

Service d'Electronique Physique — Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

L'atmosphère constituant un obstacle important dans l'étude des rayonnements nucléaires extra terrestres, il était normal de voir se développer ce type de recherches à bord des fusées et satellites et accessoirement à bord des grands ballons stratosphériques récemment mis au point. Les mesures portent en particulier sur la nature et l'origine des rayons cosmiques, la détection des électrons primaires, la localisation des couches de Van Allen, enfin la Gamma-Astronomie dont le but est de faire le bilan des rayonnements Gamma émis par différents objets célestes (étoiles, supernovae, nébuleuses, galaxies en collision, etc.) et de parvenir ainsi à une meilleure connaissance des processus nucléaires internes.

Cette dernière branche fait l'objet de recherches actives aux U.S.A. où plusieurs satellites ont été équipés en vue de la détection et de la localisation des rayons γ de moyenne et forte énergie.

En France, le premier appareil de ce type a été lancé en 1961 et plusieurs fusées ont été tirées depuis.

Cet article tente de faire le point du problème électronique posé par ces mesures.

2. Généralités

Les mesures nucléaires à bord d'engins se ramènent essentiellement à deux fonctions :

- 1° fonction comptage (information quantitative).
- 2° fonction analyse (information qualitative).

2.1. COMPTAGE

Il s'agit d'obtenir des informations sur la fréquence moyenne de répétition d'un phénomène (impulsions

provenant d'un détecteur et remplissant certaines conditions fixées à l'avance).

Dans notre cas, on se trouve en général devant une répartition statistique des événements purement aléatoire.

Il convient donc de faire une moyenne sur un nombre suffisant d'événements et pour cela stocker dans une mémoire les coups comptés.

Deux méthodes, très classiques, sont concevables :

1° Méthode « pré-comptage » : on mesure le temps nécessaire pour stocker un nombre fixe d'événements.

2° Méthode « pré-temps » : on fixe le temps de stockage et on vient lire le nombre de coups stockés dans la mémoire.

2.2. ANALYSE

Il s'agit essentiellement de l'Analyse d'Amplitude. En effet, dans le cas des rayonnements γ , en particulier, les impulsions sortant du détecteur (scintillateur + photomultiplicateur) ont une amplitude fonction de l'énergie des rayons γ qui les ont provoquées.

Il est donc possible, en traçant le spectre des impulsions, de mettre en évidence certaines raies caractéristiques de l'énergie du photon reçu et d'avoir ainsi des indications intéressantes sur le corps radioactif émetteur.

On recherche donc tout d'abord une information qualitative, pouvant être par la suite complétée quantitativement.

Deux méthodes sont concevables :

1° Transmission du signal de l'amplitude de chaque impulsion, l'opération de tri se faisant après le vol d'après l'enregistrement magnétique de la télémessure.

2° Transmission du spectre, à intervalles de temps fixés, un dispositif de tri et de stockage des impulsions dans les différents canaux étant alors nécessaire à bord.

La première méthode est la plus simple à réaliser.

Elle demande cependant une largeur de bande plus importante dans la transmission car l'information n'est pas préalablement concentrée.

La deuxième méthode, beaucoup plus coûteuse, ne peut être envisagée que pour l'appareillage à bord de satellite, ou à la rigueur à bord d'engins à tête récupérable.

3. Principes des différentes méthodes d'analyse des amplitudes

3.1. TRANSMISSION DE L'AMPLITUDE SOUS FORME « ANALOGIQUE »

(Méthode 1 — Variante A) — Voir figure 1.

en énergie permettant la recopie de l'amplitude sur un condensateur mémoire avec une dérive inférieure à 1 % pendant quelques millisecondes malgré le courant de l'ordre de $1 \mu\text{A}$ demandé par le montage reccipieur transistorisé.

Ce signal viendra moduler en fréquence une sous-porteuse qui à son tour modulera la porteuse principale (AM ou FM).

À la réception, après démodulation, le signal sera enregistré sur bande magnétique de façon à permettre une manipulation facile des résultats.

On reforme alors le signal d'origine en découpant une « tranche » brève dans le signal sortant du démodulateur. Ceci s'obtient grâce à un circuit différentiateur qui détecte le début de redescende du signal et commande à cet instant le découpage rapide, produisant de la sorte une impulsion brève dont l'amplitude est égale à l'amplitude de crête du signal après démodulation.

Cette impulsion est analysée en amplitude par l'analyseur standard 200 canaux.

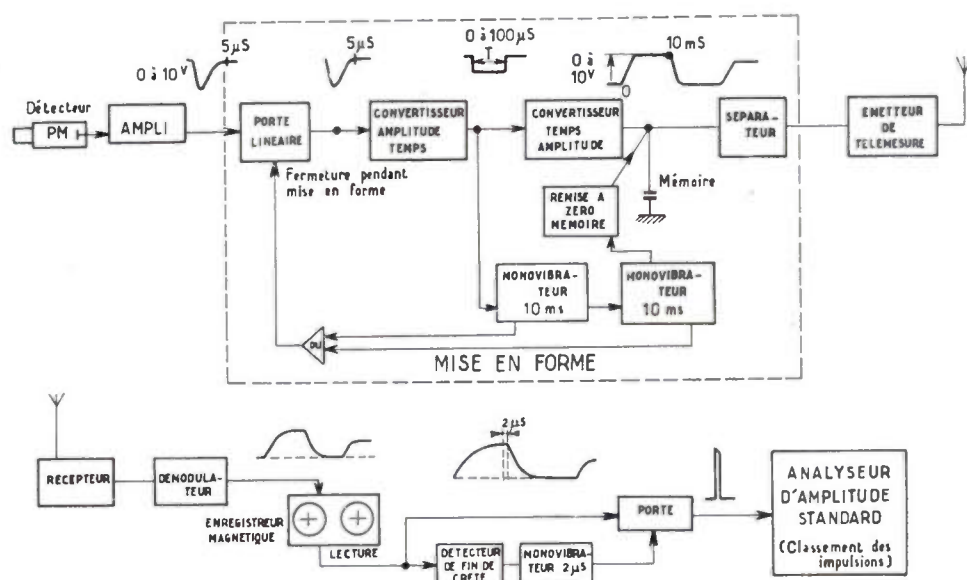


FIG. 1. — Bloc diagramme de la télémesure des amplitudes par la méthode 1 variante A.

Les impulsions en provenance de la chaîne détecteur et amplificateur linéaire, sont mises en forme pour permettre leur transmission par les télémesures normales. La mise en forme consiste à fabriquer une impulsion sensiblement rectangulaire ayant une amplitude proportionnelle à l'amplitude de l'impulsion analysée, et ayant une durée environ 1 000 fois plus grande (de quelques μs à quelques ms).

Cet allongement a été obtenu par une double conversion :

— Conversion linéaire amplitude-temps : 10 volts donnant 100 μs .

— Conversion linéaire temps-amplitude : 100 μs donnant 10 volts.

L'intérêt de ce principe malgré son apparente complexité est de procurer en fin de chaîne un grand gain

À bord de l'engin il est absolument nécessaire de prévoir une porte linéaire qui interdira le passage de toute nouvelle impulsion vers la mise en forme tant que celle-ci est occupée à allonger une impulsion antérieure.

Cette précaution permet de travailler à des taux de comptages relativement élevés sans risquer « d'empiler » les impulsions et de confondre les amplitudes.

On a pu avec ce dispositif transmettre encore de façon valable la forme d'un spectre alors qu'il y avait 10 000 Hz à l'entrée de la porte linéaire et seulement 100 Hz réellement mis en forme et télétransmis. Il est bien évident que le spectre ainsi transmis n'est plus qu'un échantillonnage du spectre réel. L'information qualitative subsiste seule lorsque les taux de comptage deviennent très élevés, mais on peut reconstituer le spectre d'origine grâce à une transmission du taux de

comptage au-dessus d'un seuil fixé, ce qui représente l'intégrale du spectre au-dessus de ce même seuil.

Ce procédé de transmission présente l'avantage d'une complexité réduite à bord de l'engin, d'une bonne linéarité, d'une bonne tenue en température et d'une faible dérive aux taux de comptages élevés (voir fig. 2).

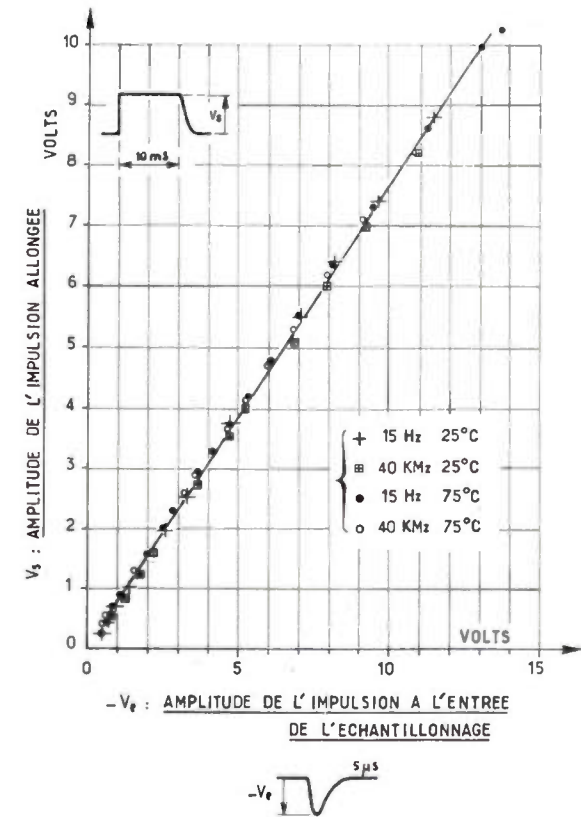


FIG. 2. — Linéarité de l'échantillonnage pour différentes températures et différentes fréquences d'impulsions à l'entrée.

La figure 3 montre un spectre de 137 Cs transmis par télé mesure pour 2 taux de comptages 100 et 10 000 C/s. La dérive du pic photoélectrique n'excède

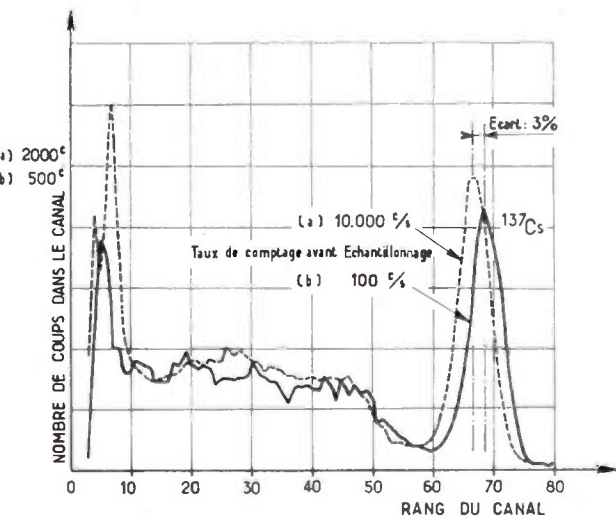


FIG. 3. — Spectre du 137 Cs après réception télé mesure.

pas 3% pour ce taux de comptage qui est beaucoup plus élevé que ceux normalement mesurés à bord.

Cependant ce système présente deux inconvénients : l'amplitude du signal est fortement affectée par le bruit de fond introduit par la liaison hertzienne lorsque les conditions de propagation ne sont pas idéales.

De plus, les risques de dérives sont nombreux, par suite des codages et décodages successifs (convertisseur amplitude-temps, temps-amplitude, modulation de fréquence, modulation d'amplitude, détection, démodulation, modulation d'une porteuse en fréquence pour enregistrement, démodulation à la lecture, découpage pour reformer l'impulsion brève, enfin analyse...).

La stabilité d'ensemble ne peut pas être meilleure que 2 à 3 %, ce qui est à la limite de la précision nécessaire à la spectrographie γ . Cette instabilité entraîne en effet un élargissement prohibitif des pics d'où impossibilité de distinguer deux émetteurs γ d'énergies voisines.

Ceci nous a conduits à étudier une variante de cette méthode.

3.2. TRANSMISSION DE L'AMPLITUDE SOUS FORME NUMÉRIQUE

(Méthode 1 — Variante B) — Voir figure 4.

Le dispositif est inchangé jusqu'au 1^{er} convertisseur (Amplitude-Temps) mais cette fois le créneau de durée $T = kV$ est utilisé pour ouvrir la porte d'un oscillateur 1 MHz dont les impulsions vont se stocker sur une échelle linéaire de 7 bistables (capacité $2^7 - 1 = 127$).

L'amplitude étant ainsi codée, on envoie sur la télé mesure un train composé :

- d'une impulsion de départ (Start).
- des 7 impulsions d'état de bistables (2 niveaux 0 ou 1).
- d'une impulsion finale, dite de parité, dont le but est de permettre une vérification de la non perturbation du signal reçu.

Cette dernière impulsion est dans l'état 1 si un nombre impair de bistables se trouve dans l'état 1, et elle est à 0 si le nombre est pair. Ainsi dans tous les trains, quel que soit le nombre transmis il y a un nombre pair de digits dans l'état 1.

Ceci permet d'affirmer que le nombre transmis est faux si la parité n'est pas correcte, mais par contre ne permet pas d'affirmer qu'un nombre transmis est à coup sûr exact, en particulier dans le cas où deux digits d'un même train viendraient à disparaître.

Cependant, si la transmission devient mauvaise, le bruit de fond engendrera des faux digits. Si 1 train sur 10 est entaché d'erreurs il y aura en moyenne 1 train sur 100 avec deux erreurs risquant de se compenser et de ne pas être signalées. Il suffira donc d'interdire l'analyse des signaux transmis lorsque le taux d'erreur dépasse une valeur fixée a priori.

L'extraction des digits de l'échelle binaire s'obtient à l'aide d'un registre de 8 bistables montés en anneau.

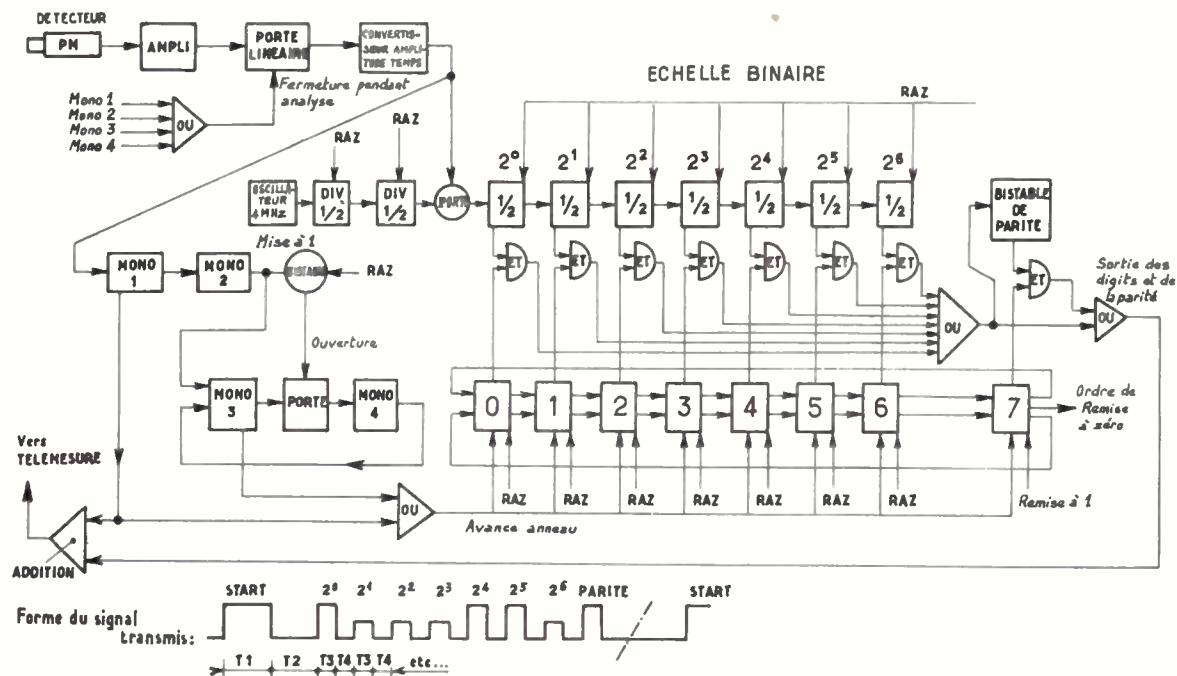


FIG. 4. — Bloc diagramme de la télémessure des amplitudes sous forme digitale.

L'état 1 se propage d'un cran à chaque impulsion envoyée sur l'anneau. Lorsqu'un bistable de l'anneau est à l'état 1, il interroge le bistable correspondant dans l'échelle binaire. Selon l'état de ce dernier une tension à 2 niveaux est envoyée sur une ligne commune vers la télémetrie.

Toutes les tensions correspondant à l'état 1 font changer l'état du bistable de parité qui au début du cycle était dans l'état 0. Ce dernier bistable est interrogé à son tour comme un bistable d'échelle.

Les circuits annexes n'ont pas été détaillés ici.

A la réception ce signal sera enregistré, et son décodage s'effectuera de façon analogue : un dispositif discriminateur de durée signale l'apparition d'un signal « start ». Un registre en anneau démarre alors et distribue successivement sur 7 bistables les états 0 ou 1 indiqués dans le signal train.

De plus, un 8^e bistable change d'état à chaque état 1 signalé dans le train. En fin de train, au moment où le 8^e bistable de l'anneau passe à l'état 1 et vient l'interroger, il doit se retrouver à l'état zéro (vérification de parité). En cas d'erreur, celle-ci est signalée et l'information correspondante annulée. Si la parité est convenable, les 7 bistables positionnés précédemment par l'anneau sont réunis en cascade par des portes et reçoivent une fréquence constante (1 MHz) qui les ramène à zéro au bout d'un nombre de périodes correspondant au nombre exprimé dans le train. Ces impulsions sont en même temps appliquées à l'analyseur d'amplitude (entrée directe numérique) qui indiquera un événement supplémentaire au canal correspondant.

L'ensemble de transmission ainsi conçu offre le très important avantage de n'introduire aucune erreur sur l'amplitude tant que les conditions de transmission sont bonnes et de signaler la plupart des erreurs au

moment où lesdites conditions commencent à devenir mauvaises. Même l'enregistrement magnétique n'affecte pas la précision.

3.3. TRANSMISSION DU SPECTRE APRÈS STOCKAGE A BORD

Cette méthode présente deux avantages très utiles pour les satellites :

1^o La bande passante de la transmission peut être très réduite.

2^o On peut choisir l'instant d'interrogation de la mémoire (télécommande ou programmation).

Ses inconvénients sont :

1^o Non-restitution du facteur temps si les intervalles de lecture sont très grands.

2^o Plus grande complexité à bord et partant coût plus élevé.

Dans ce dispositif, chaque impulsion est analysée en amplitude et classée dans le canal correspondant où elle s'ajoute aux événements qui y sont déjà stockés. Il s'agit donc d'un véritable petit analyseur avec mémoire à tores.

Pour télémétriser le spectre, on vient interroger chacun des tores affectés à un canal donné puis ceux du canal suivant, etc. Chaque état (1 ou 0) est télémétré.

Pour 32 canaux et 65 535 c/canal ($2^{16} - 1$), il faut interroger 512 tores et transmettre les 512 digits correspondants.

R.I.D.L. a réalisé pour la NASA un analyseur pour satellite dont les caractéristiques principales sont :

— 32 canaux,

- 65 535 c/canal.
- 200 transistors,
- consommation 1 watt,
- 50 000 c/s maximum,
- linéarité et stabilité $\pm 5\%$ entre -10 et $+60$ °C,
- dimensions : diamètre 20 cm
longueur 38 cm.

4. Réalisations

En 1961 nous avons réalisé un premier spectromètre pour engin Antares à quatre étages (ONERA).

La transmission des taux de comptage de 2 détecteurs et d'une voie de coïncidence étant assurée par lecture d'une échelle binaire (16 étages) à l'aide d'un commutateur tournant à vitesse constante. Cette échelle était connectée successivement sur les 3 entrées d'impulsions.

Le stockage durait 0,75 s et la lecture 0,25 s. La figure 5 montre à gauche l'échelle de comptage, à droite le dispositif de transmission de l'amplitude par allongement de l'impulsion. Dans cette application, et pour profiter au maximum des possibilités de la télémétrie, les impulsions étaient en outre distribuées sur 3 voies ayant chacune une bande passante de 400 Hz.

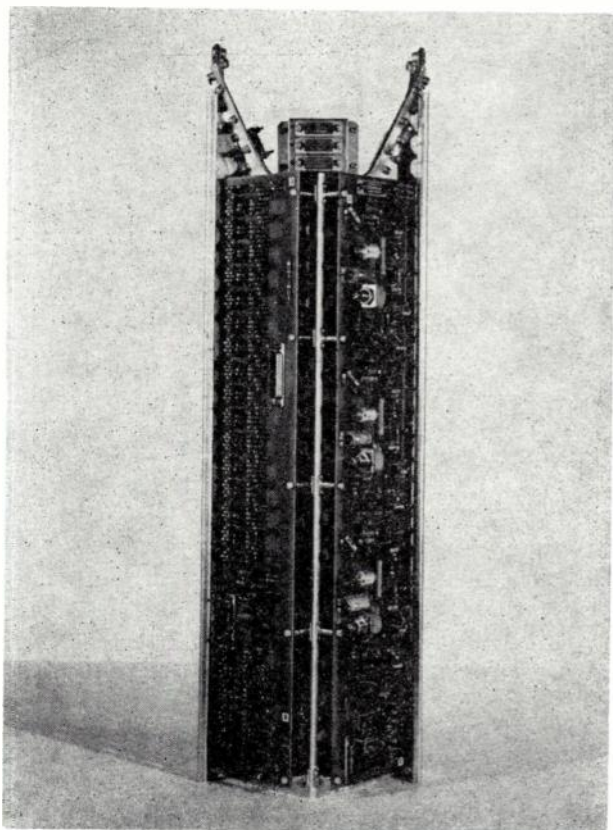


FIG. 5. — Ensemble spectrographie γ pour engin ANTARES.

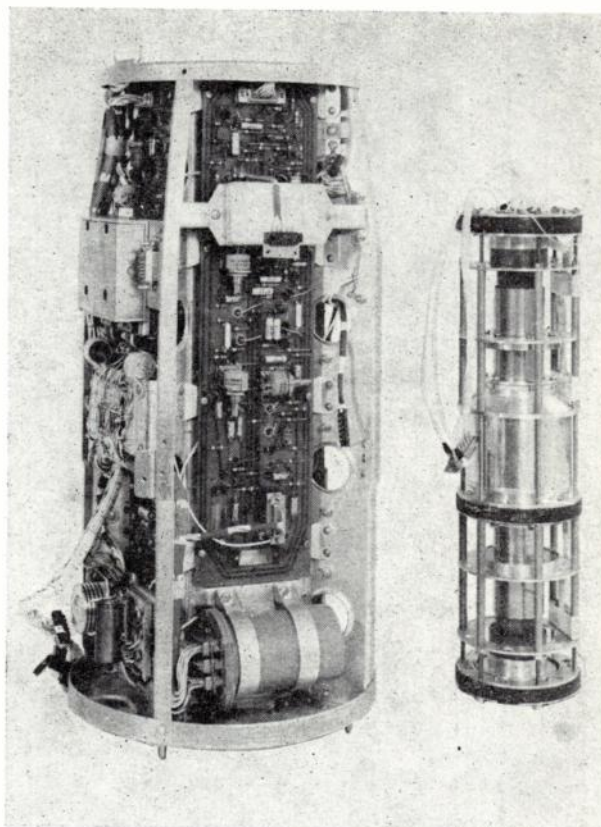


FIG. 6. — Ensemble γ pour engin Béliet.

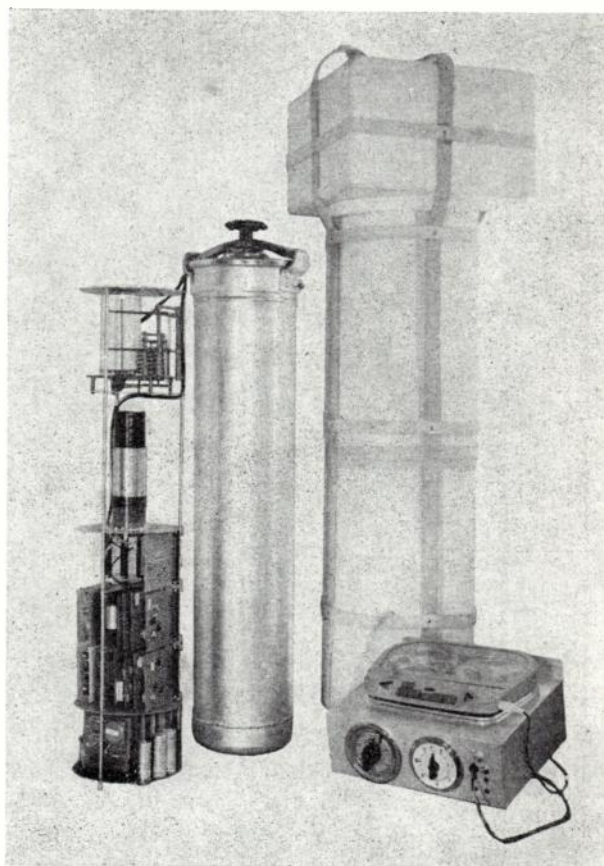


FIG. 7. — Montage d'essai pour ballon-sonde.

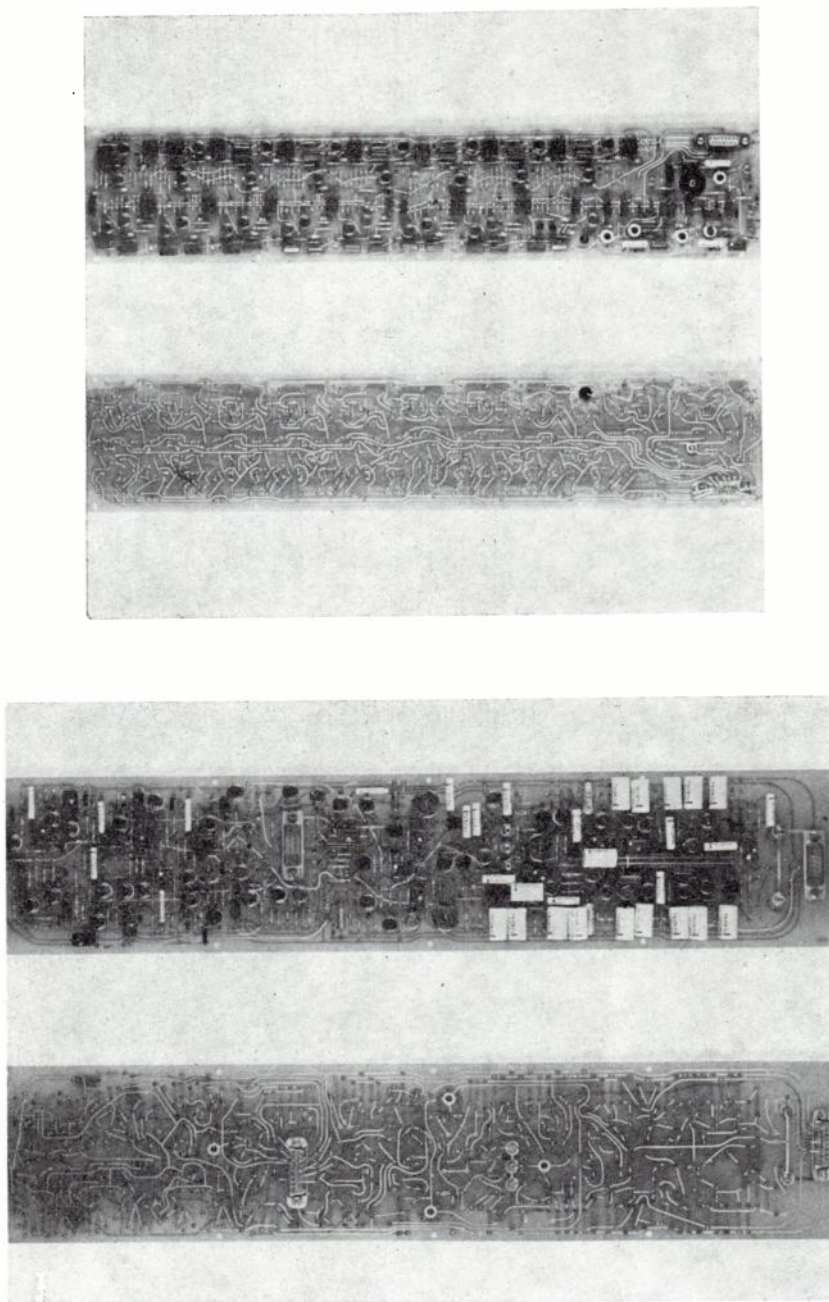


FIG. 8 (a) et (b). — Circuit de traitement numérique de l'amplitude
(dimensions 500 × 100 mm)

En 1962 nous avons réalisé un ensemble analogue (2 tirs sur engins BELIER de SUD-AVIATION).

La figure 6 montre le berceau et à son côté le détecteur (photomultiplicateur équipé d'un scintillateur NaI en anticoincidence avec un détecteur à scintillateur plastique destiné à éliminer les rayons cosmiques et autres événements indésirables).

Le détecteur est placé au centre du berceau.

Un autre appareillage, plus simple, destiné aux

ballons-sondes a été réalisé (fig. 7). Le spectre est dans ce cas enregistré à bord sur un petit magnétophone transistorisé.

Le ballon culmine pendant 2 heures à 35 km puis une minuterie largue l'appareillage qui descend en parachute et est récupéré au sol.

La figure 8 montre enfin la dernière réalisation : le dispositif de transmission numérique des amplitudes qui doit être lancé début 1963 à bord de 2 fusées VÉRONIQUE.

ÉTUDE DES ÉLECTRONS DU RAYONNEMENT COSMIQUE PAR CHAMBRE A ÉTINCELLES PORTÉE PAR BALLON STRATOSPHERIQUE

PAR

B. AGRINIER, Y. KœCHLIN, B. PARLIER

Service d'Electronique Physique — Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

ET PAR

G. BOELLA, G. DEGLI ANTONI, C. DILWORTH, L. SCARSI, G. SIRONI

C.N.R. — I.N.F.N. — Sezione Università di Milano

La radio-astronomie a démontré qu'il existait dans la bande des fréquences de 30 à 10 000 Mhz une radiation du type « synchrotron » s'étendant à toute notre galaxie [1]. Ce rayonnement tirerait son origine de l'existence d'électrons très énergiques ($> 10^8$ eV) se déplaçant dans le champ magnétique de la galaxie. D'après les observations radio-astronomiques, il semble que le spectre d'énergie de ces électrons soit semblable à celui des rayons cosmiques (protons, particules α et noyaux plus lourds). S'il n'existe pas des conditions contrariant leur mouvement au voisinage du système solaire, ces électrons devraient arriver sur la Terre et constituer une partie du rayonnement primaire.

L'estimation de leur flux peut être calculée à partir de l'intensité et du spectre de l'émission radio. Mais cette estimation dépend fortement de la valeur que l'on attribue au champ magnétique galactique, valeur mal connue et supposée de l'ordre de 10^{-6} gauss. Le flux des électrons primaires constituerait ainsi 1 % environ du rayonnement cosmique corpusculaire arrivant sur la Terre [2].

Depuis 1960 deux expériences [3, 4] ont été réalisées et il semble que l'existence de ces électrons ait été vérifiée bien que l'on ne puisse encore, à l'heure actuelle, situer leur flux qu'entre quelques % et quelques ‰.

Nos deux groupes ont projeté une première expérience en ballon stratosphérique afin de préciser la valeur de ce flux. Ce premier résultat est en effet nécessaire à la réalisation d'une expérience plus complète portée en satellite, sa programmation demandant une connaissance déjà plus précise de la limite supérieure du flux des électrons primaires.

Notre projet prévoit donc dans une première étape l'envoi par ballon stratosphérique d'une chambre

à étincelles à plaques de plomb à une altitude de 37 km (pression résiduelle de 4 g/cm²). La latitude du lieu d'envol sera assez basse, 45° environ, afin d'éviter l'incertitude possible sur le seuil géomagnétique du lieu.

Nous décrivons dans cet article les diverses composantes de l'ensemble expérimental ; nous présentons les résultats préliminaires et enfin nous donnons un aperçu des problèmes que pose le vol d'un tel appareillage en haute altitude.

Principe de l'expérience

La mise en évidence des électrons primaires dans le rayonnement cosmique pose quatre problèmes principaux :

1) L'élimination des électrons secondaires créés dans l'atmosphère terrestre :

Les électrons primaires disparaissent au cours de leur descente dans l'atmosphère terrestre et sont complètement absents du rayonnement cosmique au sol. Au contraire, le nombre des électrons secondaires provenant de la désintégration des mésons π chargés et neutres (ou encore de la création de paires par les photons gamma), augmente rapidement lorsque l'on rentre dans l'atmosphère terrestre. A 37 km par exemple, soit 4 g/cm² environ d'air résiduel, le flux des électrons secondaires de grande énergie (> 1 BeV) atteindrait déjà 13 % de l'estimation maximale du flux des électrons primaires (3 % du rayonnement total [3]). Or le caractère secondaire de ces électrons ne peut malheureusement pas être mis en évidence. Il est ainsi nécessaire de porter l'appareillage aussi haut que possible et pour cela de le rendre très léger, malgré la grande variété d'organes dont il est constitué.

2) L'obtention d'une statistique suffisante :

Puisque le but de notre expérience est d'augmenter la précision statistique des mesures, il est nécessaire de donner de grandes dimensions au détecteur et de le faire fonctionner longtemps, afin d'enregistrer le plus possible d'électrons primaires ; le flux de ceux-ci, que l'on sait très faible d'après les résultats des expériences précitées, est estimé au maximum à $30 \text{ m}^{-2} \text{s}^{-1} \text{sr}^{-1}$ [3]. Un compromis doit donc être trouvé entre la durée et l'altitude de l'observation, le poids du détecteur et son efficacité de comptage.

3) La discrimination entre les électrons et les autres constituants du rayonnement primaire :

En général, le rendement de la détection d'un électron de haute énergie, est voisin de 100 % et permet de l'enregistrer assez aisément à l'aide d'un dispositif simple. Par contre, il est difficile de distinguer un électron parmi un grand flux d'autres particules chargées frappant le détecteur ; or, au sommet de l'atmosphère, la presque totalité du rayonnement cosmique est constituée de protons.

Il est donc impératif d'éliminer du comptage le maximum de protons qui constituent à eux seuls 80 % environ du rayonnement primaire, le reste étant des noyaux lourds (principalement des particules alpha) et peut-être quelques photons gamma. On voit que l'appareillage doit comporter un ensemble de détecteurs sélectifs, utilisant au maximum les différences de comportement des particules en présence.

Les rayons gamma et éventuellement les neutrons secondaires peuvent être éliminés grâce à un système de compteurs en coïncidence qui sélectionne l'entrée d'une particule chargée dans l'appareillage. En imposant à la coïncidence la condition que la particule chargée ait une densité d'ionisation voisine de celle du minimum (pour une particule de charge $Z = 1$), on élimine les particules alpha, les noyaux plus lourds et les particules lentes.

Reste la difficulté principale : la discrimination entre électrons et protons rapides. Cette difficulté peut être résolue, soit par une discrimination de vitesse en employant un détecteur Cerenkov à gaz sous pression, soit en exploitant la différence d'interaction de ces particules avec la matière, de type purement électromagnétique dans le cas des électrons, de type nucléaire dans le cas des protons. Les électrons produisent des cascades d'électrons et de photons ou « gerbes électroniques ». Les protons produisent aussi des gerbes mais avec une probabilité beaucoup plus faible.

La chambre à étincelles nous a semblé être le détecteur le mieux approprié à la solution de ce problème d'identification des électrons parmi les autres particules cosmiques, grâce aux gerbes que les électrons peuvent développer dans les plaques de plomb de cette chambre.

4) La discrimination des électrons primaires des électrons « d'albedo rentrant » :

Une partie des électrons ainsi détectés dans la chambre à étincelles peut provenir de « l'albe-

do rentrant » : ce sont des électrons secondaires quittant l'atmosphère de l'hémisphère opposé à celui où est situé l'appareillage et acheminés sur ce dernier par le champ magnétique terrestre. Ces électrons peuvent cependant être distingués par leur énergie qui est nécessairement inférieure au seuil d'énergie géomagnétique correspondant à la latitude du vol. Il faut donc choisir une latitude où le seuil d'énergie géomagnétique est bien défini, c'est-à-dire une latitude inférieure à 50° . Il faut aussi que l'appareillage soit capable de fournir une estimation de l'énergie des électrons détectés. La chambre à étincelles doit nous permettre de résoudre ce problème.

Le dispositif expérimental

Un télescope constitué de deux compteurs à scintillations commande par sa coïncidence, le fonctionnement d'une chambre à étincelles à plaques de plomb (fig. 1). Le compteur supérieur A, par l'intermédiaire d'un circuit à deux seuils, ne déclenche que lorsqu'il est traversé par une particule au minimum de densité d'ionisation. Ainsi sont éliminées les particules lourdes qui sont très ionisantes et les protons de faible énergie, eux aussi très ionisants. Les plaques de plomb de la chambre à étincelles ont une épaisseur totalisant 30 g/cm^2 , soit 5 « longueurs de radiation », c'est-à-dire qu'un électron de haute énergie crée pratiquement toujours une cascade électronique en traversant la chambre. Cette cascade d'électrons et de photons gamma pénètre alors dans le compteur inférieur B dont le seuil est fixé de façon à ne déclencher que pour une ionisation importante, donc pour l'ensemble des particules simultanées constituant la gerbe.

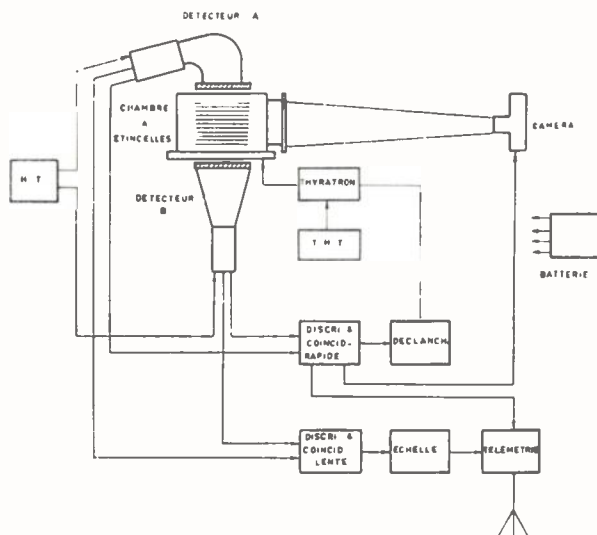


FIG. 1. — Principe du dispositif expérimental.

Une coïncidence a lieu entre les deux compteurs et l'impulsion résultante commande le déclenchement de la chambre à étincelles. Le développement de la cascade créée dans la chambre est alors enregistré sur film photographique.

Si tous les électrons primaires de haute énergie qui entrent dans la chambre à étincelles sont ainsi enregistrés, il n'en est pas de même des protons rapides, dont la majeure partie ne provoque pas de cascades dans la chambre, et ressortent de celle-ci avec une densité d'ionisation trop faible pour déclencher le compteur inférieur et par conséquent le fonctionnement de la chambre. Il y a donc élimination automatique de la plupart des protons. Cependant la longueur d'interaction nucléaire des protons dans le plomb étant de 164 g/cm², 16 % environ de ceux-ci vont interagir avec les plaques de plomb de la chambre et développer une cascade nucléaire que l'on pourrait confondre avec une gerbe d'électron primaire ; mais, à cause de la faible probabilité d'interaction, le point initial de ces gerbes se trouvera dans l'une quelconque des plaques de plomb, tandis que 63 % des gerbes créées par les électrons le seront dans la première.

En supposant le cas le plus pessimiste où l'on ne pourrait pas distinguer les gerbes créées par les électrons de celles créées par les protons, on peut cependant soustraire du total des gerbes enregistrées celles attribuées aux protons d'après le calcul effectué à partir des longueurs d'interaction. On voit dans le tableau 1 le nombre de gerbes créées dans les plaques de plomb de la chambre par les particules cosmiques. On peut remarquer que la détermination des gerbes attribuées aux électrons peut être faite avec une bonne précision si le nombre d'événements enregistrés par la chambre est grand. Nous prévoyons que dans notre expérience on pourra apprécier un flux d'électrons qui ne serait que 1 % du rayonnement total.

depuis 1960 [5, 6] et a tout de suite été utilisée autour des grands accélérateurs [7].

Le problème nouveau qui s'est présenté dans notre cas a été de rendre la chambre à étincelles capable de détecter avec une bonne efficacité des cascades comportant un grand nombre de particules. Il est d'ailleurs particulièrement important de savoir dans quelle plaque la cascade a commencé à se former.

D'autre part nous voulions savoir s'il était possible d'établir une relation entre l'énergie de la particule incidente et le nombre et la répartition des étincelles dans la chambre.

Les études que nous avons poursuivies dans ce sens ont montré qu'il était nécessaire pour cela :

1. — de remplir la chambre avec un gaz très « propre » et qui ne risque pas d'être pollué par les vapeurs provenant des différents constituants de la chambre.
2. — d'établir avec grand soin la précision et la régularité des intervalles inter-plaques.
3. — d'alimenter les plaques en haute tension par le même condensateur, la brillance des étincelles devenant fonction de la densité d'ionisation des particules qui les ont formées [8] : l'examen au photomètre des clichés d'étincelles permet ainsi d'évaluer l'énergie contenue dans la gerbe fournie par la particule primaire.

La chambre que nous avons construite (fig. 2)

Numéro d'ordre des plaques de plomb	Protons	Particules alpha	Electrons	Total
1	36	5,8	19	60,8
2	34	5,6	7	46,6
3	33	5,5	2,6	41,1
4	32	5,5	1	38,5
5	31	5,4	0,1	36,5
TOTAL.....	166	27,8	29,7	223,5

TABEAU 1. — Nombre de gerbes créées dans les plaques de plomb par les particules cosmiques pour un flux primaire de 1 000 protons, 150 particules α et 30 électrons, pénétrant dans la chambre à étincelles.

L'élimination plus complète des protons aurait pu être réalisée grâce à l'adjonction au dispositif d'un compteur Cerenkov à gaz sous pression qui permet de caractériser les électrons par le fait qu'ils ont une vitesse plus grande que celles des protons. Des raisons de simplification et de poids nous ont fait renoncer dans une première étape à ce dispositif supplémentaire.

La chambre à étincelles

La chambre à étincelles, nouvel appareil de repérage des traces de particules ionisantes est apparue

comporte 9 plaques de duralumin de surface utile 10 × 10 cm². Les deux premières et les deux dernières sont pleines et d'une épaisseur de 4 mm. Les 5 autres plaques, d'une épaisseur de 7 mm, sont évidées sur une surface de 10 × 10 cm² et remplies de plomb à 3 % d'antimoine et 3 % d'étain. L'épaisseur de l'alliage est de 5 mm dans chaque plaque, soit environ 6 g/cm².

Les plaques usinées sont rectifiées par plusieurs passes successives ; l'état de surface est alors suffisant pour assurer un bon fonctionnement de la cham-

bre bien que les défauts de planéité des plaques atteignent le $1/100^{\text{e}}$ de mm. Elles sont montées sur 4 colonnettes et espacées l'une de l'autre par des entretoises calibrées ; la distance inter-plaques est de 10 mm et l'erreur possible de $\pm 0,03$ mm.

Le boîtier (fig. 3) contient les plaques ; il est en aluminium et muni d'un hublot en verre trempé d'épaisseur 5 mm permettant de photographier les étincelles. Le passage de la connection de la haute

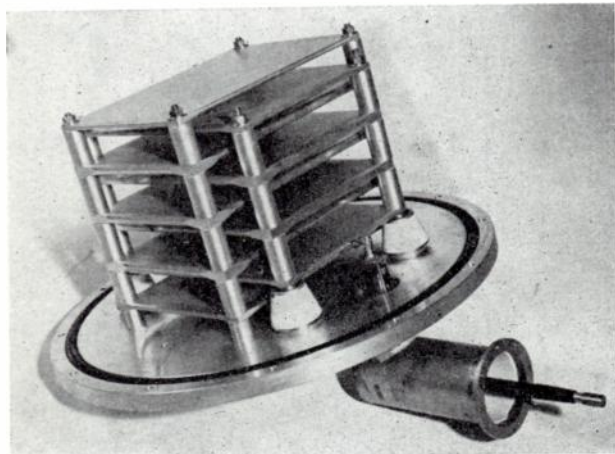


FIG. 2. — La chambre à étincelles : intérieur.

tension est assuré par une borne isolante en stéatite soudée au boîtier. Les faces du boîtier, parallèles aux plaques (sommet et fond), sont amincies à 2 mm (soit environ 1 g/cm^2). La chambre est remplie de néon plus 0,4 % d'argon à une pression de 800 mm Hg. Ces gaz sont « spectroscopiquement purs ».

L'électronique assurant le fonctionnement de la chambre comporte un circuit de déclenchement dont les éléments principaux sont un transistor OC 140 monté en avalanche, un thyatron « Edgerton HY2 » et une haute tension transistorisée réglable fournissant de 5 à 9 kV. L'ensemble est schématisé figure 4. Le thyatron a été choisi pour sa grande résistance mécanique et sa consommation relativement faible (20 watts).

L'impulsion de haute tension atteint les plateaux de la chambre quelques dixièmes de μs après que la coïncidence du télescope ait attaqué le circuit de déclenchement. Les ions créés dans la chambre par le passage de la particule demeurent présents dans le gaz suffisamment longtemps pour amorcer l'étincelle au moment de l'arrivée de l'impulsion de haute tension. Un champ de balayage des ions est appliqué entre les plaques, réduisant la mémoire de la chambre à $1 \mu\text{s}$ environ.

La stabilité de la haute tension alimentant la chambre n'est pas très critique et peut varier de 10 %. Sa

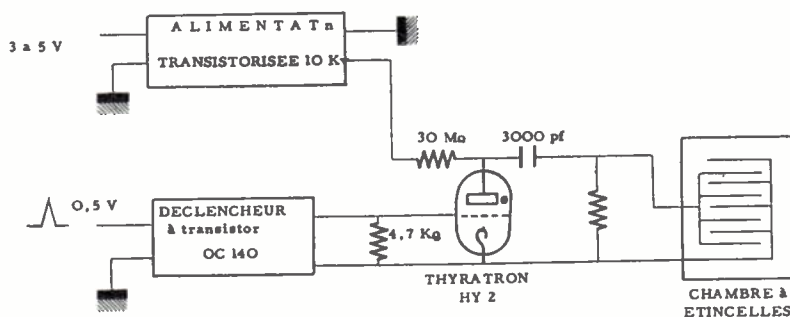


FIG. 4. — Schéma de principe des circuits de déclenchement de la chambre.

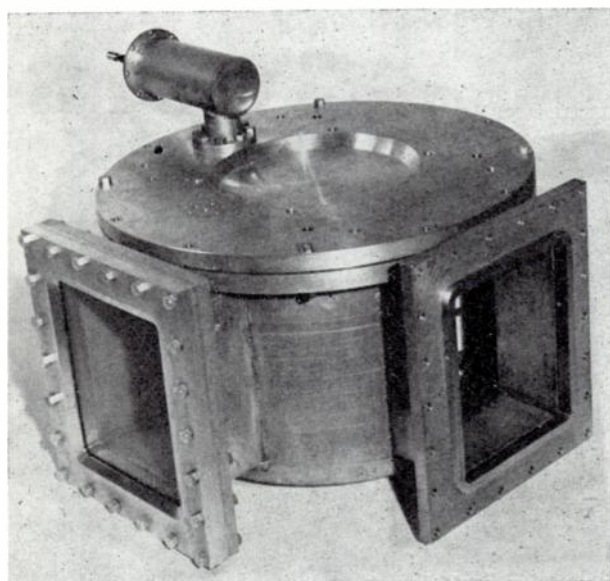


FIG. 3. — La chambre à étincelles : boîtier.

valeur est réglée en modifiant de 5 à 10 V la tension d'alimentation de la haute tension.

Ensemble du dispositif

L'ensemble du dispositif comporte, outre la chambre et son électronique précédemment décrite :

a) les compteurs à scintillations dont la coïncidence commande le fonctionnement de la chambre et l'avance de la caméra.

b) la caméra de prise de vue.

c) les circuits électroniques assurant le fonctionnement du dispositif.

d) un système de mesure de la pression résiduelle de l'air.

e) un circuit de télémétrie retransmettant au sol un certain nombre d'informations : pression résiduelle, taux de comptage des protons et des particules lourdes, nombre de clichés.

f) le bloc d'alimentation de l'électronique et de la caméra.

g) la structure mécanique permettant d'assembler les éléments entre eux.

30 m de film (3 500 photographies environ). Le diamètre des étincelles produites dans la chambre est d'environ 1 mm et la netteté des images dans toute la profondeur de la chambre est suffisante si l'objectif est ouvert à 1 : 4,5 et placé à 1,20 m du centre de la

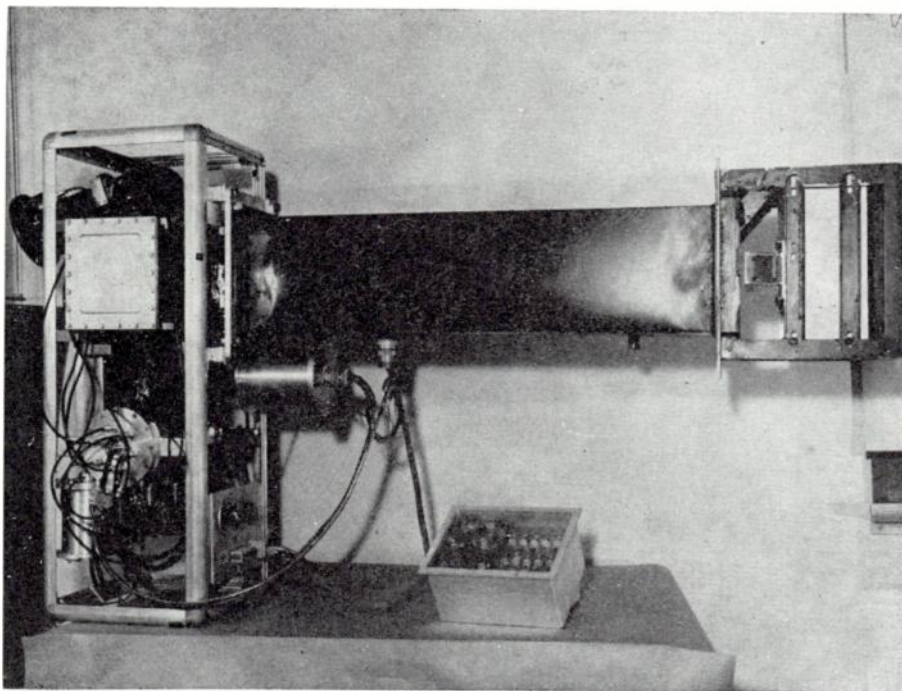


FIG. 5. — Ensemble du dispositif de mise en évidence des électrons primaires.

On voit sur la figure 5 la photographie de l'ensemble. On remarque la chambre prise entre les deux détecteurs à scintillations. Les boîtes métalliques disposées de part et d'autre contiennent les circuits électroniques dont il sera question à l'alinéa c). La caméra est fixée à la chambre au moyen d'un bras horizontal prenant appui sur la structure principale.

a) Les compteurs à scintillations comportent deux scintillateurs plastiques vus par deux photomultiplicateurs 53 AVP DARIO. Les plaques des scintillateurs sont placées de part et d'autre de la chambre : la plaque supérieure a 1 cm d'épaisseur et (10×10) cm² de surface tandis que la plaque inférieure a 3 cm d'épaisseur et (14×14) cm² de surface. Le couplage optique des scintillateurs et des photomultiplicateurs se fait au moyen de surfaces diffusantes. On remarque sur la figure 5 que le photomultiplicateur supérieur est disposé en dehors de l'angle solide d'acceptation des particules afin de diminuer autant que possible la matière traversée. La géométrie du télescope ainsi formée est de 30 cm² sr.

b) La caméra de prise de vues, de type stéréoscopique, a été réalisée spécialement pour cette expérience : deux objectifs, Leica f : 50 mm, fournissent les deux vues stéréoscopiques de la chambre. Ils sont montés entre deux systèmes à miroirs réfléchissants de façon à juxtaposer les deux vues sur le film de 16 mm. La figure 6 montre les détails de cette disposition. Le magasin de la caméra peut contenir une bobine de

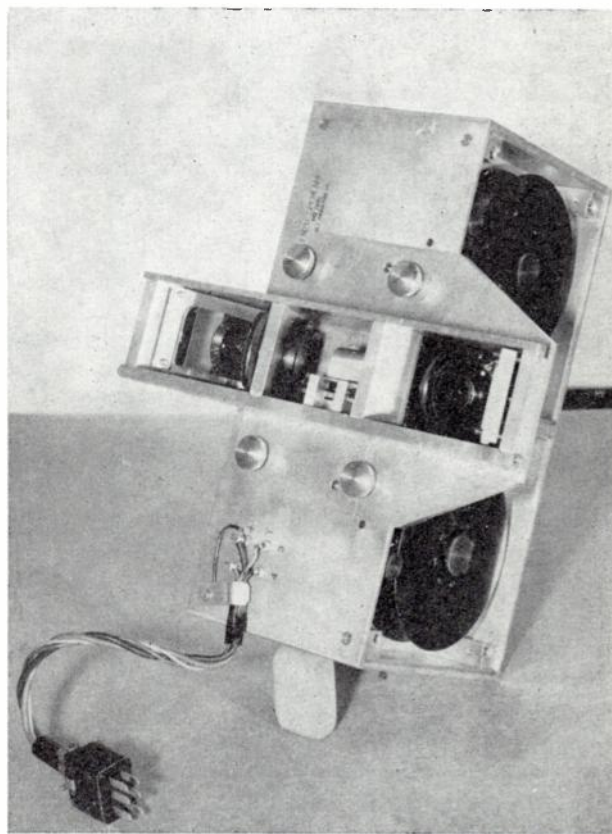


FIG. 6. — La caméra de prise de vues stéréoscopiques.

chambre. La luminosité des étincelles nécessite du film à bonne sensibilité comme le tri-X-Kodak.

c) Les circuits électroniques sont entièrement transistorisés ; la figure 7 en donne le schéma synoptique : on remarque le circuit de coïncidence rapide à diodes « tunnel » commandant l'impulsion de déclenchement de la chambre. Cette impulsion commande à son tour l'avance du film de la caméra ainsi que l'éclairement des ampoules de 4 échelles. Celles-ci totalisent les comptages des protons, des alpha, des

que le compteur supérieur a été traversé par une particule de charge $Z = 1$ au minimum de densité d'ionisation I_m . La coïncidence avec B_0 indique que le compteur inférieur a été traversé par au moins 4 particules simultanées, chacune au minimum de densité d'ionisation, ou par une particule de densité d'ionisation supérieure à 4.

Le comptage des particules alpha sera effectué par la combinaison $A_1 \bar{A}_2 B_1$ et celui des particules de charge $Z > 2$ par la combinaison $A_2 B_1$.

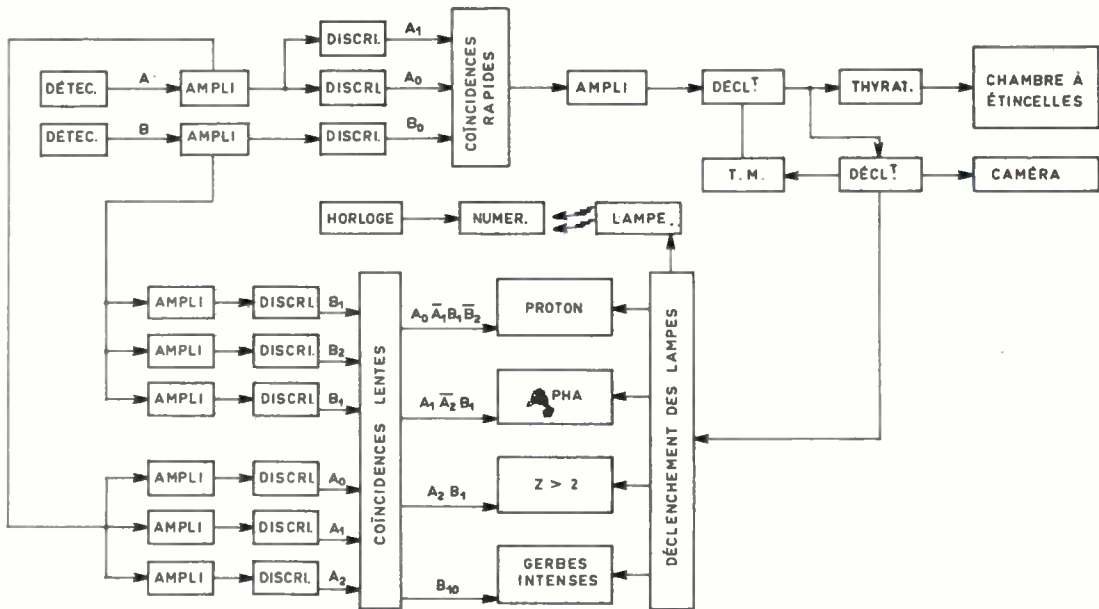


FIG. 7. — Schéma synoptique des circuits électroniques de l'ensemble.

particules de charge $Z > 2$ et enfin des gerbes très intenses. Elles sont l'aboutissement de circuits de coïncidences lentes effectuées entre différentes sorties des compteurs à scintillations. Ces sorties correspondent à des seuils réglés par rapport à l'amplitude des impulsions créées par des particules produisant des ionisations qui sont certains multiples du minimum I_m de densité d'ionisation des particules de charge $Z = 1$. Le tableau 2 fournit les correspondances.

Symbole du seuil	Densité d'ionisation en I_m
Détecteur A	A_0 0,5
	A_1 1,5
	A_2 4,5
Détecteur B	B_1 0,5
	B_2 1,5
	B_0 4
	B_{10} 10

TABLEAU 2. — Seuils de sorties des détecteurs.

C'est ainsi que le déclenchement de la chambre à étincelles sera fourni par la combinaison $\bar{A}_1 A_0 B_0$ le signe — indiquant l'anti-coïncidence. $\bar{A}_1 A_0$ indique,

Seront comptées également les gerbes très intenses correspondant à plus de 10 particules secondaires (chacune au minimum d'ionisation) traversant le compteur inférieur.

d) Le système de mesure de la pression résiduelle est constitué par deux capsules barométriques : une « basse altitude » et une « haute altitude ». D'après la courbe d'étalonnage, la capsule haute altitude fournit toute sa déviation entre 70 et 0 mm Hg d'une façon à peu près linéaire. La précision de lecture est d'environ 0,3 mm Hg. La mesure de pression est codée en lettres Morse de façon à être directement télétransmise.

e) La télémetrie, effectuée sur une fréquence de 137 MHz comporte une porteuse modulée en amplitude et des sous-porteuses modulées en fréquence (standard IRIG). Elle permet de transmettre le comptage des protons, des noyaux lourds, le nombre de déclenchements de la chambre et enfin la mesure de la pression résiduelle.

f) L'alimentation du dispositif comporte 4 batteries dans une boîte étanche : au total 5 accumulateurs de 20 Ah et 21 accumulateurs de 5 Ah. Ce sont des éléments à l'argent-zinc Andyar ayant chacun une tension de 1,5 V.

Résultats préliminaires

Après avoir réalisé les différentes composantes du dispositif et en avoir réglé le fonctionnement, on a pris et étudié des clichés de gerbes se développant dans la chambre à étincelles.

La chambre fut d'abord exposée au rayonnement cosmique au niveau du sol. La figure 8 montre un exemple des clichés obtenus : On voit que la gerbe se développe au fur et à mesure de sa pénétration dans la chambre.

Par la suite nous avons exposé la chambre au synchrotron Saturne dans un faisceau de particules π^- contaminé en électrons et analysé en moment. Nous avons enregistré des clichés à différents moments compris entre 0,5 et 1,4 BeV/c. Un compteur « Cerenkov » à gaz permettait de sélectionner les électrons parmi les π^- .



FIG. 8. — Gerbe développée dans la chambre par un électron cosmique de grande énergie.

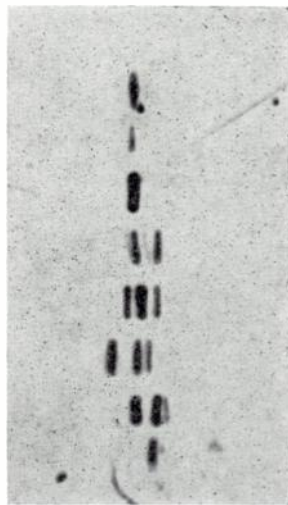


FIG. 9. — Gerbe développée dans la chambre par un électron de 1 BeV/c issu d'un faisceau du Synchrotron Saturne.

Les clichés, dont un exemple est donné figure 9, sont encore en cours d'analyse mais on peut déjà tirer plusieurs constatations : on a pu vérifier qu'au moins 60 % des gerbes créées par les électrons de l'ordre de 1 BeV/c débutent dans la première plaque de plomb, ce qui est conforme aux calculs indiqués dans le tableau 1. Enfin, on a mis en évidence qu'il existait une relation quasi linéaire entre l'énergie de l'électron créant la gerbe et le nombre total d'étincelles dans la chambre ; cette relation permettra l'estimation de l'énergie des électrons primaires détectés. Une étude détaillée des résultats de cette expérience préliminaire sera publiée prochainement.

Vol du dispositif en haute altitude

Le vol du dispositif en haute altitude pose de nombreux problèmes. Les conditions de vol sont déterminées par les impératifs expérimentaux dont nous

avons parlé au début de cet article, c'est-à-dire qu'il faut porter le dispositif à 4 g/cm² d'air résiduel (37 km d'altitude) pendant une durée de 3 heures environ. Ainsi les quelques 3 500 photographies disponibles sur les 30 m de film seront-elles prises.

Le temps nécessaire à la montée du dispositif est évalué à deux heures. L'alimentation est donc prévue pour pouvoir débiter pendant 5 heures, sauf la partie alimentant l'avance de la caméra, l'éclairage des lampes des échelles et le filament de chauffage du thyatron. Cette partie sera mise en route une fois atteint le plafond de vol, son fonctionnement n'étant pas nécessaire pendant la montée du dispositif.

Les écarts de température et la faible pression régissant à ces altitudes imposent des conditions particulières au fonctionnement tant mécanique qu'électronique du dispositif. Ce dernier a été contrôlé entre -30°C et +30°C et a donné toute satisfaction. Les différents éléments sont disposés dans des boîtes étanches au vide. La caméra est fixée dans une enceinte pressurisée à 200 g/cm² grâce à une valve tarée ; les rouages du mécanisme de la caméra sont huilés par une huile spéciale (Caltex Aircraft Hydraulic AA) et leur fonctionnement n'est pas modifié par l'effet de la basse température.

Le poids de l'ensemble étant de 70 kg environ, il est nécessaire d'employer un ballon d'au moins 30 000 m³ pour effectuer ce vol dans de bonnes conditions de plafonnement. La récupération du film étant absolument indispensable dans une telle expérience, il est impératif de retrouver le dispositif après le vol. Il a donc été prévu de faire redescendre le dispositif en parachute à un instant prédéterminé grâce à un système de coupure automatique du câble de raccord au ballon. Un émetteur fixé à l'appareillage doit permettre de retrouver le dispositif au moyen d'un récepteur goniométrique monté sur avion.

Le vol doit avoir lieu en 1963 dans le Sud de la France, à partir d'Aire-sur-l'Adour, en collaboration avec le C.N.E.S.

Projet de satellisation

Les résultats du vol en ballon vont permettre de préparer une expérience plus complète en satellite. Cette expérience présente en effet l'avantage d'éliminer les effets de la couche résiduelle de l'atmosphère. En outre le temps de collection des électrons primaires durera beaucoup plus longtemps — plusieurs mois — et permettra une très bonne statistique. Enfin, les mesures se feront à différentes latitudes ce qui permettra d'évaluer le nombre d'électrons primaires en fonction de leur énergie.

La détermination de l'effet Est-Ouest, rendue possible par l'expérience en satellite, permettra de connaître le signe dominant de la charge des électrons primaires : ce résultat est d'une très grande importance pour la connaissance de l'origine de ces électrons.

Une prédominance négative indiquerait une origine de type primaire commune avec la plupart des particules cosmiques. Une égalité des signes ou une légère prédominance positive situerait l'origine des

électrons cosmiques dans la désintégration des particules instables, produites dans les collisions nucléaires des particules cosmiques avec la matière interstellaire.

Enfin le fait que l'appareil restera en vol plusieurs mois permettra de connaître l'influence éventuelle de l'activité solaire sur le flux des électrons primaires de grande énergie.

La transformation de l'appareillage en vue de son adaptation au vol en satellite est actuellement à l'étude. En plus de son allègement et de la réduction de la consommation d'énergie électrique, la substitution de l'enregistrement photographique par la transmission téléométrique des informations fournies par la chambre à étincelles est un des problèmes principaux.

RÉFÉRENCES

- [1] SHKLOVSKY I.S. — *Cosmic Radio Waves*, Harward University Press. 1959.
- [2] GINZBURG V.L. et SIROVATSKY, *Soviet Phys. Uspeki*, **3**, 504, 1961.
- [3] EARL J.A. — *Phys. Rev. Letters*, **6**, 3, 125, 1961.
- [4] MEYER P. et VOGT R. — *Phys. Rev. Letters*, **6**, 4, 193, 1951.
- [5] HENNING P.G. — Thèse, Hamburg, 1955.
- [6] FUKUI S. et MIYAMOTO S. — *Nuovo Cimento*, **11**, 13, 1959.
- [7] SPARK CHAMBER SYMPOSIUM, *Rev. Scient. Inst.*, **32**, 5, 480-531, 1961.
- [8] AGRINIER B., KOECHLIN Y., PARLIER B. — Variation, avec la densité d'ionisation, de la brillance des étincelles dans une chambre à étincelles. *Jr. Phys. Rad.* (à paraître).

SPECTROMÉTRIE DES PROTONS D'ORIGINE SOLAIRE ET COSMIQUE PAR DÉTECTEURS SEMICONDUCTEURS

PAR

L. KOCH

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay
Service d'Electronique Physique

ET

J.-F. CRIFO

Centre National d'Etudes Spatiales
Laboratoire d'Aéronomie

1. But de l'expérience

Les rayonnements nucléaires d'origine extra-terrestre sont constitués essentiellement de protons : 86 % en période de soleil calme ; il y a 13 % de rayons α et 1 % de tous les autres noyaux.

C'est en 1917 que Jean PERRIN [1] émit l'hypothèse que la fusion de l'hydrogène en hélium constitue la source de l'énergie solaire ; les développements modernes de cette idée commencent avec les travaux fondamentaux de BETHE en 1939 [2] et les premiers résultats expérimentaux datent de 1958. C'est en effet au cours de l'Année Géophysique Internationale que fut découverte l'émission par le soleil, de protons de basse énergie (inférieure à 1 BeV ⁽¹⁾) accompagnant la plupart des éruptions chromosphériques importantes du point de vue radioélectrique [3] [4].

On sait depuis février 1956 que certaines éruptions solaires très intenses sont accompagnées de l'émission de protons de haute énergie (20 BeV ou plus) détectables au sol par la variation du flux de rayons cosmiques secondaires : mesons et neutrons surtout.

L'arrivée au voisinage de la terre de protons de faible énergie (30 à 500 MeV) a été mise en évidence par la très forte ionisation de la couche ionosphérique D qui entraîne l'absorption du bruit radioélectrique cosmique [5] et par des mesures en ballons stratosphériques à l'aide de plaques nucléaires, de compteurs GEIGER ou de chambres de WILSON.

Ces mesures ont permis de montrer que les particules émises étaient constituées de 95 % de protons et de 5 % environ de rayons α [6] (la présence de tritium a été détectée récemment [7] par le DISCOVERER XVII).

Les intensités de protons de basse énergie au-dessus de l'atmosphère peuvent atteindre 10^6 fois l'intensité cosmique normale, soit environ 10^6 protons par cm^2 et par seconde. Par exemple lors de l'éruption du 12 novembre 1960, pour une énergie moyenne des protons émis égale à 50 MeV, la dose intégrée pendant l'éruption aux frontières de l'atmosphère fut de 1850

rad, soit 3,7 fois la dose létale ⁽²⁾ pour l'homme [8] (remarquons d'ailleurs que les 2 cm d'aluminium protégeant jusqu'ici les cosmonautes multiplient cette dose par 4 environ par suite des rayons secondaires formés).

La figure 1 montre l'allure du spectre intégral (nombre de particules d'énergie supérieure à E en fonction de E) des protons cosmiques en période normale et des protons solaires lors de l'éruption du 12 mai 1960 [9].

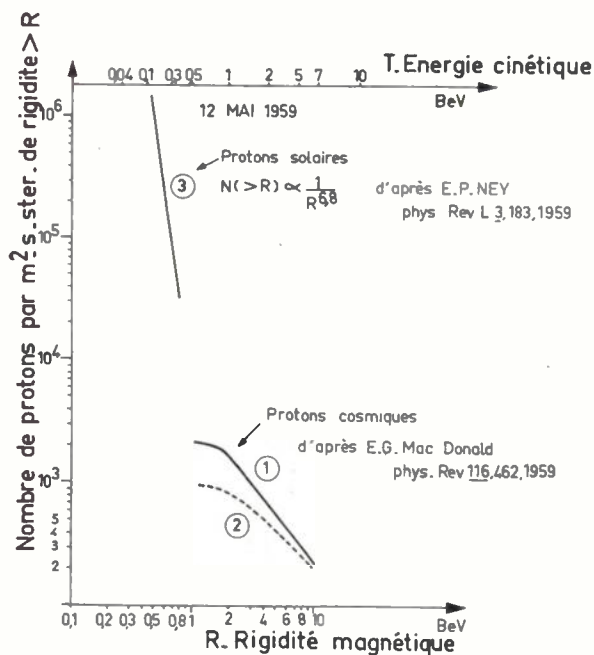


FIG. 1. — Répartition spectrale des protons cosmiques en période de soleil calme (courbe 1) et d'éruption solaire (courbe 2) et spectre des protons solaires non relativistes lors de l'éruption du 12 Mai 1959.

$$R = \frac{Cp}{Ze}$$

p : moment cinétique de la particule,
 C : vitesse de la lumière,
 Z : numéro atomique de la particule,
 e : charge de l'électron.

(2) Dose létale : c'est l'irradiation qui entraîne la mort pour 1 personne sur 2 ; elle est égale à 500 rad.

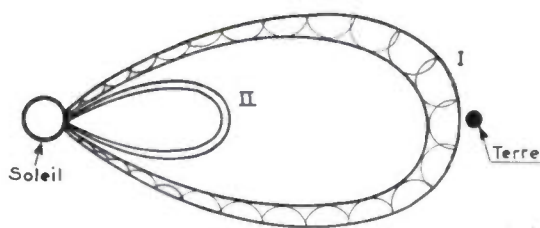
(1) 1 BeV = 10^9 eV = $1,6 \cdot 10^{-10}$ joule.

A une altitude de 30 km et dans les régions polaires, non protégées contre les protons de faible énergie par le champ magnétique terrestre, la dose d'irradiation a atteint 10^4 rad environ lors de l'éruption du 14 juillet 1959 : les quatre cinquièmes des passagers d'un avion volant à cette altitude n'auraient pas survécu au spectacle d'une magnifique aurore boréale.

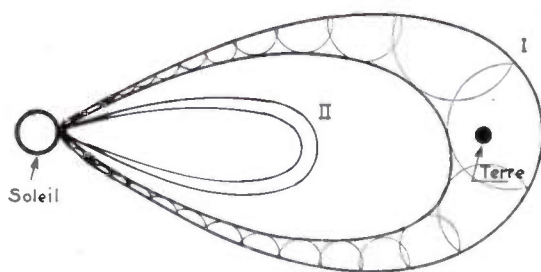
Notons enfin que les différents aspects du phénomène : durée pendant laquelle le flux reste anisotrope, valeur absolue du flux, intervalle de temps séparant l'éruption optique et l'arrivée des protons, dépendent de la localisation de l'éruption sur le soleil.

Depuis 1960 l'utilisation de sondes spatiales a montré que le soleil émettait de façon quasi-continue un plasma neutre de protons et d'électrons de faible énergie (respectivement inférieure à 10^6 et 10^3 eV). Ce plasma, appelé vent solaire, est plus ou moins accéléré dans les champs électro-magnétiques variables qui doivent caractériser les éruptions solaires et il se propage dans l'espace, accompagné de son propre champ magnétique. Celui-ci agit sur le champ magnétique terrestre en comprimant ses lignes de force, ce qui permet d'expliquer les orages géomagnétiques et la diminution du flux cosmique d'origine extérieure au système solaire, atteignant la terre (décroissance FORBUSCH), consécutifs aux éruptions solaires [10] [11].

La figure 2 montre une configuration possible du canal de plasma liant le soleil et la terre.



Plasmas successifs produits par des sursauts solaires.



Configuration 8 heures plus tard.

FIG. 2. — Canal magnétique liant le soleil et la terre pendant une éruption solaire. (D'après E.P. NEY et W.A. STEIN, juin 1962).

L'ensemble des résultats exposés ci-dessus montre qu'il est du plus haut intérêt de connaître de façon précise le flux et le spectre des protons solaires et cosmiques : d'une part pour obtenir des informations

sur la genèse des rayons cosmiques et les processus d'évolution stellaires, d'autre part, pour connaître l'irradiation susceptible d'atteindre les satellites et les avions volant à très haute altitude.

L'idée d'utiliser un spectromètre à semi-conducteurs pour atteindre ce but nous fut suggérée en 1961 par J. LABEYRIE à la suite de nos expériences sur la détection des particules relativistes dans le silicium [12] ; la précision sur la mesure de l'énergie des protons obtenue par ce procédé est très supérieure à celle atteinte avec les émulsions nucléaires et les compteurs utilisés jusque là dans ce type d'expérience.

Le projet de Saclay fut développé dès la fin de 1961 avec la collaboration du laboratoire d'Aéronomie du C.N.R.S. qui disposait d'émetteurs et récepteurs de télémesure et avait entrepris la mise au point de ballons susceptibles d'emporter quelques dizaines de kilos à une altitude de 40 km.

2. Description du dispositif expérimental

Le montage réalisé a été conçu pour l'analyse d'un rayonnement composé essentiellement de protons (95 % du flux) et présentant un spectre continu entre 30 MeV et 500 MeV au-dessus de l'atmosphère. On a donc choisi de mesurer l'ionisation spécifique d'un proton dans le silicium ou perte d'énergie par

unité de parcours $k = \frac{dT}{dx}$, T énergie cinétique, x par-

cours. La figure 3 donne les valeurs de k exprimé en MeV par g · cm⁻² de silicium en fonction de l'énergie cinétique des protons exprimée en MeV entre 30 et 200 MeV. La figure 4 donne les valeurs de la perte spécifique d'énergie la plus probable et de la perte moyenne

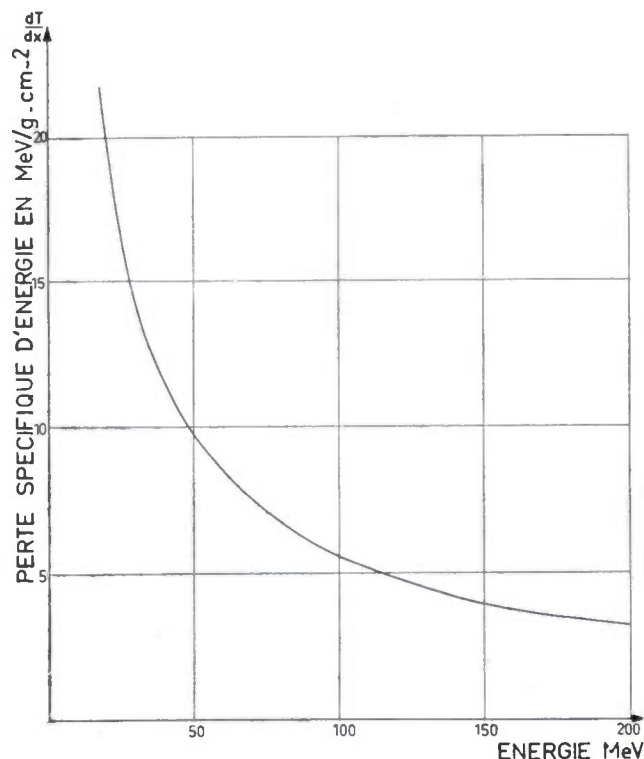


FIG. 3. — Perte d'énergie la plus probable des protons d'énergie inférieure à 200 MeV dans le silicium.

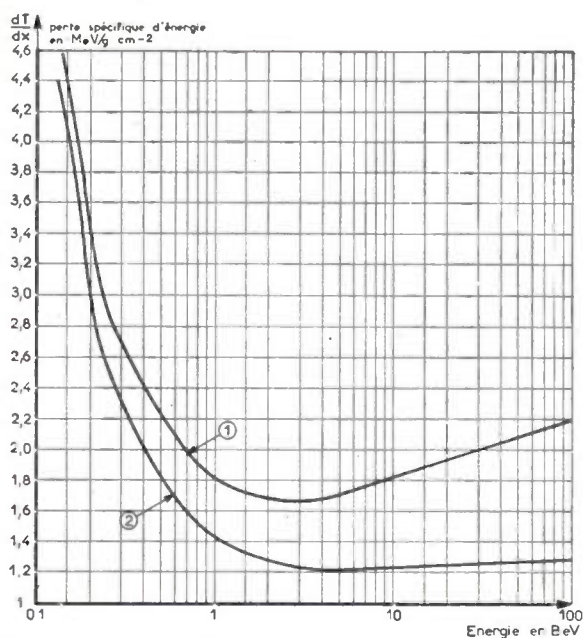


FIG. 4. — Perte spécifique d'énergie des protons dans le silicium y compris la correction de densité.

Courbe 1 : Perte d'énergie la plus probable exprimée en $\text{MeV/g} \cdot \text{cm}^{-2}$.

Courbe 2 : Perte d'énergie moyenne exprimée en $\text{MeV/g} \cdot \text{cm}^{-2}$.

pour les protons d'énergie supérieure à 100 MeV. Seules les valeurs les plus probables de k , sont accessibles à l'expérience ; on sait qu'elles sont affectées d'un écart statistique d'origine physique (effet LANDAU). Celui-ci est dû aux grands échanges d'énergie, très peu probables, entre la particule incidente et les électrons du milieu ; la largeur à mi-hauteur de la distribution

des $\frac{\partial T}{\partial x}$ qui en résulte est égale à 7 % à 20 MeV,

14 % à 50 MeV et est compris entre 23 et 28 % de

100 MeV à 500 MeV. De la mesure de $\frac{dT}{dx}$ on déduit

de façon univoque l'énergie du proton incident dans le domaine d'énergie considéré.

2.1. LES DÉTECTEURS SEMICONDUCTEURS

Ce type nouveau de chambres d'ionisation dans l'état solide est maintenant bien connu, il utilise du silicium en général de très haute résistivité (supérieure à 5 000 $\Omega \cdot \text{cm}$). Ses propriétés essentielles sont :

a) l'énergie nécessaire pour créer une paire d'ions est très faible, 3,5 eV, ce qui permet une résolution en énergie supérieure à celle des autres détecteurs connus.

b) l'absence totale de parois et la possibilité de travailler sous vide et à très basse température sont particulièrement précieuses pour l'étude du rayonnement cosmique.

c) l'encombrement réduit (moins de 1 cm^3) et l'alimentation à faible tension (60 V) et très faible courant (0,2 μA) sont également précieux.

d) l'impulsion de courant fournie aux bornes du détecteur par une particule de 1 MeV est de l'ordre de 26 μA crête et dure $2 \cdot 10^{-8}$ s environ dans les détec-

teurs définis ci-dessous (elle peut être 100 fois plus courte avec d'autres types de détecteurs en silicium).

Les détecteurs utilisés ici ont en outre l'avantage de posséder une épaisseur sensible indépendante de la différence de potentiel appliquée, dès que celle-ci est supérieure à une valeur critique, ici 25 V. Ils sont constitués d'un ruban de silicium électriquement compensé de résistivité 24 000 $\Omega \cdot \text{cm}$. sur les 2 faces duquel 2 électrodes ont été disposées par diffusion respectivement de bore et de phosphore dans le silicium ⁽³⁾.

Les porteurs de charge créés par ionisation dans la région de haute résistivité sont collectés entièrement par un champ électrique de 2 000 V/cm environ.

La figure 5 indique les dimensions et la disposition géométrique des deux détecteurs constituant le télescope.

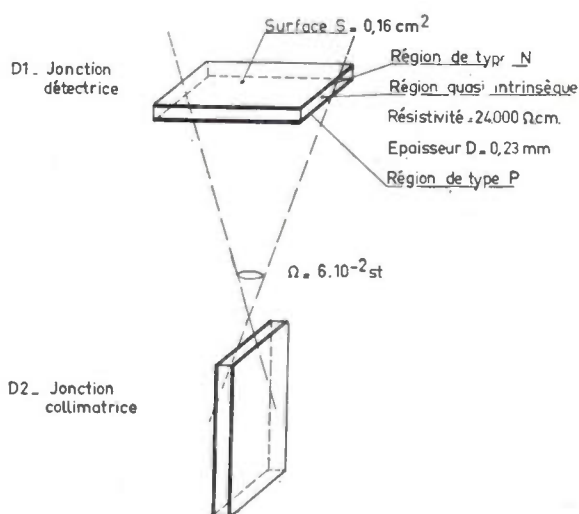


FIG. 5. — Télescope de détecteurs de silicium.

Ces dimensions sont : longueur 4,9 mm, soit 1,11 g/cm^2 , largeur 3,6 mm, épaisseur totale 0,3 mm, épaisseur intrinsèque $D = 0,23$ mm, soit 0,056 $\text{g} \cdot \text{cm}^{-2}$. Or 5 mm de silicium correspondent à l'absorption complète des protons de 28 MeV. On ne peut donc mesurer directement l'énergie totale des protons dans la gamme d'énergie définie ci-dessus avec du silicium (les protons de 500 MeV nécessiteraient 60 cm de silicium). On mesure donc la perte d'énergie par unité de parcours $\frac{dT}{dx}$ en étudiant exclusivement les protons qui

traversent la jonction NIP dans le sens de sa plus petite dimension D , c'est-à-dire sous incidence normale.

Compte tenu de l'altitude maximale que l'on peut espérer atteindre en ballon (40 km, soit 3 $\text{g} \cdot \text{cm}^{-2}$ d'air rencontré par les protons incidents) les protons détectés auront une énergie minimale au-dessus de l'atmosphère $E_m = 55$ MeV.

(3) Ces détecteurs, dits N.I.P. ont été étudiés à Saclay et réalisés par la Société Thomson-Houston en 1960.

Pour les énergies étudiées, R étant le libre parcours des protons dans le silicium, on a $D \ll R$ et par suite la perte d'énergie mesurée $\Delta T = k \cdot D$.

Afin de réduire l'erreur sur k à celle commise dans la mesure de ΔT , il faut que l'épaisseur $\Delta x = \frac{D}{\cos \theta}$ traversée soit égale à D à 1 % près. Cela impose $\theta \leq 1,4 \cdot 10^{-1}$ radian.

sur la figure 6. Les photographies montrent d'une part les deux détecteurs et leur alimentation avec le préamplificateur de charges (figure 7), d'autre part les circuits d'amplification et de coïncidence puis les circuits de codage et de télémessure (figure 8). Les impulsions de niveau très faible sont éliminées par un discriminateur à seuil bas ; le seuil est choisi égal à l'impulsion fournie par un proton de 500 MeV ; toutes les particules au minimum d'ionisation sont ainsi

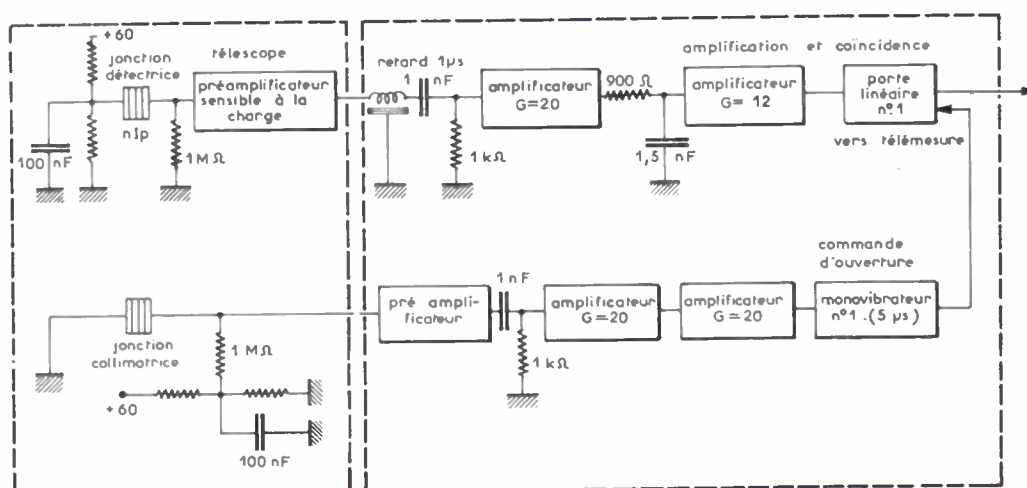


FIG. 6. — Bloc diagramme des deux voies de mesure jusqu'à la coïncidence.

L'angle solide de détection est alors $d\Omega \neq \pi \theta^2 = 6,3 \cdot 10^{-2}$ steradian, d'où l'étendue du faisceau détecté : $F = 10^{-2}$ cm² steradian. On en déduit les taux de comptage :

— en période de soleil calme : $\simeq 0,5$ proton par minute,

— en période d'éruption solaire le nombre d'événements détecté est 10^2 à 10^6 fois plus grand. Sauf pour les éruptions très fortes, un vol de plusieurs heures est nécessaire pour obtenir une précision statistique suffisante (1 %).

2.2. AMPLIFICATION DES IMPULSIONS ET COINCIDENCE

Le signal obtenu aux bornes du détecteur de mesure D_1 est constitué par la quantité de charges Q créée par la particule incidente dans le silicium. Un préamplificateur à faible bruit, comportant une capacité de contre-réaction permet de rendre le signal de sortie indépendant de la capacité du détecteur [13].

Le signal est ensuite amplifié et mis en forme par deux amplificateurs à transistors. Les constantes de temps de différentiation et d'intégration ont été prises égales à 10^{-6} s pour obtenir le meilleur rapport signal sur bruit.

Le signal de mesure est transmis lorsqu'il se trouve en coïncidence avec une impulsion provenant du deuxième détecteur ; pour cela on utilise un monovibrateur et une porte linéaire à transistors schématisés

éliminées : protons primaires ou secondaires, mesons et électrons secondaires.

Le bruit de fond des détecteurs et de l'électronique est équivalent à une perte d'énergie de 15 keV dans le détecteur de mesure, ce qui est 8 fois plus petit que la perte d'énergie d'une particule au minimum d'ionisation.

2.3. CODAGE DES INFORMATIONS ET TÉLÉMÉTRIE

Codeur

La bande passante des informations transmises par la télémessure FM/FM du standard international I.R.I.G.S.C. est au maximum 2,1 kHz : il est donc impossible de transmettre des impulsions ayant quelques μ s de durée. Le principe du codage utilisé est une conversion amplitude-durée : une impulsion d'amplitude V donne naissance à une impulsion nouvelle d'amplitude invariable et de durée $T = rV$; le rapport r est choisi tel que la précision sur la transmission de T soit de l'ordre de 1 % compte tenu de la bande passante 2,1 kHz. On a pris $r = 10$ ms/volt de façon à assurer une récurrence des signaux transmis de l'ordre de 10 Hz.

Le convertisseur, réalisé par J. GOUPIL, a été décrit en 1961 [14]. L'analyse d'une impulsion demande donc un temps T pendant lequel la porte linéaire est maintenue fermée afin d'éviter un cheva-

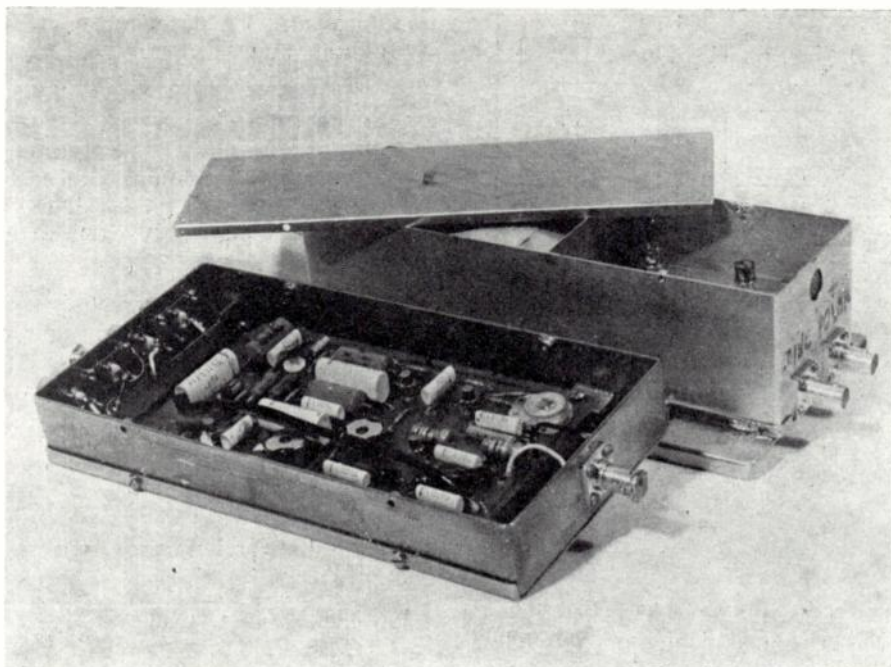


FIG. 7. — Détecteur et préamplificateur de charge.

chement des informations ; en outre, pour séparer les « créneaux de temps » transmis, la porte reste fermée pendant un temps supplémentaire fixe $\theta = 2$ ms.

Ce temps $T + \theta$ constitue un échantillonnage au hasard du spectre d'impulsions à transmettre, dès que le taux de comptage dépasse 10 par seconde.

Modulateur

On module en fréquence une porteuse de fréquence 137 MHz, par une sous-porteuse, elle-même modulée en fréquence. Cette sous-porteuse est choisie parmi les fréquences du standard I.R.I.G.S.C. pour la bande passante maximale qu'elle permet.

Cette sous-porteuse à 70 kHz est modulée en fréquence par les signaux de longueur variable issus du système codeur et les signaux provenant du manomètre [15].

Emetteur

La puissance de l'émetteur est de 150 mW, ceci permet une très bonne réception jusqu'à 300 km avec l'antenne de gain 14 dB et les filtres installés à Aire sur l'Adour par le laboratoire d'Aéronomie.

L'incertitude sur la durée du signal transmis peut atteindre 300 μ s, le temps le plus court transmissible avec une précision de 1 % est donc $T_m = 30$ ms. L'amplitude des signaux à transmettre varie par exemple de 3 à 9 Volts, la durée maximale transmise sera 90 ms, valeur pour laquelle le convertisseur amplitude-durée a encore une précision de 1 %.

La figure 9 indique le schéma du codage et de la télémesure.

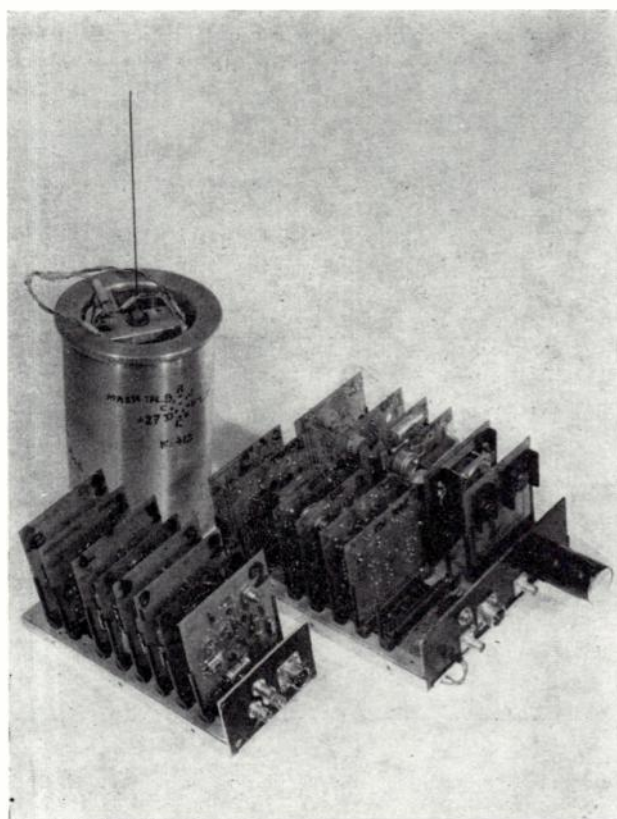


FIG. 8. — Amplificateur, coïncidence, codage et télémesure.

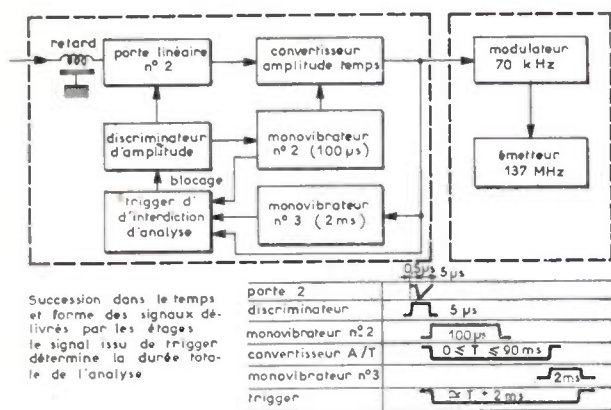


Fig. 9. — Bloc diagramme du codage et de la télémesure.

2.4. ALIMENTATION

Le préamplificateur (+ 24 V, 4 mA) et les détecteurs (+ 60 V, 0,2 µA) sont alimentés par des piles incorporées dans le même blindage. L'émetteur par suite de sa consommation relativement élevée est aussi alimenté séparément par piles (27 V, 37 mA).

Tous les autres circuits sont alimentés à partir de piles à grande capacité par une alimentation unique à transistors.

2.5. RÉCEPTION, STOCKAGE ET INTERPRÉTATION DES INFORMATIONS REÇUES

Un filtre de démodulation restitue les créneaux de temps et ceux-ci déclenchent un oscillateur étalon : on obtient ainsi une représentation digitale des impulsions qui peut alors être enregistrée sur bande magnétique si l'on désire retarder le décodage.

Le décodage est réalisé en reconstituant un spectre d'impulsions courtes qui est analysé avec un sélecteur

multicanaux. Ce décodage a été mis au point par J. GOUPIL [16].

2.6. RÉALISATION

L'ensemble de l'équipement a été divisé en quatre parties schématisées sur les figures 6 et 9, auxquelles s'ajoutent les piles 12 V, 500 mA et l'enregistreur de pression.

Tous les circuits sont réalisés sur circuits imprimés amovibles. L'isolement thermique est réalisé par des caissons en polystyrène expansé et des ballasts d'eau ralentissent le refroidissement des ensembles.

Le poids total du spectromètre est 15 kg y compris les piles d'alimentation.

3. Résultats préliminaires

3.1. TESTS D'AMBIANCE

Une fois mis au point, le spectromètre a été testé dans un caisson (4) permettant de simuler un vol réel. On a reproduit une ascension en ballon à 35 km en 2 heures (avec passage à - 70 °C), puis un plafonnement de 10 heures à - 40 °C sous 7 mm de Hg, limite de pression fournie par le caisson. Le fonctionnement a été satisfaisant mais l'isolement thermique devra être amélioré afin de pouvoir simuler un plafonnement d'au moins 24 heures sans incident.

3.2. TRACÉ DE SPECTRES DE PROTONS MONOCINÉTIQUES

On a placé le spectromètre sur le trajet d'un faisceau de protons diffusés issus du synchrocyclotron SATURNE.

(4) Ces essais ont été effectués au Laboratoire Médico-Physiologique du Centre d'Essais en Vol de Brétigny.

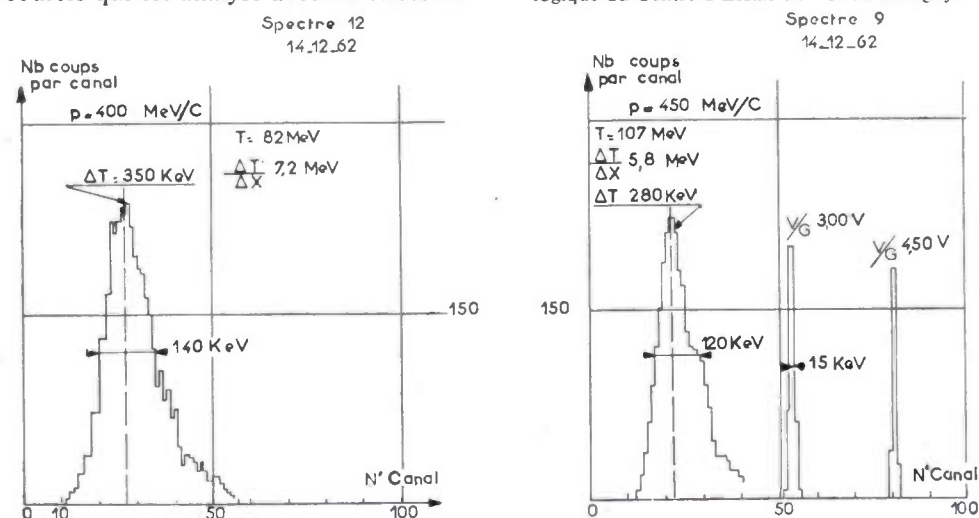


Fig. 10. — Répartition spectrale des pertes d'énergie de protons dans 0,2 mm de silicium.

p : moment cinétique du proton incident,
 T : énergie cinétique du proton incident,
 ΔT : perte d'énergie dans la jonction NIP.
 Un canal vaut 11,3 keV.

Les protons diffusés par une cible de cuivre sont défléchis dans un électro-aimant et focalisés par un quadropôle. La composition du faisceau est déterminée à l'aide de 3 scintillateurs plastiques, par discrimination sur le temps de vol des particules entre les scintillateurs, on a 90 % de protons et 10 % environ de deutons.

Des spectres ont été tracés pour différentes valeurs du moment cinétique des protons comprises entre 350 et 700 MeV/c ce qui correspond à une énergie cinétique comprise entre 60 et 210 MeV.

La figure 10 montre la répartition spectrale des pertes d'énergie dans le détecteur NIP pour les protons de moment cinétique 400 et 450 MeV/c. Les pertes d'énergie les plus probables dans le détecteur sont respectivement 350 keV et 280 keV. La répartition spectrale des impulsions d'étalonnage V_G issues d'un générateur donne une mesure des fluctuations dues au détecteur et aux amplificateurs : on trouve 15 keV.

On a vérifié que les amplitudes des maximums des différents spectres étaient proportionnelles à 2 % près aux pertes spécifiques d'énergie des protons dans le silicium [17].

La largeur à mi-hauteur des spectres obtenus est supérieure de 15 % environ à la largeur théorique par suite de la présence des deutons et de l'insuffisance du comptage ; le bruit de fond des détecteurs et de l'électronique n'intervient que pour 10 % dans cette largeur.

Le domaine d'énergie où la spectrométrie est possible s'étend de 20 à 500 MeV avec les définitions suivantes en énergie :

5 % jusqu'à	50 MeV
10 % »	200 MeV
20 % »	400 MeV
35 % »	500 MeV

Le domaine d'énergie où la détection simple est possible est très étendu : on voit les protons au minimum d'ionisation et vers les basses énergies on est limité à l'énergie du proton arrêté par 0,2 mm de silicium soit 5 MeV.

4. Développements de cette expérience : Mesure de la composition du rayonnement cosmique en satellite

La mise au point récente, due à J. MESSIER [18], d'un silicium de très haute résistivité par transmutation nucléaire doit nous permettre en 1963 de remplacer les détecteurs actuels par des détecteurs de plus grande dimension. Cela doit améliorer à la fois la sensibilité et la précision de la mesure et étendre le domaine d'énergie accessible à 1 BeV environ.

Utilisé pour mesurer l'énergie des protons, un détecteur de silicium de 2 mm d'épaisseur donne un rapport signal/bruit égal à 3 % jusqu'à 400 MeV et à 10 % jusqu'au minimum d'ionisation. Ce sont les fluctuations de perte d'énergie d'origine physique qui limitent alors la précision de la mesure, comme nous l'avons vu au paragraphe 2.

Par ailleurs, le taux de comptage des coïncidences doit pouvoir être mesuré et transmis grâce à une seconde voie de télémessure utilisant par exemple la fréquence de 3,4 kHz du standard IRIGSC.

On projette d'envoyer en fusée cette version améliorée du spectromètre actuel pour déterminer le spectre d'énergie des protons solaires émis lors d'une éruption, dès le début du phénomène ; en effet l'utilisation d'une fusée doit permettre de gagner au moins 5 heures par rapport au lancement d'un ballon.

Compte tenu de la perte d'informations imposée par la télémessure, la précision sur le spectre sera encore de 3 % si la durée de la mesure en fusée atteint au moins 5 minutes, cela nécessite donc une séparation de la charge utile au sommet de la trajectoire et sa redescende en parachute.

Cette expérience doit permettre d'étudier la variation du flux et de l'énergie des protons en fonction du temps, ce qui est indispensable pour comprendre les mécanismes d'injection et de stockage des protons dans les champs magnétiques du système soleil-terre.

Bien entendu ces mesures doivent être corrélées à des mesures optiques, magnétiques et radioélectriques.

Enfin la satellisation d'une telle expérience serait d'un grand intérêt, associée à une expérience basée sur le même principe et qui doit permettre une analyse de la composition du rayonnement cosmique lourd (spectrométrie de numéro atomique). La figure 11 indique la précision que l'on espère obtenir dans la détermination du numéro atomique [19].

On voit que cette méthode permet de mesurer le numéro atomique Z à quelques unités près jusqu'aux Z les plus élevés.

Par suite de la simplicité de leur principe de détection, ces expériences sont facilement miniaturisées et semblent particulièrement adaptées aux premiers satellites qui doivent être lancés en 1967 par le C.N.E.S.

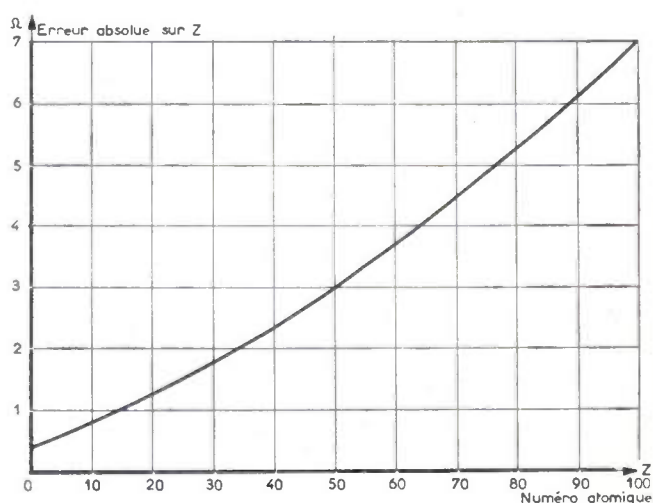


FIG. 11. — Erreur absolue sur la détermination du numéro atomique par mesure $\frac{\partial V}{\partial x}$ dans le silicium, en fonction du numéro atomique.

Courbe 1. Perte d'énergie la plus probable exprimée en MeV/g.cm

BIBLIOGRAPHIE

- [1] PERRIN J. — Œuvres scientifiques. Editions du CNRS.
- [2] BETHE. — *Phys. Rev.*, 55, 103, 434, 1939.
- [3] ANDERSON K.A. — *Phys. Rev.*, 111, 1397, 1958.
- [4] ANDERSON K.A. et al. — *J. Geophys. Research*, 64, 1133, 1959.
- [5] BAILEY D.K. — *J. Geophys. Res.*, 62, 431, 1957.
- [6] FRIER P.S. et al. — *J. Geophys. Res.*, 66, 2529, 1961.
- [7] FITCHEL C.E., GUSS D.E. — *Phys. Rev. Lett.*, 6, 495, 1961.
- [8] CURTIS H.J. — The biological effects of heavy cosmic ray particles 3^e Symposium International de Sciences Spatiales., COSPAR Washington D.C., mai 1962.
- [9] NEY E.P., WINCKLER S.R. — *Phys. Rev. Lett.*, 3, 183, 1959.
- [10] CHAPMAN S., FERRARO V. — *Terr. Mag. et Atmosph. Electr.* 45, 245, 1940.
- [11] PARKER E.N. — *Astrophys. J.*, 133, 1014, 1961.
- [12] KOCH L., MESSIER J., VALIN S. — International Symposium on Nuclear Electronics I., p. 465. Belgrade, mai 1961.
- [13] ROUX G. — Rapport CEA en cours de publication. Intern. Atomic Energy Agency, Vienne 1962.
- [14] GOUPIL J. — International Symposium on Nuclear Electronics I, Belgrade, mai 1961.
- [15] NIZOU. — Rapport non publié. Laboratoire d'Aéronomie du CNRS.
- [16] GOUPIL J. — Article dans ce même numéro de l'*Onde Electrique*.
- [17] CRIFO J.F. — Diplôme d'Etudes Supérieures, Paris 1963.
- [18] MESSIER J. — Comptes Rend. Acad. Sciences, 1962.
- [19] MESSIER J., DOMINGO V. — Rapport CEA (1961) non publié.

QUELQUES APPLICATIONS DES MASERS OPTIQUES A LA RECHERCHE ET AUX TECHNIQUES DE L'ESPACE

PAR

G. BROUSSAUD

C.S.F. - Compagnie Générale de T.S.F.

1. Généralités

Jusqu'à ces dernières années, l'extension du spectre radioélectrique vers les courtes longueurs d'onde s'est effectuée de façon progressive et continue. Avec les performances récentes de « carcinotrons » capables de fournir des puissances de l'ordre du milliwatt aux alentours de 400 GHz ($\lambda \sim 750 \mu$) les domaines de la radioélectricité et de l'optique étaient séparés moins par l'échelle des longueurs d'onde que par la possibilité de disposer ou non de générateurs cohérents. L'apparition des masers optiques, ou lasers, est venue bouleverser cet état de choses et le bond accompli est si considérable (tant dans le domaine des longueurs d'onde que celui des puissances) que l'on peut se demander si l'outil dont on va disposer au cours des années à venir ne va pas devancer les applications qu'il permet.

Depuis plusieurs mois, l'accent est mis un peu partout sur les possibilités offertes par le maser optique dans le domaine des télécommunications spatiales. Il en existe beaucoup d'autres ne serait-ce que ceux, nombreux, de la recherche fondamentale.

Nous nous limiterons ici aux applications possibles dans la recherche et la technologie spatiales, compte tenu non pas des performances actuelles des lasers déjà réalisés, mais de celles qu'il nous est permis d'espérer pour un proche avenir.

2. Ordre de grandeur des phénomènes fondamentaux

2.1. PROBLÈMES PROPRES A L'ÉMISSION

2.1.1. On sait que la directivité maximale du pinceau rayonné par un projecteur d'onde éclairé par une source incohérente est limitée en pratique par la surface de la source. Si l'on dispose au contraire

d'une source d'énergie cohérente on peut alors (et quelles que soient les dimensions de cette source) construire une optique dont la directivité n'est plus limitée que par les phénomènes de diffraction (fig. 1).

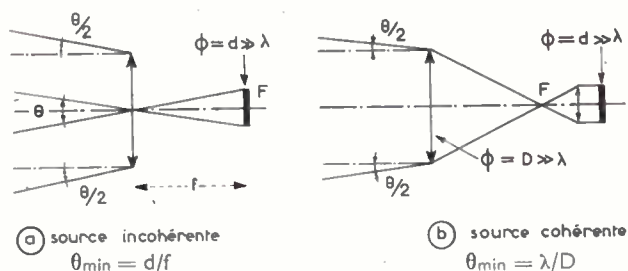


FIG. 1.

Il en résulte une concentration énergétique, beaucoup plus grande ; d'autant plus grande à encombrement donné de l'optique, que la longueur d'onde utilisée sera plus faible.

2.1.2. C'est ici que l'on peut apprécier le progrès énorme que constitue la découverte du maser optique. Considérons par exemple 2 projecteurs d'onde qui représentent chacun dans leur domaine, l'état ultime de la technique actuelle.

a) Le miroir parabolique de 50 pieds du Naval research laboratory de Bellevue (U.S.A.) utilisable jusqu'à 35 000 MHz.

b) Le miroir parabolique de 200 pouces du Mont Palomar (U.S.A.) utilisable jusqu'à 10^{15} , 10^{16} Hz, tous deux supposés éclairés par une source cohérente de 1 W seulement.

On trouve [1] par un calcul classique :

	Miroir A	Miroir B
— diamètre.....	15 m	5 m
— longueur d'onde	8 mm	0,5 μ
— gain par rapport à la source isotrope	75 dB	152 dB
— densité énergétique dans l'axe	W/st. $2,8 \cdot 10^6$	$127 \cdot 10^{12}$

2.1.3. Ces chiffres appellent néanmoins une remarque car ils ont été obtenus au moyen de formules théoriques valables *seulement* si la surface des miroirs coïncide avec le paraboloïde théorique. En réalité, il ne peut pas en être rigoureusement ainsi, et la surface réelle la mieux construite diffère de la surface idéale d'un écart ε qui est une fonction aléatoire des coordonnées du point considéré.

Il en résulte sur le diagramme de rayonnement une perte du gain dans l'axe accompagnée d'un accroissement du niveau de lobes secondaires ainsi que d'un élargissement (le plus souvent minime) du lobe principal.

On montre alors [2] que si ε_0 représente la tolérance de fabrication ⁽¹⁾ du miroir, le gain maximal que l'on tirera d'un réflecteur de diamètre D ne peut en aucun cas dépasser la limite :

$$G^{dB} = -8 + 2 \log \frac{D}{\varepsilon_0} \quad (1)$$

Si l'envergure du miroir dépasse 6 ou 8 mètres (cas des ondes centimétriques ou millimétriques) l'écart ε_0 croît nécessairement avec D ne serait-ce qu'à cause des dilatations thermiques incontrôlables de sorte que le gain se trouve limité en pratique à des valeurs de 70 à 75 dB environ ($\varepsilon_0 \sim 10^{-4} D$). Si l'envergure du miroir est inférieure à 2 ou 3 mètres, des précautions supplémentaires peuvent être prises pour conserver une valeur constante (de l'ordre du 1/10 de micron pour le miroir du mont Palomar) d'où une borne supérieure au gain beaucoup plus élevée que dans le cas précédent ⁽²⁾ (150 dB par exemple).

Signalons enfin que les fluctuations de l'atmosphère peuvent constituer une limitation supplémentaire aux performances des projecteurs d'ondes, limitation d'autant plus sensible que la pupille de sortie (comptée en longueurs d'onde) est elle-même plus grande. C'est ainsi que le pouvoir séparateur utilisable du télescope du Mont Palomar est inférieur d'un facteur 10 à celui de l'instrument proprement dit [3].

2.1.4. Les modulateurs de lumières : parmi les nombreux systèmes proposés à cet effet il en est deux dont l'efficacité a été vérifiée jusqu'à des fréquences de modulations très élevées.

Le premier utilise l'effet de biréfringence contrôlée électriquement dans le nitrobenzène (cellule de Kerr) ou le KDP (cellule de Pockels). Ce dispositif [4] provoque sur l'onde qui la traverse une modulation de phase qu'il est possible de transformer en modulation d'amplitude par un système approprié de polariseurs et de lames quart d'onde.

Le second système utilise l'effet de polarisation rotatoire magnétique (effet Faraday) d'un grenat d'yttrium [5], [6] dont la transparence est bonne entre 1 et 10 μ environ. L'effet produit est une modulation du plan de polarisation de l'onde transmise ; la modulation d'amplitude est obtenue en disposant un polariseur à la suite du grenat d'yttrium.

Dans tous les cas la principale difficulté est le contrôle des puissances élevées, ne serait-ce que par la nécessité d'évacuer l'énergie fournie par la source dans ce qui doit être les creux de modulation. De ce point de vue il semble donc qu'il y aurait avantage à effectuer la modulation sur de faibles niveaux, la puissance nécessaire à l'émission étant obtenue ensuite au moyen d'un laser amplificateur.

Pour les très hautes fréquences de modulation les systèmes à commande électrique sont évidemment préférables aux systèmes à commande magnétique. Un cristal de KDP introduit dans l'axe d'une cavité résonnante ⁽³⁾ a permis de réaliser une modulation à 25 000 MHz !

Mais on n'oubliera pas pour autant les modulateurs mécaniques dont les possibilités ne sont pas sans intérêt dans les techniques spatiales.

2.2. PROBLÈMES PROPRES A LA RÉCEPTION

En ce qui concerne l'antenne, le problème est évidemment le même qu'à l'émission à ceci près que le rayonnement reçu d'une source ponctuelle est toujours *cohérent* (cohérence spatiale) et que la distinction doit être faite ici sur les propriétés des différents types de détecteurs. On distinguera encore deux cas suivant que le pouvoir séparateur est limité ou non par les phénomènes de diffraction.

2.2.1. *Le pouvoir séparateur est limité par les phénomènes de diffraction.* C'est le cas de la plaque photographique dès que les dimensions du grain sont inférieures à celles de la tache de diffraction ($1,22 f \lambda / D$). C'est aussi le cas de l'amplification directe que l'on peut réaliser maintenant au moyen d'un laser amplificateur.

Considérée comme récepteur de télécommunications, la plaque photographique peut apparaître comme un procédé quelque peu saugrenu. Mais le problème des télécommunications spatiales est bien différent de celui auquel nous sommes habitués, d'abord parce que la bande passante devra souvent être réduite à de faibles valeurs, ensuite parce que le temps de développement d'un film va devenir bien faible devant le temps de propagation du signal dans l'espace : 100 secondes pour la liaison avec Vénus ; 3 heures pour celle avec Pluton.

(3) De petits trous percés dans les parois de la cavité permettent au pinceau de lumière de traverser le cristal sur toute sa longueur.

(1) C'est la tolérance en plus ou en moins, que l'on peut garantir avec une probabilité de 99 %.

(2) Cette remarque explique pourquoi la notion de *Gain*, capitale dans la technique des microondes, est restée pratiquement inconnue en optique où elle n'apporte en pratique rien de plus que celle de directivité.

Les émulsions photographiques modernes permettent de distinguer 500 traits au millimètre, ce qui correspond à $2 \times 2 \mu^2$, surface tout à fait semblable à celle de la tache de diffraction de l'instrument. L'énergie que l'on peut détecter varie à $0,43 \mu$ de longueur d'onde, de $2 \cdot 10^{-9}$ à $2 \cdot 10^{-10}$ joules par cm^2 [7] suivant la rapidité de l'émulsion. Dans le cas de l'émulsion lente elle est donc de 10^{-17} joules par tache élémentaire. Si l'on accepte une cadence d'information faible (10 à 100 Hz) cette sensibilité (de 10^{-16} à 10^{-15} W) est comparable à celle que l'on obtient au moyen des meilleurs photomultiplicateurs dont on verra plus loin les avantages et les inconvénients.

Quant au maser amplificateur, il est grevé aux fréquences de l'optique d'un bruit propre extrêmement élevé. L'origine en est dans l'importance de l'émission spontanée qui croît, comparativement à l'émission stimulée, comme le cube de la fréquence. Quand on passe de 5 mm de longueur d'onde à $0,5 \mu$, l'énergie de bruit est donc multipliée par un facteur voisin de 10^{12} . Fort heureusement cette énergie se trouve rayonnée omnidirectionnellement de sorte que la seule portion à considérer pour la qualité de l'amplification est celle contenue dans l'angle solide produit par la diffraction de la face terminale du laser. Si l'on admet pour ce dernier un diamètre de 2 cm, l'angle solide correspondant à la longueur d'onde de 1μ est de $\pi/4 \cdot 10^{-8}$ steradian ; l'énergie de bruit ajoutée au signal est donc seulement 10^{-9} fois celle produite par le laser. Elle est donc environ 1 000 fois plus élevée que dans le cas du maser millimétrique. Les températures de bruit que l'on peut atteindre par cette voie seront de plusieurs dizaines de milliers de degrés Kelvin.

Cet ordre de grandeur est bien conforme à ce que l'on peut déduire directement de la théorie quantique des champs. Partant de la relation d'incertitude d'Heisenberg, Heffner [8] a montré en effet que la limite inférieure du bruit de photon ramené à l'entrée d'un amplificateur linéaire de gain G est donné par :

$$T_{\min} = \left[\text{Log} \frac{2G-1}{G-1} \right]^{-1} \frac{h\nu}{k} \quad (2)$$

Dès que G est supérieur à 3 ou 4, le gain s'élimine pratiquement de cette expression qui s'écrit alors

$$T_{\min} = 1,4 \frac{h\nu}{k} \quad (3)$$

Pour $\nu = 3 \cdot 10^{14}$ Hz ($\lambda = 1 \mu$) on trouve ainsi

$$T_{\min} = 20.000 \text{ } ^\circ\text{K}$$

La sensibilité correspondante est de l'ordre de 10^{-17} W par hertz. Elle est donc comparable à celle de l'émulsion photographique mais nécessite pour être atteinte une précision de visée beaucoup plus grande, car dans le cas de la photographie le champ est donné par les dimensions de la plaque sensible rapportées à la distance focale de l'instrument (fig. 2).

2.2.2. Le pouvoir séparateur est limité par les dimensions de la cellule détectrice. C'est le cas des systèmes classiques, photomultiplicateurs, ou photoconduc-

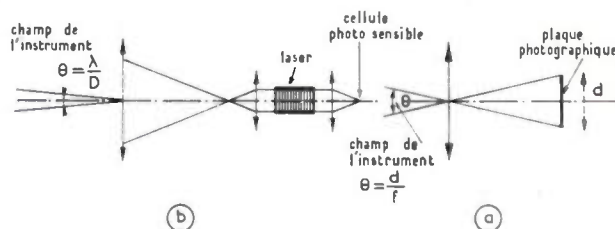


FIG. 2.

teurs. Les caractéristiques d'un certain nombre de ces éléments sont portés sur la figure 3, extraite de l'American Institute of Physics Handbook [9].

2.2.2.1. Sensibilité des photomultiplicateurs. Les meilleures sensibilités sont obtenues avec des photomultiplicateurs refroidis. Ces dispositifs, qui sont des compteurs de photons, ont un seuil dont l'origine se trouve dans l'émission spontanée d'électrons par la photocathode et les différentes dynodes qui constituent la chaîne de multiplication. On remarquera que les valeurs numériques de la figure 3, sont données avec la précision « pour 1 Hz de bande passante ».

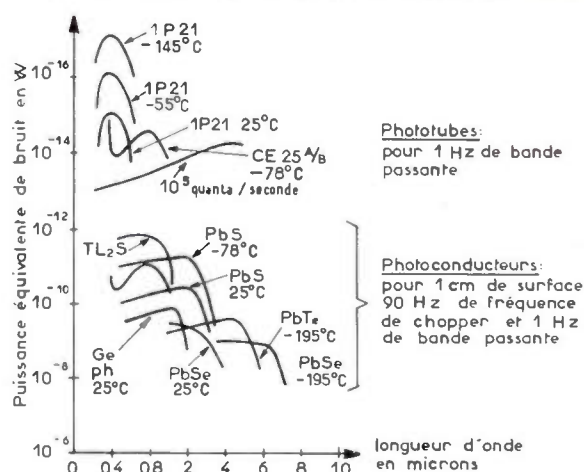


FIG. 3.

Il semble bien pourtant que la sensibilité d'un photomultiplicateur puisse être, dans certains cas, indépendante de la largeur de bande des circuits qui suivent ce dispositif [10]. En l'absence de signal, le courant recueilli à la sortie d'un PM a l'allure représentée sur la figure 4 où chaque impulsion représente l'émission intempstive d'un électron par la photocathode ou par tel ou tel point des circuits de multiplication

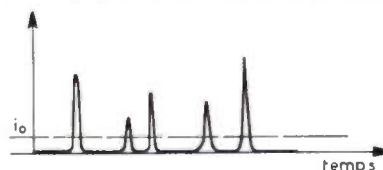


FIG. 4.

(Plus l'impulsion est grande, plus l'émission a eu lieu près de la photocathode). La valeur moyenne de ce signal — soit i_0 — est le courant d'obscurité du PM. En général, et ramené à la photocathode, i_0 est de l'ordre de 10^{-9} A et le temps de montée des impulsions — 5 nanoseconde — correspond à une bande passante de 200 MHz environ. Dans ces conditions, le bruit disponible à la sortie du PM n'est en

rien comparable au bruit de courant d'une résistance et on comprend que la notion de bande passante, inséparable de celle de modulation, doive être maniée ici avec précaution. Car à la limite de sensibilité, où l'appareil mesure l'arrivée de l'énergie photon par photon (au rendement quantique près), il semble difficile de parler encore de modulation à moins qu'il ne s'agisse de PPM (pulse position modulation) auquel cas il est facile de comprendre que la sensibilité est limitée alors par le rendement quantique de la couche photosensible, et la capacité d'informations reçue, par le temps de montée des impulsions.

Du point de vue de la mécanique quantique, un amplificateur linéaire, même parfait, est l'origine d'un bruit de photon qui ramené à l'entrée, est égal à $h\nu$ W par Hertz. La densité spectrale du bruit total est donc donnée par :

$$\psi(\nu) = \frac{h\nu}{\exp(h\nu/kT) - 1} + h\nu \quad (4)$$

Aux fréquences de l'optique, et même à température ambiante, $h\nu$ est très supérieur à kT , de sorte que la densité spectrale se réduit en fait à

$$\psi(\nu) = h\nu \quad (5)$$

et le rapport signal à bruit d'un amplificateur parfait de bande passante (4) B devient :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_{\text{signal}}}{\int_{\nu-B/2}^{\nu+B/2} \psi(\nu) d\nu} = \frac{P_{\text{signal}}}{h\nu B} \quad (6)$$

Pour un PM de rendement quantique η on aurait :

$$\frac{S}{B} = \eta \frac{P_{\text{signal}}}{h\nu B} \quad (7)$$

2.2.2.2. *Sensibilité des photoconducteurs.* Le problème est beaucoup plus simple que dans le cas précédent.

Le bruit est ici celui d'une résistance, et la sensibilité de l'appareil est limité par les fluctuations de ce bruit dont on sait qu'elles varient comme la racine carrée de la bande (ici, celle de l'amplificateur qui suit la cellule). L'expérience montre que ces fluctuations varient aussi comme la racine carrée de la surface de la cellule. Pour chiffrer la sensibilité d'un photoconducteur par un nombre d'autant plus grand que cette sensibilité est plus élevée, on utilise une nouvelle grandeur, la *délectivité*, inverse de la puissance de bruit fournie par l'appareil. Pour que ce paramètre soit indépendant de la surface de la cellule et de la bande passante de l'amplificateur, on définit une *délectivité réduite* (symbole D^*) rapportée à une surface photosensible de 1 cm^2 et une bande video de 1 Hz . La puissance de bruit délivrée par une cellule de surface égale à

$S \text{ cm}^2$ suivie d'un amplificateur de bande passante b s'écrit alors

$$w = \frac{1}{D^*} \sqrt{S} \sqrt{b} \quad (8)$$

Dans la plupart des cas, D^* est de l'ordre de $10^{10} \text{ W}^{-1} \text{ cm Hz}^{\frac{1}{2}}$. Comme la surface ne peut guère être réduite à moins de 1 mm^2 (par suite de la difficulté à souder les fils de connexion) la sensibilité de ces éléments est de l'ordre de

$$\begin{aligned} 10^{-11} \text{ W pour} &= 1 \text{ Hz} \\ 10^{-9} \text{ W pour} &= 10 \text{ kHz} \\ 10^{-8} \text{ W pour} &= 1 \text{ MHz} \end{aligned}$$

très inférieure, on le voit, à celle des photomultiplicateurs ou de la plaque photographique.

2.2.3. Caractéristiques spectrales.

La sensibilité n'est cependant pas la seule grandeur caractéristique d'un photodétecteur. La figure 4 montre que l'emploi des photomultiplicateurs est limité aux longueurs d'onde comprises entre $0,3$ et $0,5 \mu$ ($0,8 \mu$ pour 7102, tube récent de la R.C.A. mais beaucoup moins sensible que le 1 P 21). Il en est à peu près de même de l'émulsion photographique.

Les photoconducteurs, au contraire, permettent d'atteindre 10 et même 50μ . Pour les applications terrestres cette caractéristique est extrêmement importante car on doit obligatoirement se placer dans une fenêtre de transparence de l'atmosphère. Pour l'utilisation qui nous occupe, le choix de la longueur d'onde ne présente pas la même acuité. Compte tenu des portées énormes que l'on peut envisager (cette question sera examinée plus loin) il est raisonnable de supposer la station « terre » hors de l'atmosphère. Elle pourra être placée soit sur un satellite, soit sur une base lunaire, soit encore sur une base située à l'un des points de Lagrange du système terre-lune. Cette dernière solution est sans doute la meilleure lorsque la station considérée fonctionne à l'émission. Dans le récepteur, elle évite en effet le brouillage dû au fond continu produit par le rayonnement propre (ou l'albedo) de la terre ou de la lune.

2.2.4. Influence du fond continu.

Cette remarque nous conduit à examiner maintenant le comportement des photodétecteurs aux signaux parasites. Il faut entendre par là l'énergie cédée au détecteur par les sources autres que l'émetteur dont on cherche à capter le signal et qui sont néanmoins dans le champ de l'antenne de réception. On distinguera encore deux cas suivant que le pouvoir séparateur du récepteur est limité ou non par la tache de diffraction.

2.2.4.1. Dans le premier cas, l'énergie captée par le récepteur est limitée à celle contenue dans la tache de diffraction. Les autres sources qui se trouvent éventuellement dans le champ de l'instrument ne perturbent donc pas la mesure : c'est le cas du laser amplificateur ; c'est aussi celui de l'émulsion photographique dont chaque grain peut être considéré comme un récepteur indépendant.

(4) Il s'agit ici de la largeur du spectre reçu par la photocathode, que l'on ne doit pas confondre avec la bande passante video dont il a été question plus haut.

2.2.4.2. Lorsque le pouvoir séparateur est limité par les dimensions de la cellule de détection, le photodétecteur intègre les énergies de toutes les sources situées dans son champ de sorte que le signal utile, disponible sur une surface de l'ordre du micron carré, peut être complètement noyé dans le bruit reçu d'une source; peut-être moins brillante, mais dont le diamètre apparent est notable (planètes proches, astres...).

Plusieurs procédés ont été proposés pour réduire cet inconvénient; le plus utilisé est un dispositif mécanique basé sur l'occultation convenable de la cellule au moyen d'une roue dentée (BARNES ENG). Le pouvoir de réjection du fond continu peut atteindre 50 000.

Remarquons néanmoins que la contribution du fond subsiste *dans tous les cas* dès que la surface de l'optique d'émission est vue, du récepteur, sous un angle inférieur au pouvoir séparateur de l'optique qui équipe ce dernier, d'où l'intérêt d'un émetteur situé aux points de Lagrange déjà cités.

2.2.5. Récepteur superhétérodyne.

L'extension du classique récepteur radio au domaine de l'optique est maintenant possible puisque nous disposons :

- d'une source cohérente : le maser optique,
- d'un élément non linéaire : le photomultiplicateur.

Le courant délivré par un PM est, par essence même, proportionnel à l'énergie incidente. Il est donc proportionnel au carré de la composante électrique du champ électromagnétique qui tombe sur la photocathode

$$i = Cw = kE^2 \quad (9)$$

Si la photocathode est éclairée simultanément par des champs

$$\begin{aligned} E_s &= \varepsilon_s \sin \omega t \text{ (signal)} \\ E_h &= \varepsilon_h \sin \Omega t \text{ (hétérodyne)} \end{aligned} \quad (10)$$

la caractéristique quadratique du PM fait apparaître entre autres combinaisons :

- un courant moyen

$$i_m = k \frac{\varepsilon_s^2 + \varepsilon_h^2}{2} \approx k \frac{\varepsilon_h^2}{2} \quad (11)$$

- un courant sinusoïdal basse fréquence (battement)

$$i(t) = k\varepsilon_s\varepsilon_h \cos(\Omega - \omega)t \quad (12)$$

Le calcul de la sensibilité de ce dispositif montre que le seuil est encore limité, non par le bruit du courant moyen, mais par le bruit de photon à l'entrée du récepteur. On trouve [11]

$$\frac{S}{B} \approx \eta \frac{P_{\text{signal}}}{h\nu B_{\text{IF}}} \quad (13)$$

où η est le rendement quantique de la photocathode et B_{IF} la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire $(\Omega - \omega)$.

Cette formule est donc identique à celle trouvée dans le cas du PM utilisé en détection directe, à ceci près que la bande qui intervient ici peut être beaucoup plus faible que celle de la caractéristique spectrale de la photocathode. D'où un gain qui peut être considérable.

Remarque. — Le fonctionnement du PM en superhétérodyne suppose implicitement que le signal et l'oscillateur local arrivent en chaque point de la photocathode avec la même phase relative. Il est donc nécessaire que les deux faisceaux incidents aient le même axe, et cela avec une précision d'autant plus grande que la photocathode est elle-même plus étendue. Le comportement du PM en superhétérodyne est donc celui d'une *antenne directive*, le pouvoir séparateur est donné par les formules classiques de la diffraction.

La réalisation pratique du mélangeur nécessite l'utilisation d'un miroir semi transparent (fig. 5) qui joue ici le même rôle que le coupleur directif des circuits microondes.

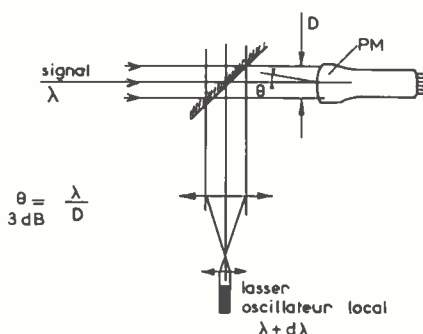


FIG. 5.

2.2.6. Sensibilité de l'œil

On a bien souvent rappelé la part que nos modernes faisceaux hertziens doivent aux feux que les bergers crétois allumaient de colline en colline pour transmettre des informations (5).

Mais on oublie en général de dire que si de tels systèmes de communication ont pu être utilisés avec succès, c'est à cause de la prodigieuse sensibilité du détecteur que constitue l'œil humain.

La sensibilité de l'œil est ordinairement définie par son aptitude à distinguer les étoiles d'une magnitude qui se situe vers 6,5 pour la plupart des auteurs [12] vers 8,3 pour certains autres [13].

Rappelons que la magnitude d'une étoile s'écrit :

$$M = 1 - 2,5 \log_{10} \frac{E}{E_0} \quad (14)$$

où E est l'éclat de l'étoile considérée et $E_0 = 8 \cdot 10^{-7}$ lux est l'éclat des étoiles les plus brillantes, dites de magnitude 1 (ou encore de première grandeur).

Pour la magnitude 6,5 l'éclairement reçu est donc

$$E = 5 \cdot 10^{-9} \text{ lux} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ lumen/m}^2$$

(5) On cite aussi, et par ordre chronologique : la modulation de fumée par les indiens d'Amérique, et le télégraphe optique de Chappe.

En admettant que le diamètre de la pupille dilatée atteint 6 mm la puissance qui tombe sur la rétine de l'œil est donc :

$$5.10^{-9} \frac{\pi}{4} \frac{36}{10^6} = 1,4 \cdot 10^{-13} \text{ lumen}$$

Soit, puisque 1 lumen = 1,6 milliwatt (à 0,556 μ)

$$w = 1,4 \cdot 10^{-13} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} \approx 2.10^{-16} \text{ watt.}$$

Pour une étoile de magnitude 8,3 on trouve par le même calcul

$$w \approx 4.10^{-17} \text{ watt}$$

La sensibilité de l'œil égale donc celle des meilleurs détecteurs ; pour atteindre une semblable performance le photomultiplicateur doit être refroidi à la température de l'azote liquide ; mais il bénéficie, en contre partie, d'une bande passante infiniment plus large. Quant à l'émulsion photographique elle présente sur l'œil l'avantage de permettre un temps d'intégration théoriquement illimité (au détriment, bien sûr, de la capacité d'information).

3. Applications aux télécommunications

3.1. Pour l'application aux télécommunications terrestres, l'intérêt du laser vient d'abord de l'énorme capacité d'informations qu'il peut transmettre et ensuite seulement de la brillance élevée d'une source puissante que l'on peut « concentrer » dans un pinceau extraordinairement étroit.

Pour l'application aux télécommunications spatiales la capacité d'information que permet une porteuse à 10^{14} Hz semble pour longtemps encore surabondante et c'est la brillance qui constitue le paramètre fondamental.

3.2. Si S_E est la surface efficace ⁽⁵⁾ du projecteur d'onde utilisé à l'émission,

S_R la surface efficace de l'instrument utilisé à la réception,

λ la longueur d'onde utilisée,

l'atténuation α résultant de la propagation de l'énergie sur la distance D s'écrit :

$$\alpha^{dB} = 10 \log \frac{\lambda^2 D^2}{S_E S_R} \quad (15)$$

La fonction $\alpha(D)$ a été tracée sur la figure 6 pour un certain nombre de valeurs de S et de λ correspondantes aux possibilités actuelles de la technique des microondes et de l'optique. On a porté, sur l'échelle

des distances, l'éloignement par rapport à la terre de quelques planètes du système solaire. Le repère correspondant à 10 années lumière a lui aussi un certain intérêt car c'est (en gros) la distance des 7 étoiles « proches » dont les caractéristiques sont à peu près identiques à celles de notre soleil. Si la vie s'est développée sur d'autres planètes que la terre, c'est donc du voisinage de ces étoiles qu'on a le plus de chance d'en pouvoir capter la manifestation [14].

On lit sur l'abaque de la figure 6, que pour une liaison de 10 années lumières utilisant à chaque extrémité une optique de 10 m^2 de surface efficace fonctionnant à $0,5 \mu$ de longueur d'onde, l'affaiblissement est de 194 dB. Si l'on admet que l'on peut détecter un signal de 10^{-16} watt, la puissance de l'émetteur doit atteindre 2 500 W. Pour élevée qu'elle soit, cette puissance n'a rien d'in vraisemblable ; SCHWARTZ et TOWNES ayant déjà considéré [13] le cas d'un maser optique de 10 kW continu.

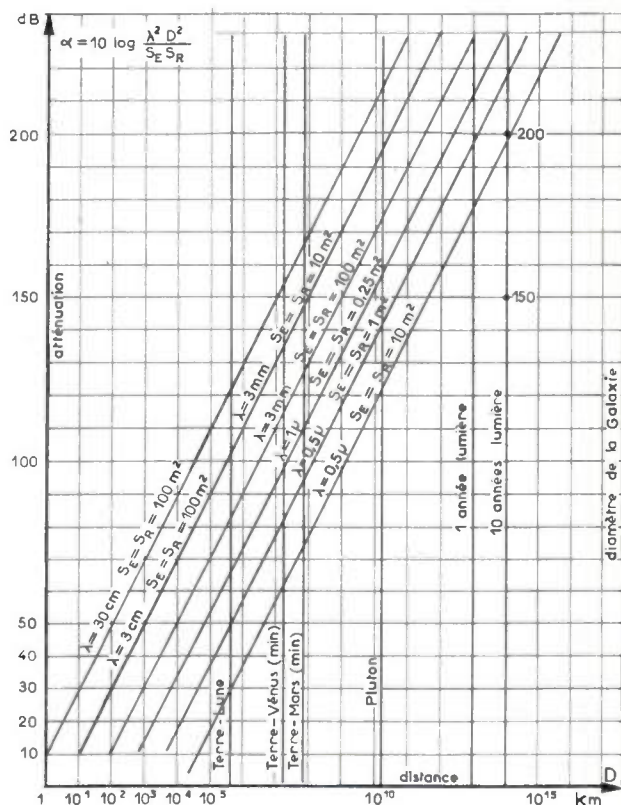


FIG. 6.

A 3 cm de longueur d'onde, et malgré des antennes de $1\,000 \text{ m}^2$ (!) l'atténuation sur le même trajet est de 250 dB soit 56 dB de plus que dans le cas précédent. En supposant que le récepteur soit un maser dont la température d'entrée est seulement 15°K , et la bande passante 1 MHz, le seuil de sensibilité est de $2 \cdot 10^{-16}$ watt. La puissance nécessaire à l'émission devrait atteindre alors 10^9 watts (1 000 mégawatts).

Dans tous les cas où le récepteur est à large bande, (disons supérieure à 1 MHz), et peut donc être utilisé en modulation d'impulsions brèves (1 μs) les puissances calculées sont des puissances crêtes ; la puissance moyenne étant fonction de la cadence d'information que l'on se propose de transmettre (cas du

(5) La surface efficace est celle qui est reliée au gain du projecteur d'onde par la formule $G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$, elle diffère en général de la surface réelle de la pupille de sortie par un coefficient 2, dû principalement à la loi d'éclairement de cette pupille, et aux pertes par « spillover ».

PM et du maser). Dans le cas contraire (émulsion photographique, observation directe...) il s'agit de puissances moyennes.

3.3. Ces chiffres ne sauraient cependant être considérés comme définitifs, et cela pour deux raisons :

— la première est que le calcul a été fait sur la base du seuil de sensibilité et que suivant la nature de la modulation, il est nécessaire de prévoir une garde de 10 à 20 dB, sur le rapport signal/bruit,

— la seconde vient de ce que le récepteur, aussi élaboré soit-il risque de ne pas pouvoir séparer l'émetteur de l'étoile la plus proche. A 10 années lumières (10¹⁴ km) la distance de la terre au soleil (1,5 10⁸ km) est vue sous un angle de 1,5 10⁻⁶ rad. Le pouvoir séparateur du miroir de 10 m² est de 1,4 10⁻⁷ rad., mais il faut compter avec le mouvement de la planète sur son orbite, de sorte que les taches de diffraction du soleil et de l'émetteur risquent d'être souvent confondues.

La puissance dw rayonnée par le soleil dans la bande de fréquence dv et l'angle solide dΩ s'écrit (formule de PLANCK) :

$$dw = \frac{2h\nu^3 dv}{c^2 \left[\exp \frac{h\nu}{kT} - 1 \right]} S \cdot d\Omega \tag{16}$$

où :

- h est la constante de Planck : 6,55 10⁻³⁴ joules-s,
- k la constante de Boltzman : 1,38 10⁻²³ joules/°K,
- T la température de la chromosphère : 6 000 °K,
- c la vitesse de la lumière : 3 10⁸ m/s,

et :

- S sa surface apparente : 1,3 10¹⁸ m².
- Pour ν = 6.10¹⁴ Hz la formule (16) devient :
- dw = 4,8 10¹⁰ watts par hertz et par steradian.

L'angle solide dΩ correspondant à une optique de 10 m² située à 10 années lumières vaut à peu près 10⁻³³ steradian. La puissance reçue du soleil par le récepteur est donc :

$$dw \approx 5 \cdot 10^{-23} \text{ watt par hertz} \tag{17}$$

Si le récepteur n'est protégé par aucun filtre, sa bande passante, qui s'étend à peu près de 0,3 à 0,5 μ est de 4 10¹⁴ Hz et l'énergie reçue du soleil est de 2.10⁻⁸ watt, supérieur de quelques 10⁺⁸ au seuil de détection considéré. Il est donc indispensable de faire précéder le photodétecteur d'un filtre dont la bande passante sera rendue aussi faible que possible.

En optique, comme en hyperfréquences, les meilleurs filtres sont des Perot-Fabry. Ces appareils, qui sont des interféromètres, sont constitués par 2 lames semi transparentes, identiques et parallèles, disposées perpendiculairement à la direction de propagation de l'énergie électromagnétique. La caractéristique de filtrage a l'allure indiquée sur la figure 7.

Dans les meilleures conditions le coefficient de transmission de chacune des lames est de l'ordre de 0,3 % (t² = 3 10⁻³), de sorte que la largeur de bande

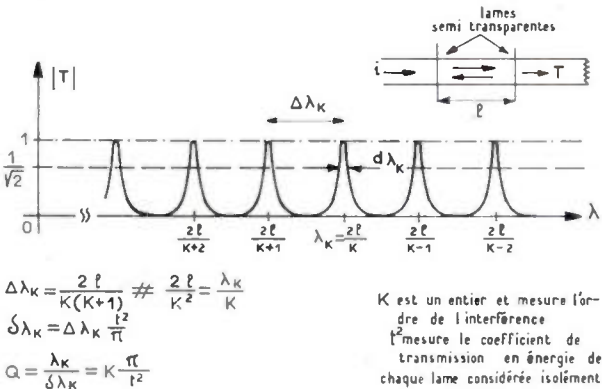


FIG. 7.

δλ ne peut être inférieure au millième de l'intervalle Δλ entre deux ordres successifs. La protection ainsi obtenue sur le bruit de fond d'origine stellaire permet de gagner un facteur 1 000. Pour aller plus loin il faudrait associer en série plusieurs PEROT FABRY à bande passante étroite et calculés de façon à n'avoir en commun qu'une seule raie dans l'intervalle considéré. Cette solution n'offre malheureusement que peu d'avantages ici par suite des pertes qui croissent comme la surtension de l'interféromètre. En supposant que les pertes de chacune des lames soit seulement de 0,03 dB (0,3 %) la perte globale de la transmission (perte sur le signal) atteint 30 dB (0,03 dB × $\frac{\delta\nu}{\nu}$) ; ce qui ôte beaucoup d'intérêts au système.

Il serait sans doute préférable d'effectuer le filtrage après changement de fréquence, car s'il est presque impossible d'isoler une bande de 1 000 MHz dans le spectre optique $\frac{\Delta\nu}{\nu} = 10^{-12}$, il est facile de filtrer 10 et même 100 MHz dans le domaine des ondes millimétriques sans introduire de pertes supérieures à 1 ou 2 dB.

4. Applications au téléguidage

La haute directivité que l'on peut tirer d'une optique de dimensions raisonnables lorsqu'elle est éclairée par une source de lumière cohérente permet d'envisager aussi l'application des lasers à la *définition précise d'un axe*.

On sait que la précision d'une mesure angulaire effectuée au moyen d'une antenne directive peut être supérieure à l'ouverture nominale du pinceau. Cette précision n'est limitée, en fait, que par le rapport signal/bruit sur le dispositif de mesure. Dans les conditions normales d'emploi où ce rapport est d'au moins 15 dB, la définition angulaire est environ dix fois supérieure à l'ouverture nominale.

Par une optique de 50 cm seulement de diamètre utilisée à 0,5 μ de longueur d'onde, la définition atteint donc :

$$\delta\theta = \frac{1}{10} \Theta = \frac{1}{10} \frac{\lambda}{D} = 10^{-7} \text{ radian.} \tag{18}$$

c'est-à-dire quelques dizaines de mètres sur la distance Terre-Lune, et quelques kilomètres sur la distance Terre-Vénus.

Le dispositif pratique comprendrait 3 faisceaux identiques, décalés chacun d'un angle voisin de Θ , et modulés de façon à permettre leur identification respective par le récepteur situé à bord du véhicule spatial.

La figure 8 montre le principe de la mesure dans le cas simplifié du problème plan (bi-lobing).

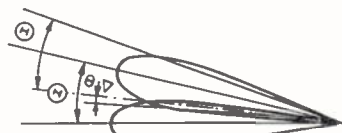


FIG. 8.

Sur la navigation astronomique, ce procédé a l'inconvénient d'exiger un asservissement constant de l'axe optique à la trajectoire imposée (correction du mouvement propre de la base) ; mais il a aussi l'avantage de ne nécessiter à bord du véhicule spatial, qu'un appareillage relativement simple.

6. Applications à l'exploration scientifique de la haute atmosphère

Un grand nombre de mesures sur les composants de la haute atmosphère se ramène à la détermination précise de l'absorption de certaines fréquences qui sont les raies spectrales des composants considérés. Par suite de la très faible pression qui caractérise la haute atmosphère, ces raies spectrales sont extrêmement fines, et l'atténuation observée, même sur des trajets importants, est extrêmement faible. Pour effectuer une mesure précise il est donc indispensable de disposer de récepteurs dont la bande passante est réduite jusqu'à de très faibles valeurs, aussi voisines que possible de la largeur de la raie considérée.

Citons quelques valeurs numériques relatives à deux des composants mineurs les plus importants de la haute atmosphère, le méthane et la vapeur d'eau :

Pour le méthane $\lambda = 3,3\mu$ $\delta\lambda = 0,1 \text{ Å}$

Pour la vapeur d'eau $\lambda = 6,3 \mu$ $\delta\lambda = 0,2 \text{ Å}$

On a vu à quelles difficultés de principe se heurte la réalisation d'un filtre interférentiel dont la largeur relative de bande doit être de l'ordre du cent millième ! Dans le cas qui nous occupe il s'en ajoute d'autres, mécaniques celles-là, du fait que l'appareil est destiné à fonctionner dans l'ogive d'une fusée.

Le problème sera beaucoup simplifié lorsqu'on disposera d'un récepteur superhétérodyne capable d'effectuer un filtrage supplémentaire en moyenne fréquence.

Une autre difficulté du dosage des composants mineurs vient de ce que le récepteur précédent doit, pour fournir les renseignements cherchés, être d'abord *calibré* à partir de mesures effectuées au sol.

On utilise à cet effet une chambre à vide dans laquelle on peut simuler les conditions approchées de

la haute atmosphère. Mais les dimensions de ces chambres ne peuvent excéder l'ordre du mètre. Pour obtenir une atténuation mesurable il est donc indispensable de réaliser un parcours à trajets multiples. La solution qui consisterait à disposer deux miroirs parallèles (fig. 9a) est inutilisable car il y aurait doute sur le nombre exact de réflexions, donc sur la longueur effectivement parcourue à l'intérieur de la chambre. C'est la raison pour laquelle on doit se contenter de miroirs distincts (fig. 9b) mais la précision de réglage de chacun des miroirs limite la longueur équivalente à une centaine de mètres seulement.

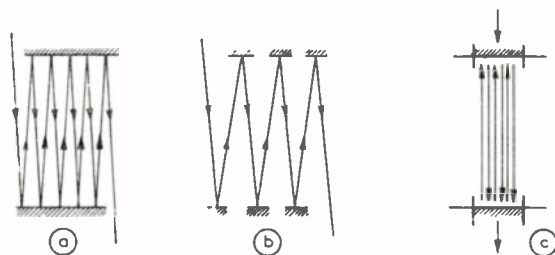


FIG. 9.

La meilleure solution consisterait à utiliser un interféromètre Perot Fabry (fig. 9c). Il est alors possible d'obtenir par un seul de ces appareils un trajet équivalent de plusieurs centaines de mètres, mais son fonctionnement suppose implicitement que la source de lumière possède une *cohérence temporelle* suffisante pour permettre au régime stationnaire de s'établir à l'intérieur de l'élément résonnant. Or, avec les meilleures sources conventionnelles la durée de la cohérence ne dépasse pas deux nanosecondes, ce qui correspond à un train d'ondes cohérentes de seulement 60 cm de long.

On voit quel avantage on pourrait tirer là encore, d'un laser.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] LUCK D.G. — Some factors affecting applicability of optical band Radio coherent light to communication. *RCA review*, 22, 359 (1961).
- [2] ROBIEUX J. — Influence de la précision de fabrication d'une antenne sur ses performances. *Ann. Radioelec.*, 11, 29 (1956).
- [3] BOWEN I.S. — *Astro. Soc. Pacific*, 62, 91 (1950).
- [4] KAMINOV I.P. — Microwave modulation of the electro optic effect in KH_2PO_4 . *Phys. Rev. Lett.*, 6, 528 (1961).
- [5] PORTER C.S., SPENCER E.G., LE CRAW R.C. — Transparent ferromagnetic light modulator using yttrium iron garnet. *J. Appl. Phys.*, 29, 495 (1958).
- [6] GIRES F. — *Comptes Rendus Ac. Sc.*, 252, 540 (1961).
- [7] SURRUGUE J. — Techniques générales du laboratoire de physique. Editions du CNRS. Vol. III, p. 26.
- [8] HEFFNER H. The fundamental noise limit of linear amplifiers. *Proc. I.R.E.*, 50, 1 604 (1962).
- [9] American Institute of Physics Handbook. McGraw Hill, 1957, p. 6 à 115.
- [10] GIRES F. — Communication privée.
- [11] OLIVER B.M. — Signal to noise Ratio in Photoelectric Mixing. *Proc. I.R.E.*, 49, 1960 (1961).
- [12] Astronomie populaire (Flammarion).
- [13] SCHWARTZ R.N., TOWNES C.H. — Interstellar and interplanetary communication by optical Masers. *Nature*, 190-205, 1961.
- [14] COCCONI G., MORRISON P. — Searching for interstellar. Communications, *Nature*, 184-844, 1959.

LE PROJET TELSTAR ET LA STATION EXPÉRIMENTALE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES DE PLEUMEUR-BODOU

PAR

M. THUE

Ingénieur en Chef des Télécommunications

J.P. HOUSSIN

*Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Études des Télécommunications*

1. Introduction

Après les premiers essais de télécommunications par satellite réflecteur effectués en 1960 au moyen du ballon ECHO 1, l'Administration américaine pour l'Aéronautique et l'Espace (NASA) a démarré en 1961 son programme de télécommunications par satellites actifs. Le projet de la NASA, baptisé projet RELAY, a été défini au printemps de 1961, après consultation des principales Compagnies américaines intéressées, du British Post Office et du Centre National d'Études des Télécommunications. La réalisation du satellite RELAY 1 a été confiée à la Radio Corporation of America (R.C.A.) celle des stations terriennes américaines à l'American Telephone and Telegraph (1) (A.T.T.) et à l'International Telephone and Telegraph (I.T.T.), la responsabilité de l'ensemble du projet étant confiée au Space Technology Laboratories (S.T.L.). Cependant, l'A.T.T. qui poursuivait depuis plusieurs années des études dans le domaine des télécommunications par satellites, était peu après encouragée par le Gouvernement américain à poursuivre la réalisation d'un satellite actif (projet TELSTAR) la NASA étant chargée du lancement du satellite. Le satellite TELSTAR 1 était achevé au printemps de 1962, le lancement eut lieu le 10 juillet, et dès les premiers jours des liaisons furent établies entre les stations américaines d'Andover et de Holmdel, la station française de Pleumeur-Bodou et la station britannique de Goonhilly.

2. Le satellite Telstar 1

Dès 1955, un ingénieur des Bell Telephone Laboratories (1) (B.T.L.), John R. PIERCE, examinait les différentes possibilités d'utilisation des satellites artificiels

comme relais pour les liaisons de télécommunications entre points éloignés à la surface de la Terre, et après plusieurs années d'étude, les B.T.L. arrivaient à la conclusion que la solution la plus intéressante, au moins dans l'avenir immédiat, était celle des satellites actifs à altitude intermédiaire : c'est ainsi que fut défini peu à peu le projet TSX, devenu TELSTAR, pendant qu'était effectuée l'étude des éléments nécessaires à la réalisation des satellites et des stations terriennes.

Le principe du satellite TELSTAR 1 est très simple : c'est un répéteur analogue aux stations intermédiaires des faisceaux hertziens en visibilité directe, assurant les fonctions d'amplification et de transposition en fréquence. Le changement de fréquence est nécessaire, comme dans le cas des faisceaux hertziens, pour assurer un découplage suffisant entre l'émission et la réception. Les fréquences les plus favorables, du point de vue de la propagation et du niveau de bruit à la réception, sont celles correspondant aux ondes centimétriques, et un examen de l'usage actuellement fait de cette gamme a conduit à la conclusion que la seule solution était de partager les bandes de fréquences attribuées aux faisceaux hertziens à faible puissance en visibilité directe, en particulier les bandes 3 700 - 4 200 mégahertz et 5 925 - 6 425 mégahertz. Les fréquences choisies pour le satellite TELSTAR 1 sont voisines de 6 390 MHz pour le sens terre vers satellite et 4 170 MHz pour le sens satellite vers terre. La bande du signal modulant a été fixée à environ 2,5 MHz, mais comme on utilise la modulation de fréquence avec une excursion de fréquence crête à crête de 14 MHz cela donne une bande radio électrique de l'ordre de 20 MHz. Le schéma de principe (fig. 1) est voisin de celui d'une station relais de faisceau hertzien : l'amplification est faite principalement à la fréquence intermédiaire de 90 MHz, les mélangeurs d'entrée et de sortie sont alimentés par deux ondes

(1) Rappelons que les B.T.L. constituent les laboratoires de recherche du « Bell System », alors que l'A.T.T. est la compagnie exploitante.

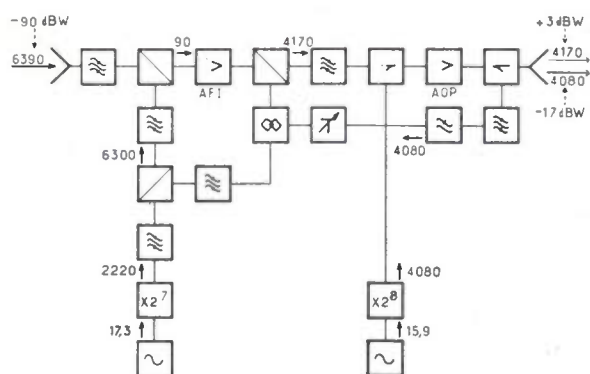


FIG. 1. — Satellite TELSTAR 1. Schéma de principe du récepteur à large bande.

hétérodynes à 6 300 et 4 080 MHz, la première étant obtenue à partir de la seconde au moyen d'un signal hétérodyne de transposition à 2 220 MHz ; les signaux transposés à 4 170 MHz traversent finalement un amplificateur à ondes progressives, comme dans les faisceaux hertziens, mais ici, grâce à des dispositifs d'aiguillage à l'entrée et à la sortie, on amplifie avec le même tube le signal hétérodyne à 4 080 MHz, ce qui économise des étages d'amplification de ce signal. Le tube à ondes progressives, spécialement étudié par les B.T.L., est d'ailleurs le seul tube électronique : tous les autres étages, oscillateurs, multiplieurs ou amplificateurs, sont équipés de transistors ou de diodes à réactance variable (du type « varactor »). Autre particularité : une fraction du signal à 4 080 MHz sortant de l'amplificateur à ondes progressives est aiguillée vers l'antenne d'émission, ce signal rayonné par le satellite constitue une radiobalise hyperfréquence destinée au repérage et à la poursuite de précision. Les antennes d'émission et de réception sont des fentes constituant deux anneaux voisins de l'équateur du satellite : leur diagramme n'est pas directif dans le plan équatorial.

Ce répéteur à large bande permet d'établir une liaison unilatérale avec une bande de modulation de 2,5 MHz (fig. 2) ; une station terrienne émet et toutes les stations terriennes, y compris celle qui émet, peuvent recevoir si elles sont en visibilité du satellite, l'antenne de celui-ci n'étant pas directive. On peut aussi établir une liaison bilatérale, en utilisant deux porteuses décalées par rapport à la fréquence centrale :

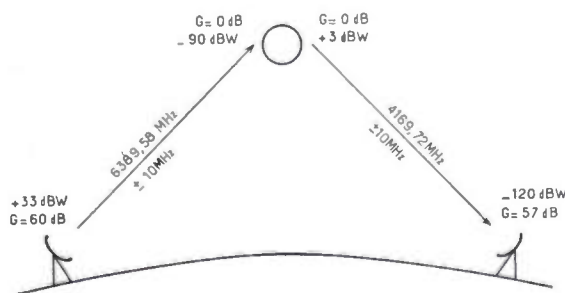


FIG. 2. — Fréquences et niveaux nominaux pour liaison unilatérale à large bande.

la station américaine émet à $f_0 + 5$ MHz, la station européenne émet à $f_0 - 5$ MHz, chacune des stations reçoit les deux signaux amplifiés et transposés par le satellite et sépare à l'aide d'un filtre celui qui l'intéresse (fig. 3). Dans ce cas, afin que les deux signaux soient reçus par le satellite à des puissances voisines, chaque station doit régler sa puissance d'émission en fonction de la distance du satellite à la station. On doit également réduire la bande de fréquences occupée à moins de 10 MHz, soit en réduisant seulement l'excursion de fréquence, soit en réduisant également la bande de modulation

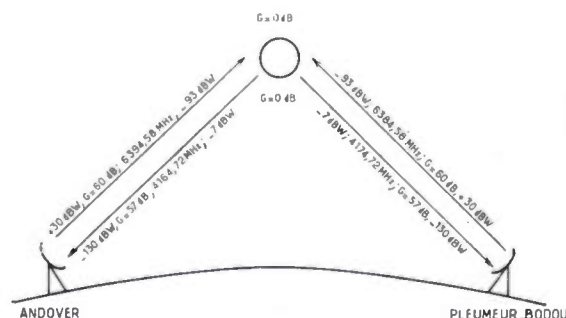


FIG. 3. — Fréquences et niveaux nominaux pour liaison bilatérale à large bande.

Outre le répéteur à large bande, le satellite TELSTAR 1 comporte d'autres organes destinés à d'autres fonctions. A la surface du satellite, certains panneaux portent des détecteurs de rayonnement, destinés à améliorer nos connaissances sur l'intensité et le spectre des rayonnements à une altitude de plusieurs milliers de kilomètres ; des panneaux d'essai portent des diodes, des transistors et des cellules solaires protégés par divers blindages et exposés aux rayonnements, afin d'en mieux mesurer les effets destructeurs. Un émetteur de puissance 200 milliwatts à 136,050 MHz constitue une radiobalise pour le repérage, mais il peut être également modulé en amplitude avec une profondeur de modulation de 50 % par une sous-porteuse à 3 kHz, elle-même modulée en fréquence par les signaux codés de télémesure. Ceux-ci sont des « mots » de 8 moments binaires, transmis à raison de 118 mots par minute, plus 2 mots de synchronisation, ce qui donne une vitesse de transmission de 2 mots par seconde. Ces signaux fournissent des renseignements sur le comportement des équipements du satellite, ainsi que les résultats des expériences effectuées sur les rayonnements et leurs effets.

L'antenne qui émet les signaux à 136 MHz est à polarisation circulaire, elle est aussi utilisée pour recevoir les signaux de télécommande à environ 123 MHz, émis des stations terriennes avec une puissance de 200 watts (fig. 4). Ces signaux, qui sont reçus à bord à un niveau de l'ordre de 10^{-12} watt, sont aiguillés vers un récepteur et un décodeur (en réalité ces organes sont doublés, pour augmenter la fiabilité). Il est prévu 15 télécommandes, en particulier la mise sous tension ou l'arrêt de l'amplificateur à ondes progressives, du codeur de télémesure et de la boucle d'orientation.

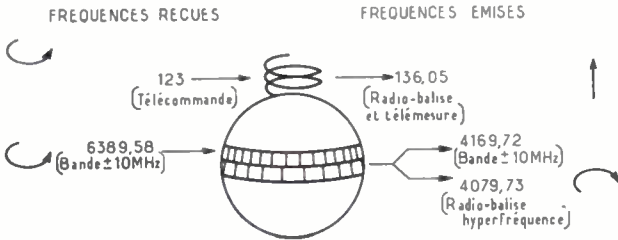


FIG. 4. — Satellite TELSTAR 1. Fréquence (en MHz) et polarisations.

L'alimentation en énergie est fournie par des cellules solaires : sur 60 des 72 faces qui constituent la surface extérieure du satellite (fig. 5) sont disposés et montés en parallèle 50 groupes de chacun 72 cellules en série ; ce sont des cellules au silicium, de type N sur P, recouvertes d'un écran de saphir d'épaisseur environ 1 mm, qui chargent une batterie de 28 volts sous un courant d'environ 0,5 ampère. Ces cellules sont particulièrement résistantes aux rayonnements, et ont bien supporté l'accroissement de rayonnement dû à l'explosion nucléaire en haute altitude du 9 juillet 1962 : fin septembre 1962 leur efficacité était encore de 85 %, ce qui laisse espérer après deux ans une efficacité de 68 %, alors que TELSTAR 1 peut encore fonctionner avec 50 %. La batterie, constituée de 19 éléments à cadmium et nickel, est nécessaire car la consommation à pleine puissance est 35 watts ; elle permet également de faire face aux périodes d'éclipse du satellite, pendant lesquelles il se trouve dans l'ombre de la Terre.

L'orientation est uniquement assurée par la rotation du satellite : la vitesse de rotation, qui était à l'origine de 177,6 tr/mn, était tombée fin septembre 1962 à 146 tr/mn ; elle décroît de 0,4 tr/mn par jour, ce qui doit conduire au bout de deux ans à 26 tr/mn, vitesse encore suffisante pour assurer la stabilité d'orientation de l'axe de rotation. Celui-ci est presque perpendiculaire à la direction du soleil, afin que l'ensoleillement des cellules solaires soit maximal ; le champ magnétique terrestre tend à éloigner l'axe de rotation de cette position, mais il est possible de l'y ramener en faisant circuler, par télécommande, du courant dans une bobine voisine de l'équateur du satellite.

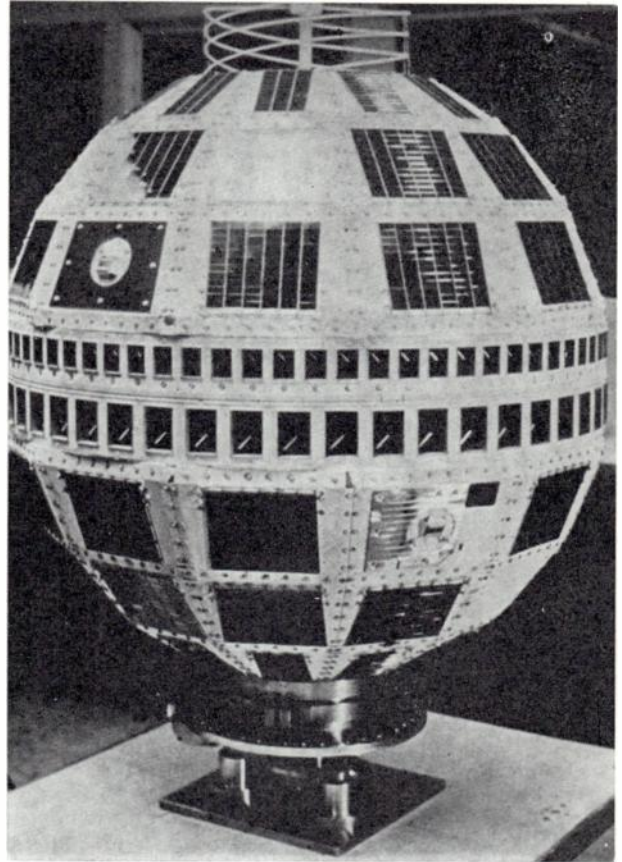


FIG. 5. — Le satellite TELSTAR 1 : on voit les panneaux de cellules solaires ; à la partie supérieure l'antenne à 123-136 MHz ; à l'équateur les antennes à fentes rayonnantes à 4 et 6 GHz.

L'orbite de TELSTAR 1 est elliptique, ce qui lui permet d'atteindre à son apogée une altitude supérieure à 5 000 km ; la fusée Thor-Delta utilisée pour le lancement ne permettrait pas d'obtenir une orbite circulaire à cette altitude ; en outre, ce type d'orbite permet de recueillir des renseignements sur les rayonnements à des altitudes comprises entre 1 000 et 5 000 km, ce qui est précieux pour définir les futurs systèmes de télécommunication par satellites relais.

Le satellite TELSTAR 1 a été lancé le 10 juillet 1962 à 8 h 35 mn T.U. du Cap Canaveral, et a reçu la

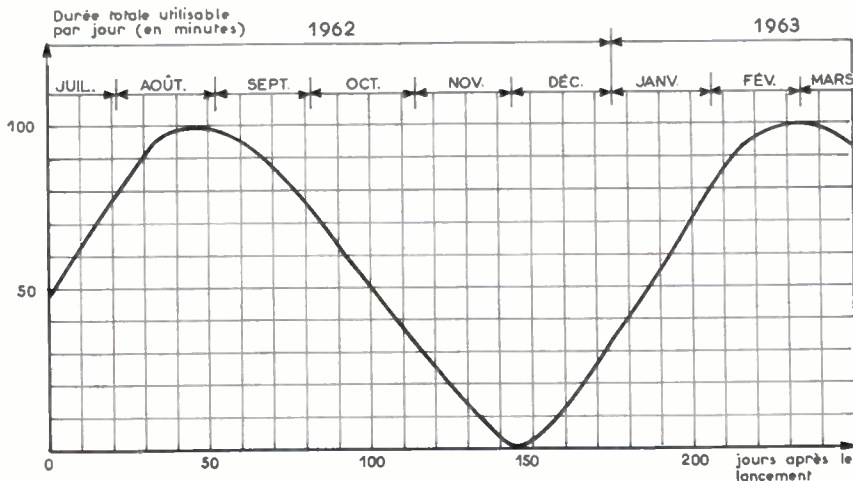


FIG. 6. — Durée utilisable sur la liaison Andover-Pleumeur-Bodou,

désignation internationale 1962 alpha epsilon 1 (c'était le 29^e lancement de 1962).

Les caractéristiques initiales de l'orbite sont :

- altitude du périégée : 953 km
- altitude de l'apogée : 5 640 km
- inclinaison : 44,8°
- période : 157,8 mm
- vitesse de régression nodale : — 1,85 °/j
- vitesse de rotation apsidale : — 1,98 °/j

Cette dernière rotation fait que l'apogée, qui se trouvait à une latitude de 10 degrés sud, s'est déplacé vers le nord, procurant une plus grande durée de visibilité mutuelle entre l'Amérique et l'Europe en août et septembre. Par exemple, au cours de la journée du 30 août, 4 révolutions successives (N° 468 à 471) ont procuré des durées utilisables respectivement égales à 31, 37, 37 et 23 minutes. Depuis lors, l'apogée a continué à se déplacer dans le plan de l'orbite, si bien que lorsque le satellite est au-dessus de l'Atlantique nord, il est voisin de son périégée, et les périodes de visibilité mutuelle sont devenues très courtes, les essais transatlantiques ont été interrompus début novembre et ne doivent reprendre que fin décembre quand les durées de visibilité mutuelle seront redevenues appréciables (fig. 6).

3. La station de Pleumeur-Bodou

Trois stations ont participé aux essais de télécommunications à large bande par satellites relais dès le lancement de TELSTAR 1 : celle de l'A.T.T. à Andover près de RUMFORD (Maine, Etats-Unis) celle du G.P.O. à Goonhilly Downs dans la péninsule de Lizard (Cornouaille, Royaume Uni) et la station du C.N.E.T. à Pleumeur-Bodou près de Lannion (Côtes-du-Nord). D'autres stations actuellement en cours de réalisation doivent participer aux essais en 1963, notamment en Italie, en Allemagne et au Japon.

La station de Pleumeur-Bodou est une station expérimentale, destinée à étudier au maximum les conditions d'établissement des liaisons et la qualité de transmission obtenue, afin de pouvoir déterminer au mieux les caractéristiques des futurs systèmes de télécommunication par satellites (fig. 7).

La partie essentielle de la station est l'antenne à grand gain et faible bruit qui émet et reçoit les signaux à large bande. C'est une antenne « cornet réflecteur », de même type que celles utilisées pour les faisceaux hertziens en visibilité ; son diagramme de rayonnement à lobes latéraux et arrière très réduits permet d'obtenir une très faible température de bruit à la réception ; pour avoir le gain souhaité, de l'ordre de 60 décibels, l'antenne doit être de grande dimension : elle comprend essentiellement un cornet conique de 40 mètres de longueur, un réflecteur parabolique et une ouverture circulaire de 20 mètres de diamètre ; l'antenne est orientable en site par rotation autour de l'axe du cornet, qui reste horizontal ; les équipements radioélectriques sont situés dans une cabine placée près du sommet du cornet (c'est-à-dire du foyer de la parabole) et sont réunis au cornet par un joint tournant, de façon à être maintenus en position horizontale. L'ensemble de l'antenne et de la cabine (ainsi qu'une autre cabine, située plus bas, contenant les alimentations et les équipements de commande de l'antenne), qui a une longueur d'environ 50 mètres, une hauteur d'environ 30 mètres et qui pèse environ 300 tonnes, est mobile en azimut sur deux rails concentriques autour d'un pivot central, et est protégé des intempéries par un radome sphérique en matière plastique de 70 mètres de diamètre maintenu par une légère suppression d'air sec à température régulée.

Pour effectuer les réglages initiaux de la grande antenne, ainsi que les vérifications nécessaires avant chaque expérience de liaison par satellite, on a construit sur l'île Losquet, à environ 5 km de l'antenne, un pylône de visée de 200 mètres, cette hauteur étant nécessaire pour que la liaison entre le sommet du pylône et l'antenne ne soit pas sensiblement affectée par la réfraction atmosphérique ; on a construit, pour l'installer au sommet du pylône, un simulateur de satellite tel que si l'on dirige vers lui l'onde rayonnée par l'émetteur à forte puissance et la grande antenne, on reçoit un signal identique à celui qui serait réémis par le satellite.

Le pointage de l'antenne peut se faire soit sur un programme calculé à partir des données reçues concernant l'orbite des satellites, soit par asservissement à une antenne de poursuite précise : c'est une antenne

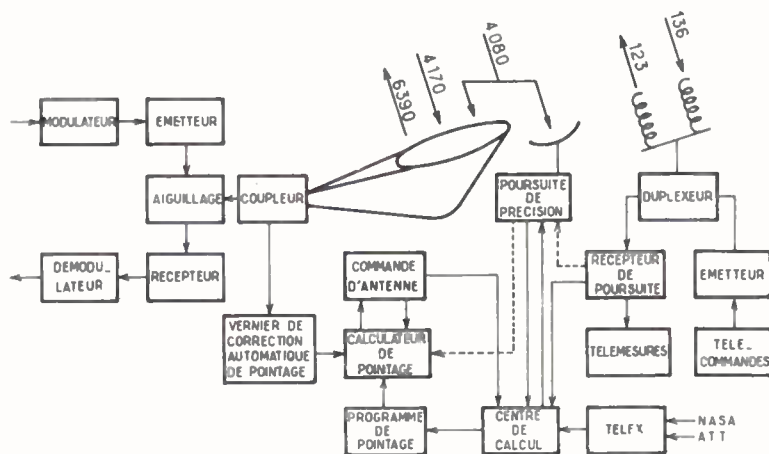


FIG. 7. — Schéma de principe de la station de Pleumeur-Bodou.

parabolique d'environ 3 mètres de diamètre, associée à un récepteur à bande étroite (1 kHz) ; cette bande est maintenue centrée sur la fréquence de la radiobalise hyperfréquence à 4 080 MHz au moyen d'un dispositif à blocage de phase. L'antenne de poursuite précise dispose également d'un petit pylône de visée supportant un émetteur à 4 080 MHz (qui simule la balise hyperfréquence du satellite) destiné à effectuer les réglages du récepteur associé avant chaque expérience de poursuite.

L'angle d'acquisition de l'antenne de poursuite précise, c'est-à-dire l'écart angulaire maximal entre l'axe de l'antenne et la direction du satellite pour que la poursuite automatique soit assurée, est de $\pm 1^\circ$, et la précision de poursuite du centième de degré. On peut donc pointer la grande antenne dans la direction indiquée, en l'asservissant, mais comme son mouvement peut introduire des distorsions de pointage, on lui adjoint un vernier de correction automatique de pointage, basé sur l'apparition de modes supérieurs dans le cornet lorsque l'antenne est légèrement dépointée, ce qui permet d'obtenir une précision de pointage meilleure que le centième de degré.

L'angle d'acquisition de la grande antenne munie de son vernier est seulement de l'ordre du dixième de degré, mais si l'on connaît avec précision les éléments orbitaux du satellite, on peut calculer sa direction à mieux que le dixième de degré, et on peut ainsi préparer à l'avance le programme de pointage qui suffit pour assurer le pointage correct de la grande antenne ; ce programme n'est d'ailleurs nécessaire que pendant l'acquisition, le vernier étant ensuite suffisant pour maintenir le pointage dès qu'il est « accroché » sur la direction du satellite.

L'antenne de poursuite précise peut donc n'être utilisée que de temps à autre, pour améliorer la précision des paramètres orbitaux dont on dispose. Au cas où l'on ne connaîtrait pas la direction du satellite à mieux qu'un degré, on pourrait faire appel à la station de réception de télémesures qui est équipée d'une antenne à 4 hélices et d'un récepteur à 136 MHz permettant d'effectuer la poursuite radioélectrique de tous les satellites pourvus d'une radiobalise dans la bande 136-137 MHz, et la réception des télémesures émises par les satellites dans cette même bande. La poursuite est faite selon le principe dit « monopulse » utilisant des combinaisons des signaux reçus par les 4 hélices pour élaborer les signaux d'erreur en site et azimut ; la poursuite en fréquence est assurée par un dispositif à blocage de phase. L'angle d'acquisition de l'antenne à 4 hélices est de $\pm 10^\circ$, et la précision de poursuite de l'ordre du demi-degré, ce qui suffit à pointer l'antenne de poursuite de précision, puis la grande antenne ; cependant ce mode de poursuite ne doit être utilisé qu'exceptionnellement, par exemple immédiatement après le lancement d'un satellite, lorsqu'on ne dispose pas encore d'informations précises sur son orbite.

Au récepteur de télémesures est associé un émetteur de télécommandes utilisant la même antenne grâce à un dispositif duplexeur, et fonctionnant à environ 123 MHz, qui permet d'effectuer les télécommandes à bord du satellite TELSTAR 1. Le récepteur de télé-

mesures et l'émetteur de télécommandes peuvent être utilisés en liaison avec d'autres satellites que les satellites de télécommunication, par exemple ceux destinés à l'étude de l'ionosphère.

4. Les équipements de télécommunications

4.1. L'ANTENNE ET LES ORGANES DE LIAISON AUX ÉQUIPEMENTS

L'antenne de télécommunications du type cornet-réfecteur (fig. 8) a une ouverture circulaire de 18 m de diamètre. Ses caractéristiques électriques sont les suivantes :

— à la fréquence d'émission 6 390 MHz son efficacité est de 65 % son gain de 60,9 dB et la largeur du faisceau à 3 dB longitudinalement est de $0,13^\circ$, transversalement de $0,16^\circ$.

— à la fréquence de réception 4 170 MHz et pratiquement aussi à la fréquence de poursuite 4 080 MHz, son efficacité est de 70 %, son gain de 57,4 dB et la largeur du faisceau à 3 dB longitudinalement de $0,20^\circ$, transversalement de $0,25^\circ$.

La forme de l'antenne a été choisie pour sa faible température de bruit. Celle-ci ne peut pas être dissociée de celle du radome et l'ensemble produit une température de bruit de 10 à 12°K . Il est difficile de dire quelle est la part de l'antenne et celle du radome mais il est probable que la part de ce dernier est la plus importante.

La figure 9 est un schéma des équipements de liaison entre l'antenne et les émetteurs de signal (1 725 MHz, 6 390 MHz), le récepteur de signal (4 170 MHz) et le récepteur du vernier de poursuite (4 080 MHz).

Les éléments à partir de l'antenne sont les suivants :

- un joint tournant,
- un coupleur 1 725 MHz pour l'émetteur du projet Relay,
- un coupleur du vernier de poursuite,
- une transition vers un guide circulaire réduit puis un guide carré,
- un déphaseur (simultanément à 4 et 6 GHz),
- une transition vers un guide circulaire,
- un duplexeur 4 GHz, 6 GHz.

L'antenne est supportée le long d'un grand cercle perpendiculaire à son axe de rotation. Un autre point de fixation existe un peu en avant du joint tournant.

Le joint tournant se trouve dans une section conique. Aucune liaison mécanique n'existe entre les deux morceaux en dehors des points de fixation déjà mentionnés. La distance entre les deux pièces est de $50/1\,000^{\text{e}}$ d'inch (1,27 mm). Les pièges sont centrés à 4 170 MHz. La perte d'insertion à cette fréquence est de 0,01 dB.

Le TOS à 6 390 MHz est de 1,08, ce qui explique que les fuites sont faibles.

Le coupleur à 1 725 MHz pour l'émetteur RELAY utilise un mode coaxial autre que le mode TEM. L'onde est envoyée dans ce coaxial au moyen de 4

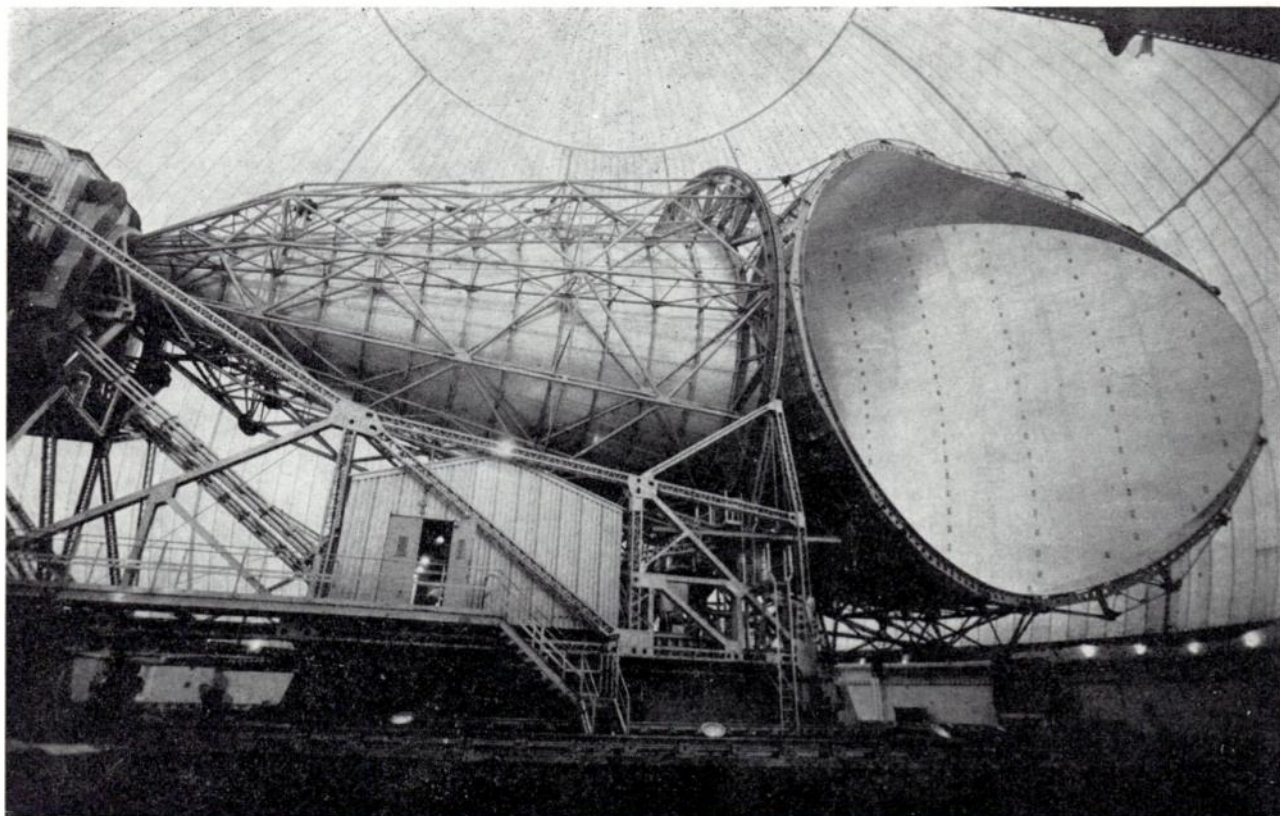


FIG. 8. — L'antenne de télécommunications.

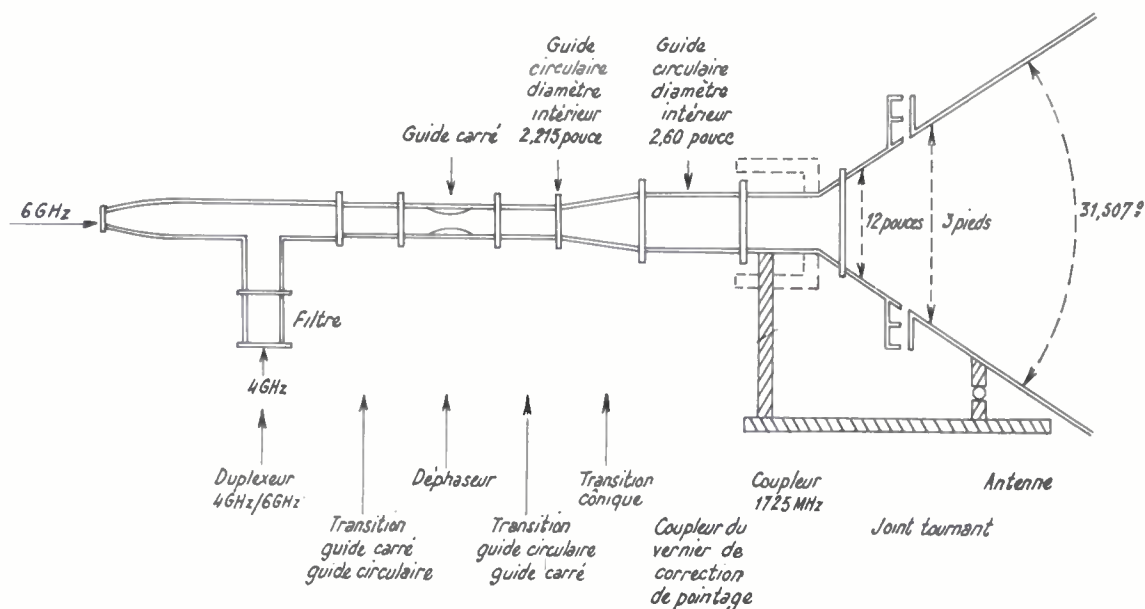


FIG. 9. — Les éléments de liaison entre l'antenne et les équipements radioélectriques.

sondes en croix groupées 2 à 2. Les phases sont telles que le mode TEM n'est pas excité et que le mode de propagation est le mode TE 11. Un filtre passe-bas est placé dans cette ligne coaxiale dans une position adéquate pour présenter un court-circuit à la fréquence 4 GHz. L'onde est injectée par une fente annulaire en un endroit tel que l'énergie envoyée vers l'arrière dans le guide conique est réfléchi avec une phase convenable pour s'ajouter à l'onde émise vers l'avant,

Le mode qui véhicule le signal reçu est le mode principal en guide circulaire TE 11 avec une polarisation circulaire. Le vernier de poursuite fonctionne en prélevant le mode TM 01 et 2 polarisations rectangulaires du mode TE 11. Ce rôle est joué par le coupler du vernier de poursuite au moyen de deux trous de couplage sur la paroi du guide alimentant 2 cavités.

Le déphaseur 90° est destiné à transformer les ondes polarisées circulairement en ondes polarisées rectilignement aux deux fréquences : 4 170 GHz et

6 390 GHz. Il est réalisé en guide rectangulaire, ce qui nécessite la présence de 2 transitions guide circulaire-guide rectangulaire. Il est constitué par une lame de téflon adaptée ($TOS < 1,05$), cette lame est calculée au mieux pour les deux fréquences. Les dimensions du guide rectangulaire sont légèrement modifiées de façon à compenser la variation de phase avec la fréquence de la lame de téflon.

L'ellipticité est de 0,2 dB à 4 170 MHz
de 1 dB à 6 390 MHz.

Les ondes à 4 GHz et à 6 GHz sont émises avec une polarisation circulaire mais avec des sens opposés. L'onde émise au sol à 6 GHz est polarisée à droite. L'onde émise par le satellite à 4 GHz est polarisée à gauche. On obtient donc à l'entrée du duplexeur des ondes polarisées rectilignement mais à polarisations perpendiculaires.

Le duplexeur met à profit cette propriété. Une plaque métallique est placée dans le guide principal de façon à laisser passer l'onde à 6 GHz et à réfléchir l'onde à 4 GHz. En un point où la phase est convenable une fenêtre réfléchissant l'onde à 6 GHz laisse passer l'onde à 4 GHz. Le découplage dû au duplexeur entre les deux accès pour l'onde à 6 GHz est de 40 dB.

Le filtre donnant un affaiblissement de 40 dB à 6 GHz tout en n'ayant que 0,05 dB d'affaiblissement à 4 GHz permet d'éviter la saturation du maser par l'émetteur.

4.2. LES ÉQUIPEMENTS DE MODULATION

Les équipements de modulation (fig. 10) reçoivent l'onde à transmettre dans la bande de base et fournissent l'onde modulée en fréquence à l'émetteur de puissance. Ils sont composés :

- du modulateur proprement dit,
- d'un amplificateur moyenne fréquence,
- d'un limiteur,
- d'une porte à diode,
- d'un mélangeur,
- d'un tube à ondes progressives.

Le modulateur proprement dit est un modulateur à 2 klystrons non linéarisé comportant une commande automatique de fréquence ; cette dernière fonctionne par alignement sur la valeur moyenne du signal et donne une stabilité de ± 100 kHz. La linéarité sur une bande de ± 10 MHz est de ± 4 % pour le premier ordre, ± 10 % pour le second.

La fréquence centrale peut être décalée de ± 5 MHz pour permettre le fonctionnement en liaison bilatérale à bande étroite.

L'amplificateur moyenne fréquence qui comporte 3 étages est centré sur une fréquence de 74 MHz et a une bande passante supérieure à 30 MHz. Il est suivi par un limiteur à 3 étages avec diodes, très énergique, dont la compression est de 32 dB et dont le niveau de sortie est de 8 dBm.

Une porte à diode est destinée à protéger l'émetteur de puissance, elle possède une isolation de 86 dB pour un affaiblissement de 0,5 dB seulement.

Le mélangeur est un mélangeur avec gain du type « amplificateur paramétrique à bande latérale supérieure ». Il est équilibré et possède 2 diodes. Son niveau nominal d'entrée + 1 dBm, son niveau de sortie + 6 dBm. Il est précédé d'un atténuateur permettant de régler son niveau d'attaque ; l'oscillation locale est produite par un oscillateur à quartz dont le dernier étage est un tube à ondes progressives, du même type que le tube amplificateur de la chaîne principale fournissant + 27 dBm. Un filtre passe-bande permet d'éliminer les fréquences parasites.

Le tube à ondes progressives WE 444 est le tube utilisé dans les équipements de faisceau hertzien américain TH. Ce tube est destiné à fournir une puissance de sortie de 5 W, sa puissance de saturation étant de 10 W. Il est stable en court-circuit mais il est séparé du tube de puissance par un circulateur. Un filtre d'harmonique est aussi inséré à cet endroit.

4.3. L'ÉMETTEUR DE PUISSANCE

L'émetteur de puissance qui reçoit l'onde modulée provenant des équipements de modulation est destiné à fournir l'onde à transmettre avec la puissance désirée à l'antenne. Lorsque la liaison établie est bilatérale, le satellite reçoit du sol 2 ondes porteuses, décalées chacune de 5 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale utilisée pour une liaison unilatérale. Pour que le tube à ondes progressives placé à bord du satellite fournisse 2 ondes de puissance voisine, il est nécessaire que les puissances des ondes entrantes dans le satellite soient voisines. C'est pour cette raison que le tube de puissance de l'émetteur est précédé par un dispositif automatique de réglage du niveau d'émission. La figure 11 représente ce dispositif qui reçoit ses informations du centre de calcul. La tolérance dans le réglage est de ± 1 dB.

Une boucle est nécessitée par le fait que le tube de puissance se sature pour les fortes puissances (il n'est linéaire que jusqu'à 1 kW de puissance de sortie).

On reçoit du calculateur deux tensions. Si S est la distance actuelle du satellite, les tensions sont proportionnelles à :

$$-20 \log \frac{S}{S_0} \quad \text{et} \quad -20 \log \frac{S_{\max}}{S_0}$$

La distance de référence S_0 est de 100 miles ; la valeur maximale possible est 10 000 miles. La dynamique exprimée en dB est de 40. La tension correspondant à $S_{\max}$ est de 5 ou 10 V.

L'équipement appelé « commande de référence » permet de comparer la valeur de la tension correspondant à S donnée par le calculateur à celle affichée sur le potentiomètre lié à l'atténuateur. On annule la différence. La transformation de l'information logarithmique en donnée proportionnelle au carré de la distance se fait donc grâce à l'atténuateur et au potentiomètre.

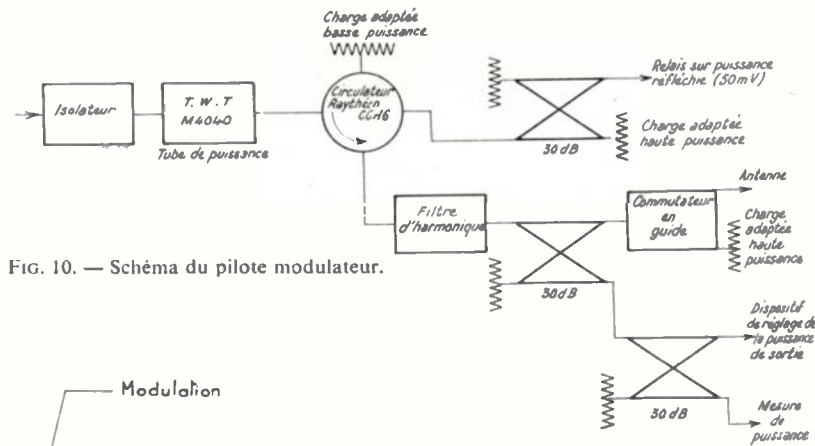


FIG. 10. — Schéma du pilote modulateur.

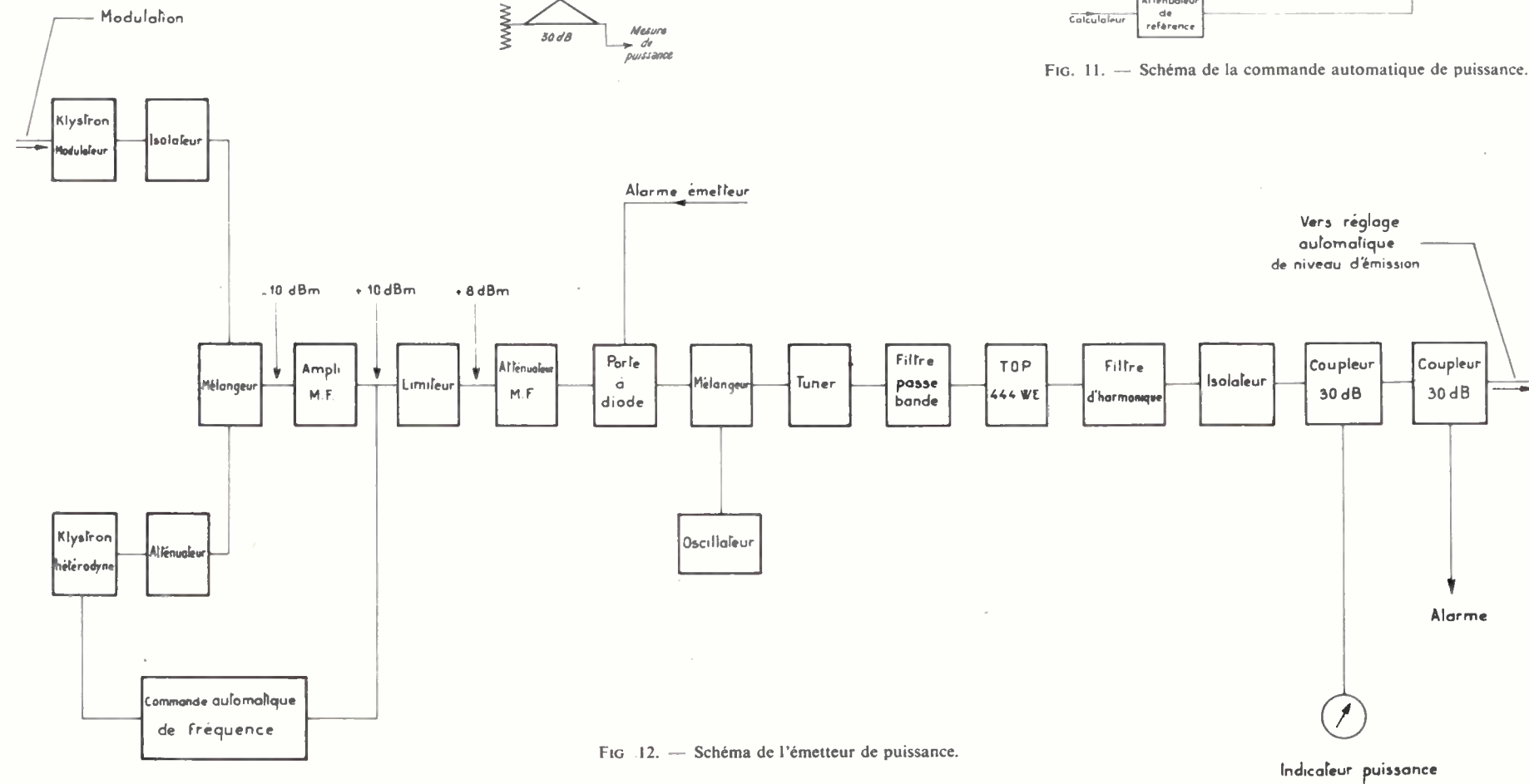


FIG. 12. — Schéma de l'émetteur de puissance.

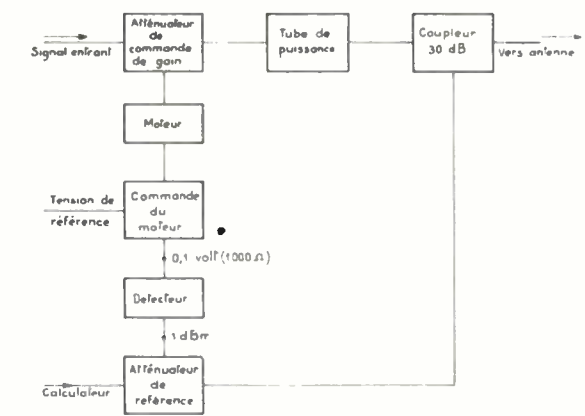


FIG. 11. — Schéma de la commande automatique de puissance.

La puissance à la sortie de l'atténuateur est donc ramenée à une valeur constante + 1 dBm. La tension détectée est donc maintenue constante et vaut 0,1 volt.

Si par action du système, cette tension devient différente de 0,1 volt le moteur de commande de l'atténuateur de gain se met en marche par l'intermédiaire de l'amplificateur continu et ramène la valeur de la tension détectée à 0,1 volt.

Les deux moteurs de commande des atténuateurs sont identiques. Un relais court-circuite soit l'un, soit l'autre de deux enroulements constituant une phase de ces moteurs diphasés. La tension de commande du relais est comparée à une tension de référence ce qui permet de faire déplacer la lame du relais dans un sens ou dans l'autre par variation de la tension de commande.

La puissance maximale que peut fournir le TOP de commande de l'amplificateur de puissance est trop faible pour qu'on dépasse la saturation de cet amplificateur et que par suite il y ait risque d'amorçage de la boucle.

La vitesse maximale de variation est environ 10 fois celle qui sera atteinte par le satellite Telstar. Cette dernière vitesse est maximale quand le satellite passe à son périégée (900 km) au-dessus de la station. Elle est alors de 0,3 dB/s.

Pour une orbite circulaire, la dynamique est de 11,5 dB quand l'élévation varie de 0 à 90° ; quand elle varie de 7,5° à 90° la dynamique est de 10 dB. Ceci est encore vrai pour une orbite elliptique d'excentricité inférieure à 0,3.

Le tube de puissance a été spécialement développé pour le projet TELSTAR, par les Bell Laboratories. C'est un tube à ondes progressives accordable dans la bande 5 925 - 6 425 MHz, dont la puissance de sortie maximale est de 2 à 3 kW. La puissance de commande nécessaire est de 5 W au maximum — la puissance d'alimentation est de 45 kVA — la haute tension étant de 17 000 V avec un débit de 1 A. Le tube est composé de 2 sections d'amplification de 25 dB environ séparées par une section d'atténuation de 20 dB environ — le tube est refroidi par de l'eau à 4 °C ainsi que l'électro-aimant qui consomme 25 A sous 25 V — le tube est pompé en permanence. Il est instable en court-circuit à l'entrée et à la sortie et c'est la raison pour laquelle il est placé entre 2 circulateurs à ferrites, celui de sortie étant refroidi à l'eau — l'émetteur complet (fig. 12) comporte un détecteur d'arc, un filtre d'harmonique et des coupleurs et commutateurs — l'émetteur est bien entendu pourvu d'un certain nombre de systèmes de sécurité sur la circulation d'eau, sur la température de certains éléments, sur la puissance réfléchie, sur les variations de tension d'alimentation.

4.4. LE RÉCEPTEUR

Les caractéristiques essentielles du récepteur sont les suivantes :

- la fréquence est de 4 170 MHz,
- la température de bruit est de 30 à 35 °K quand l'antenne est pointée au zénith et se décompose comme suit :

Maser et reste du récepteur : 4 °K

Radome et antenne : 10 °K à 12 °K,

Guides : 13,5 °K,

le reste correspond à la température de bruit du ciel dans des conditions normales ;

- la bande de bruit est de 25 MHz environ,
- le seuil de 5 à 6 dB au-dessus du bruit,
- la commande automatique de gain produit une compression de 34 à 38 dB pour une variation inférieure à 0,5 dB.

Le récepteur se compose (fig. 13) :

- d'organes à faible bruit,
- d'organes d'amplification,
- d'organes de démodulation.

Il comporte à son entrée un maser à ondes progressives à rubis et grenat ayant un gain de 40 dB (fig. 14), une bande passante à 3 dB de 25 MHz après égalisation et un bruit de 3,5 °K environ.

La pompe du maser est assurée par un klystron japonais OKI :

- la fréquence nominale est de 30,300 GHz,
- la puissance fournie par le klystron est de 250 mW dont seulement 150 mW sont utilisés par le maser.

Le maser est saturé par la pompe ce qui ne nécessite pas de stabilisation de puissance, par contre une stabilisation de fréquence est indispensable. C'est un système classique avec une cavité en invar à forte surtension et un discriminateur.

La pente du discriminateur est de ± 10 volts pour une variation de fréquence totale de 25 MHz. Le gain en boucle est de 40 dB. La stabilité est assurée à $\pm 0,5$ MHz.

Le système de réfrigération comprend un vase DEWAR à double paroi contenant à l'intérieur de l'hélium liquide et entre les parois de l'azote liquide. La consommation d'hélium est de 11 l par transfert dans le vase DEWAR, ce qui permet un fonctionnement de 8 h. La consommation d'azote est de 15 l par jour.

Le champ magnétique du maser est produit par un aimant permanent. Le réglage se fait par des shunts magnétiques.

Les organes d'amplification comportent un mélangeur de réception dont l'oscillation locale est produite à partir d'un quartz, d'un préamplificateur et de deux amplificateurs moyenne fréquence dont le 2^e possède une commande automatique de gain. Entre ces 2 amplificateurs on peut insérer les filtres (fig. 15) permettant de séparer l'onde utile de l'onde indésirable en fonctionnement bilatéral. Rappelons que la commande automatique de gain dont la constante de temps est de 7 ms comprime à 0,5 dB une variation de niveau de 38 dB.

Les organes de démodulation sont assez complexes puisqu'ils comportent un mélangeur, alimenté par un oscillateur local à quartz, transposant l'onde à 6 GHz.

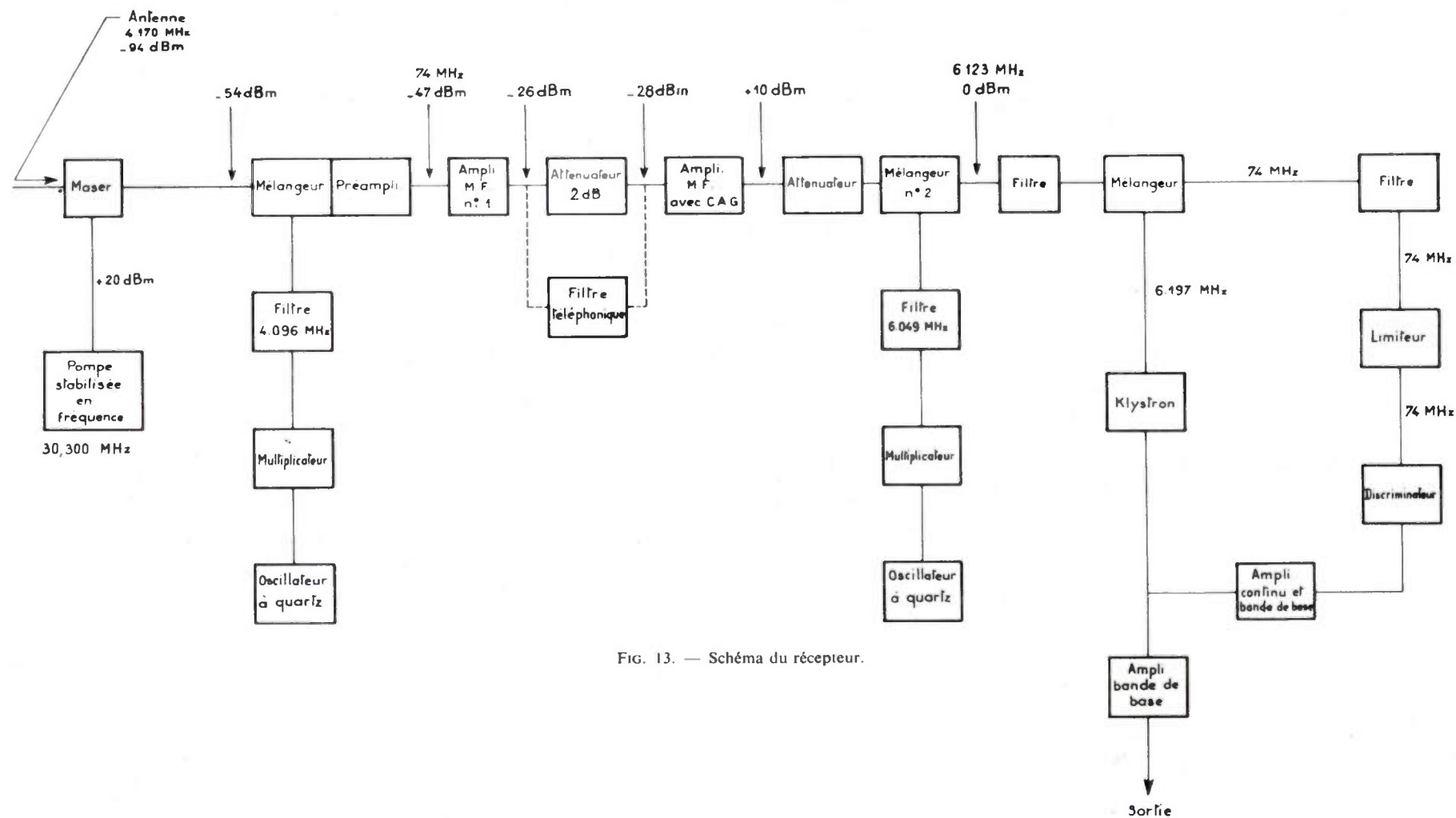


FIG. 13. — Schéma du récepteur.

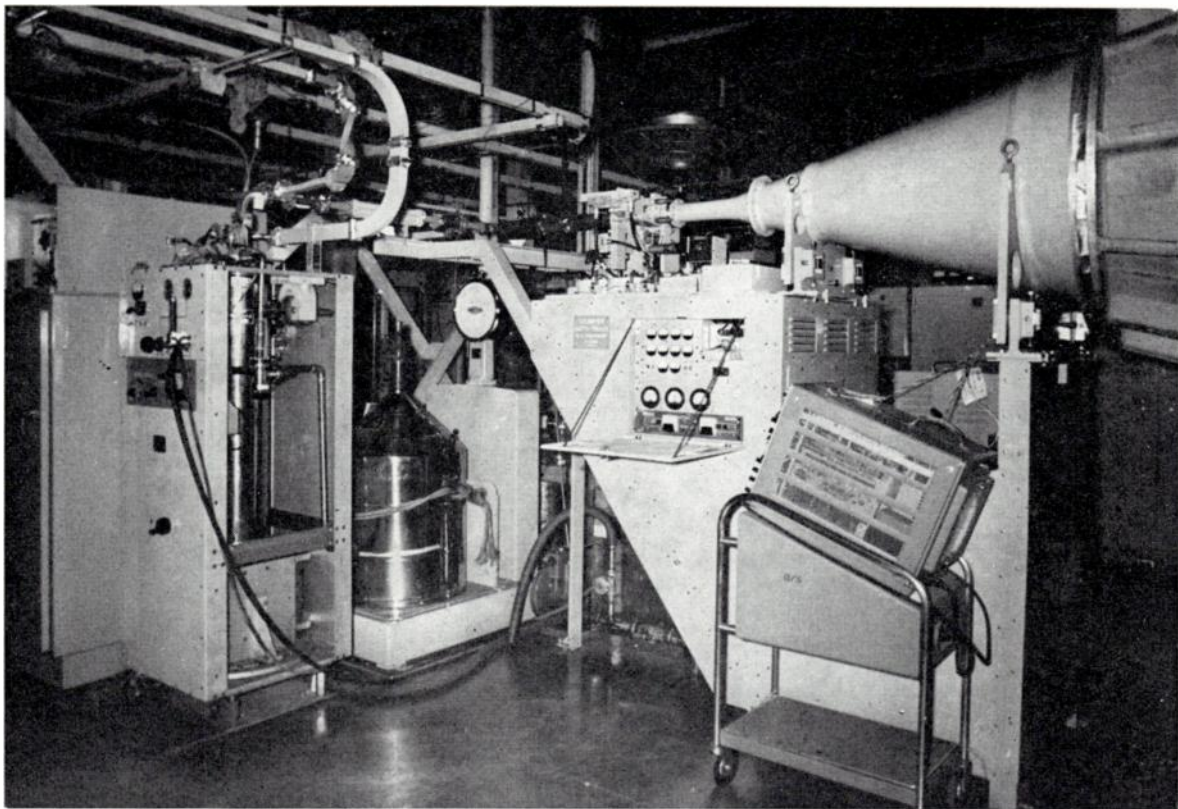


FIG. 14. — Le maser.

L'onde est alors démodulée dans un démodulateur à compression de fréquence composé d'un mélangeur de réception alimenté par un klystron oscillateur du type de ceux utilisés dans le modulateur, d'un amplificateur moyenne fréquence, d'un filtre, d'un li-

- le gain de boucle est de 16 dB,
- l'amélioration sur le seuil obtenue avec ce démodulateur est de 5 dB environ.

4.5. LES ÉQUIPEMENTS TERMINAUX

Les signaux de téléphonie et de télévision sont acheminés entre le bâtiment central et l'émetteur et le récepteur sous radome par 2 liaisons différentes spécialisées — la commutation s'effectue manuellement.

En ce qui concerne la télévision, l'image et le son sont acheminés de façon séparée entre le bâtiment central et le radome : un diplexeur d'émission, effectuant la modulation en fréquence du son sur une sous-porteuse à 4,5 MHz et ajoutant cette sous-porteuse avec un niveau convenable au signal image, se trouve à côté de l'émetteur. Le diplexeur de réception effectuant l'opération inverse se trouve placé à côté du récepteur. Un commutateur manuel pour l'image et un autre pour le son permettent d'envoyer vers l'antenne le signal provenant soit d'un des 2 enregistreurs magnétiques de télévision Ampex, soit du faisceau hertzien de liaison avec la R.T.F. à Paris, soit d'équipements de mesure, ou de transmettre le signal reçu pour l'enregistrement vers les enregistreurs magnétiques Ampex, vers le faisceau hertzien pour la R.T.F., vers des équipements de mesure. Un filtre limitant la bande passante image à 3 MHz peut être inséré à volonté (fig. 16). Des récepteurs de contrôle pour le

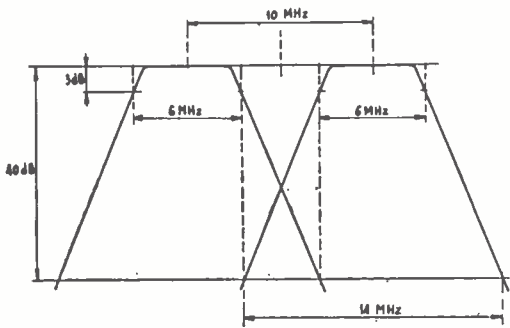


FIG. 15. — Schéma des filtres pour la liaison bilatérale.

miter, d'un discriminateur à circuits décalés et d'un amplificateur en bande de base comportant un réseau de connexion.

- la linéarité du klystron est de $\pm 2 \%$ sur ± 4 MHz,
- le filtre comporte une seule cellule et a une bande passante d'environ 6 MHz — les circuits sont entièrement transistorisés,

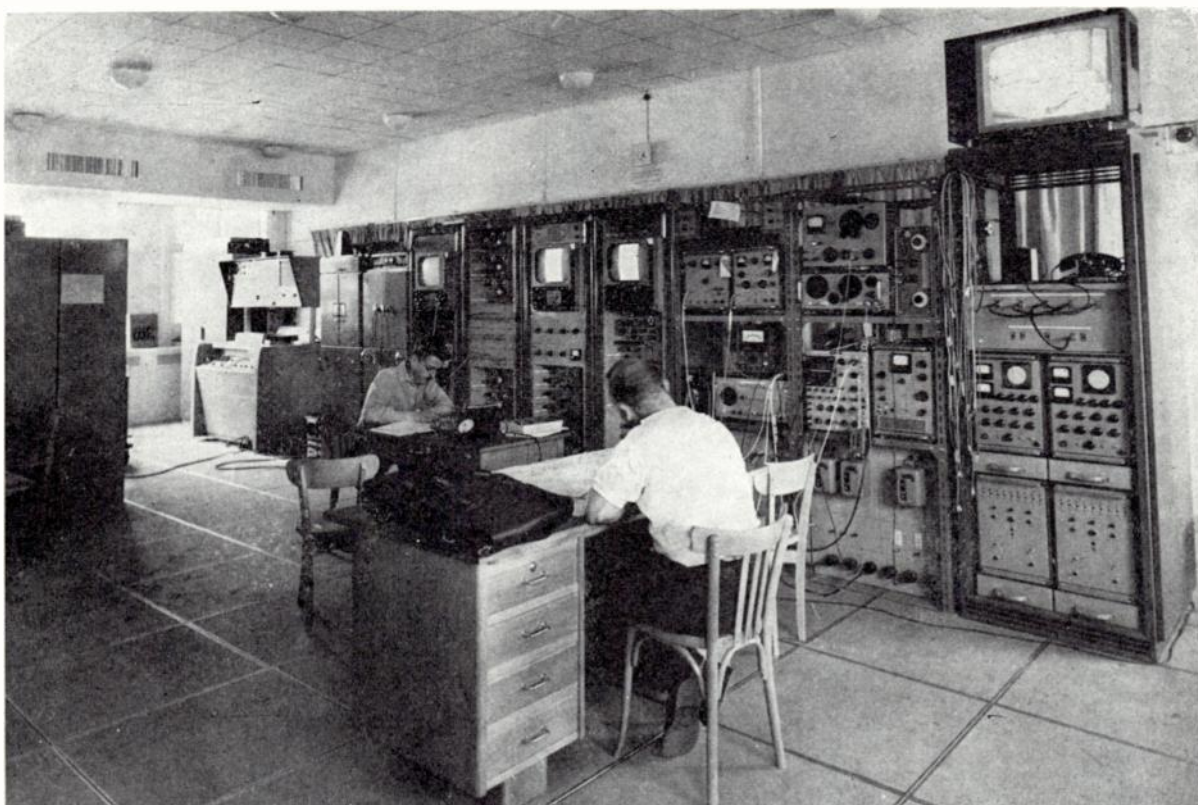


FIG. 16. — Les équipements terminaux de télévision.

signal envoyé vers l'émetteur, pour le signal reçu et pour le signal obtenu après démodulation de l'onde envoyée sur l'antenne, sortant du tube de puissance et sont disposés aux principaux points de contrôle du fonctionnement de la station.

Signalons encore que l'équipement comprend un générateur des signaux de synchronisation pour toute la station et un amplificateur de stabilisation permet

tant de rétablir le niveau du noir et reconstituer les signaux de synchronisation.

Les équipements de téléphonie (fig. 17) se composent d'une partie d'un ensemble multiplex par répartition en fréquence de 600 voies. Il est possible grâce à des panneaux de commutation d'obtenir 60 voies simultanées réparties par groupe de 12 à volonté dans les groupes secondaires pairs. De plus, il est possible de constituer 12 voies dans la bande 12 à 60 kHz et dans la bande 60 à 108 kHz. L'excursion de fréquence du signal, qui est fonction des niveaux d'entrée du modulateur et de sortie du démodulateur, peut être réglée dans une grande plage de variation de façon simple. La station possède en plus un ensemble de télégraphie harmonique pour 12 voies pouvant être établi dans une quelconque des voies téléphoniques disponibles.

5. Les essais de télécommunications

Les essais d'ensemble de télécommunications par satellites ont commencé à la station de Pleumeur-Bodou, le 10 juillet 1962, jour du lancement du satellite TELSTAR 1. Le succès de la première transmission de télévision entre les Etats-Unis et la France lors du premier passage du satellite en visibilité mutuelle et la qualité des images reçues ont montré que les connaissances théoriques et les possibilités pratiques de réalisation étaient déjà suffisantes pour permettre de constituer une liaison satisfaisante. Mais il y a beaucoup de renseignements à obtenir, de mesures à effectuer, de perfectionnements à apporter pour utiliser au mieux le nouveau mode de transmission que nous permettent les satellites artificiels.

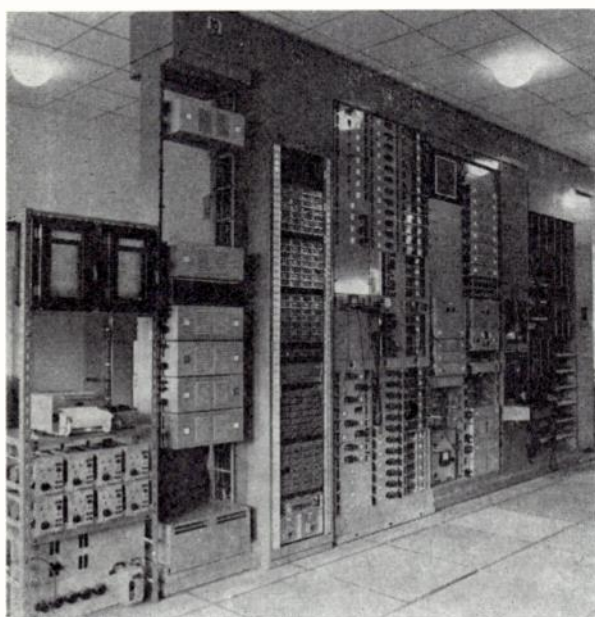


FIG. 17. — Les équipements terminaux de téléphonie.

La mission de la station de Pleumeur-Bodou consiste à repérer le satellite et à suivre son mouvement, c'est ce que nous appelons la poursuite. Ensuite lorsque le contact est établi avec le satellite, la station doit mettre en œuvre tout un ensemble d'équipements de télécommunications permettant de transmettre l'information. Nous effectuons donc des essais de poursuite et des essais de transmission.

5.1. LES ESSAIS DE POURSUITE

Les essais de poursuite sont de deux sortes : déterminer les capacités d'acquisition des différents ensembles et leur faculté à conserver le contact avec le satellite dans les différents modes de fonctionnement.

Rappelons que l'équipement de télémesure et télécommande reçoit une onde émise par le satellite à 136 MHz ; l'expérience a montré que l'acquisition avait lieu dès le lever du satellite au-dessus de l'horizon ; l'angle d'ouverture du faisceau de l'antenne étant de 20°, la recherche du satellite ne pose pas de problème. Certaines propagations particulières ont été observées et l'acquisition a pu avoir lieu lorsque le satellite était encore à environ 10° en dessous de l'horizon. Il s'agit probablement de phénomènes de propagation au-delà de l'horizon et des études sont actuellement poursuivies afin de mieux les connaître et de les corrélérer aux conditions météorologiques : humidité, nuages, pluie, vent. La poursuite en azimut s'effectue normalement quelle que soit l'élévation. Par contre, lorsque l'élévation est inférieure à 15°, la direction de réception change parfois brutalement et l'antenne subit des mouvements désordonnés dont l'amplitude est environ $\pm 5^\circ$. Pour des élévations supérieures, la précision de pointage s'améliore rapidement pour atteindre $\pm 1^\circ$ à 20°.

L'équipement de poursuite de précision qui travaille sur une fréquence de 4 080 MHz, effectue son acquisition dès le lever du satellite au-dessus de l'horizon, le plus souvent l'élévation n'a pas atteint 1/2 degré. L'acquisition est quasi certaine avec cet équipement si l'on connaît à un degré près l'azimut avec lequel se lèvera le satellite. La recherche de la fréquence exacte de réception, variable à cause de l'effet DOPPLER, se fait très facilement. Par suite de l'imprécision des données fournies par l'équipement de télémesure et de télécommande, l'acquisition par asservissement à cet équipement est pratiquement impossible en dessous d'une élévation de 15°. La direction de réception des ondes subit beaucoup moins de perturbations que pour l'équipement de télémesure et de télécommande. Pour des élévations inférieures à 3°, la précision des données obtenues est de 0,2° environ. Pour des élévations supérieures, on atteint le centième de degré. Notons que cet équipement est particulièrement sûr puisqu'il n'a jamais perdu le satellite en cours de poursuite.

Les différents modes possibles d'acquisition par l'antenne de télécommunications font l'objet d'essais détaillés. Celle-ci se fait aussi à 4 080 MHz.

Un premier mode utilise pour une part les bandes magnétiques de données et pour une autre le vernier

de poursuite. L'acquisition est assez difficile pour une élévation inférieure à 3° par suite des variations rapides de la direction de l'onde reçue dont l'amplitude atteint près de deux fois la largeur du faisceau de l'antenne. Au-dessus de cette élévation, l'acquisition et la poursuite se font normalement.

Un second mode permet l'acquisition manuelle avec l'aide du vernier de poursuite. Il n'a pas été utilisé jusqu'à présent en cours de fonctionnement car il est d'une efficacité douteuse et difficile d'emploi. Il a cependant été prévu pour tenter l'acquisition en l'absence de données par bande magnétique et du fonctionnement de l'équipement de poursuite de précision.

Il est encore possible de réaliser l'acquisition de l'antenne de télécommunications par asservissement à l'équipement de poursuite de précision. Cette méthode a donné de très bons résultats, elle permet de ne pas utiliser les données des bandes magnétiques lorsque celles-ci sont imprécises.

Un autre essai d'acquisition consiste à faire une recherche en spirales autour de la position donnée par les bandes magnétiques. Cette méthode est assez délicate car le temps de balayage est nécessairement assez long et la recherche de la fréquence de réception complique sérieusement le problème.

La poursuite du satellite lorsque l'élévation a dépassé 3° s'effectue de façon excellente dans un mode de fonctionnement où le vernier de poursuite donne directement ses informations aux moteurs de commande de l'antenne. C'est ainsi que s'effectue le plus souvent la poursuite. Jusqu'à présent l'antenne de télécommunications n'a perdu le satellite pour de courts instants que 2 fois à une période où un des 3 amplificateurs paramétriques du vernier de poursuite était en panne et où le fonctionnement était assuré avec 2 seulement.

Notons que l'on observe en général un décalage de temps entre les données calculées et la position observée du satellite. Il est possible d'introduire dans le programme un tel décalage que l'on peut estimer par une étude des positions relevées aux passages précédents. Il est dû à une sorte de vieillissement des paramètres orbitaux.

Ces essais prouvent donc que l'acquisition du satellite est quasiment certaine et que la poursuite s'effectue ensuite dans des conditions excellentes. On peut alors être assuré que les mesures sur la voie de télécommunications ne seront pas entachées d'erreurs de pointage pour des élévations supérieures à 3°. Ceci rend d'autant plus sûrs les résultats des essais de transmission dont nous allons parler maintenant.

5.2. LES ESSAIS DE TRANSMISSION

Ces essais peuvent se classer en deux catégories : les essais d'ensemble et les essais techniques.

Parmi les premiers, nous avons les essais en liaison unilatérale à large bande, c'est-à-dire dans un seul sens.

Nous avons effectué des essais de transmission de télévision unilatérale (fig. 18) avec les normes à 525 lignes. La bande passante est limitée à 3 MHz, ce

FIG. 18. — Image de télévision reçue des Etats-Unis en liaison unilatérale à bande large, le 23 juillet 1962.

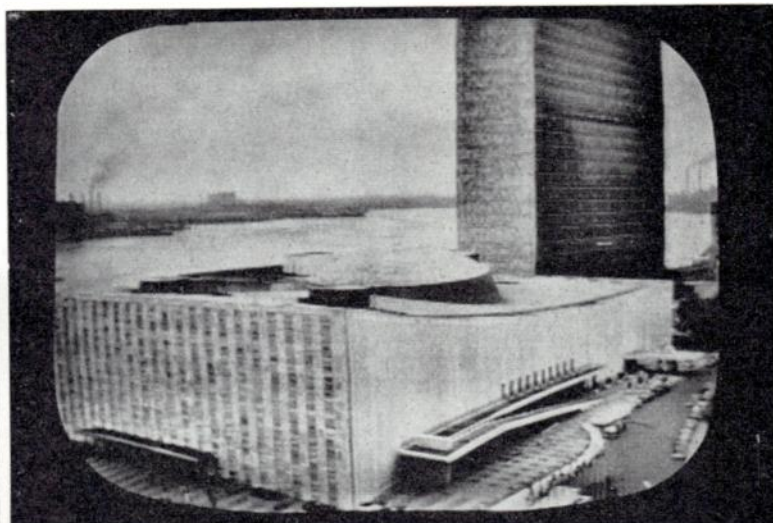
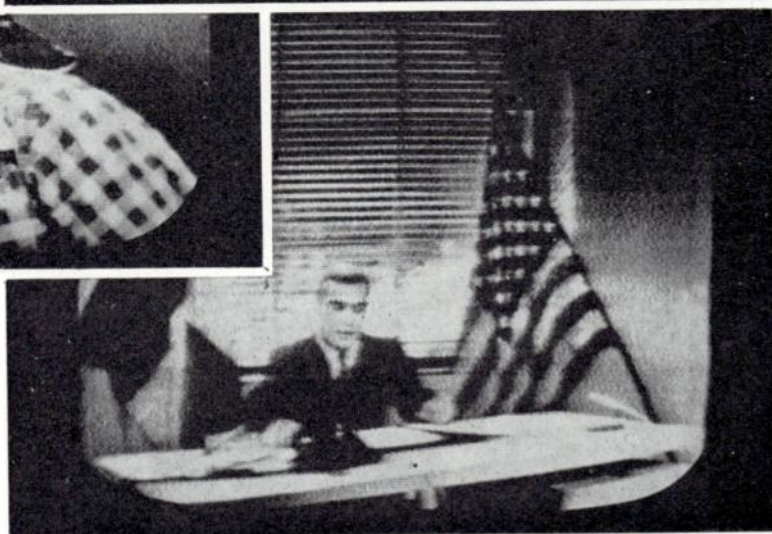


FIG. 19. — Image de télévision reçue des Etats-Unis en liaison bilatérale, le 25 juillet 1962.

FIG. 20. — Image de télévision reçue en liaison bilatérale après un aller et retour entre Pleumeur-Bodou et Andover, le 25 juillet 1962.



qui diminue un peu la finesse de l'image, tout en lui conservant une qualité acceptable. Le son est aussi transmis par modulation d'une sous-porteuse à 4,5 MHz. La qualité de transmission est très bonne et aucun phénomène parasite tel que moirage, striage, n'a été observé jusqu'à ce jour. Comme on pouvait s'y attendre, l'influence de l'effet DOPPLER ne se fait pas sentir.

De la même façon, on peut transmettre unilatéralement l'équivalent de 600 voies téléphoniques mais aucun essai d'ensemble ne peut être effectué puisqu'il n'existe qu'un seul sens de transmission.

La même liaison a permis de transmettre des données à très grande vitesse (875 000 bits/s). La qualité a été exceptionnellement bonne puisqu'en 20 mn de transmission une seule erreur a été observée ce qui représente un taux d'erreur de 10^{-9} .

On peut aussi en utilisant 2 fréquences porteuses décalées transmettre sur une liaison bilatérale, c'est-à-dire dans les 2 sens, une onde à bande réduite. Un ensemble de 60 voies peut être réalisé mais n'a été

constitué jusqu'à présent que pour des essais techniques.

Il est possible aussi de transmettre en liaison bilatérale deux programmes de télévision, un dans chaque sens. La qualité des images est inférieure à celle obtenue en télévision unilatérale parce que l'excursion de fréquence doit être plus faible (fig. 19-20). Le son de son côté est transmis très difficilement, mais il faut noter que le projet initial ne prévoyait pas un tel essai de transmission et qu'il est donc à la limite des possibilités de la liaison. Notons cependant qu'aucune intermodulation très apparente n'a pu être observée et que la qualité de l'image reste convenable.

Disons encore que les voies téléphoniques réalisées soit dans les liaisons unilatérales soit dans les liaisons bilatérales peuvent être utilisées pour transmettre des ensembles de messages télégraphiques. Dans quelques cas peu fréquents l'effet DOPPLER qui produit un décalage entre la fréquence reçue et la fréquence émise peut empêcher leur fonctionnement correct. Un système de correction est en cours de réalisation. Des téléphotographies ont été transmises. L'effet DOPPLER qui produit une variation de temps de pro-

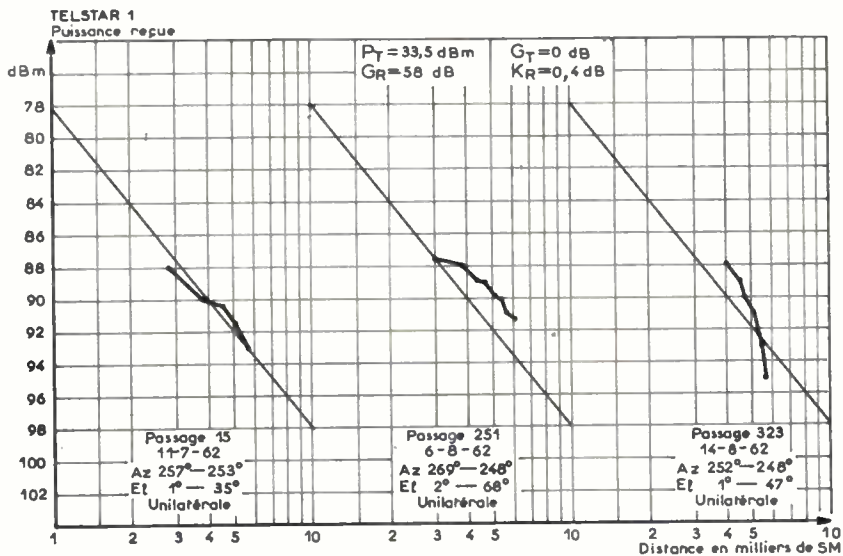


FIG. 21. — Puissance reçue à l'entrée du maser — liaison unilatérale.

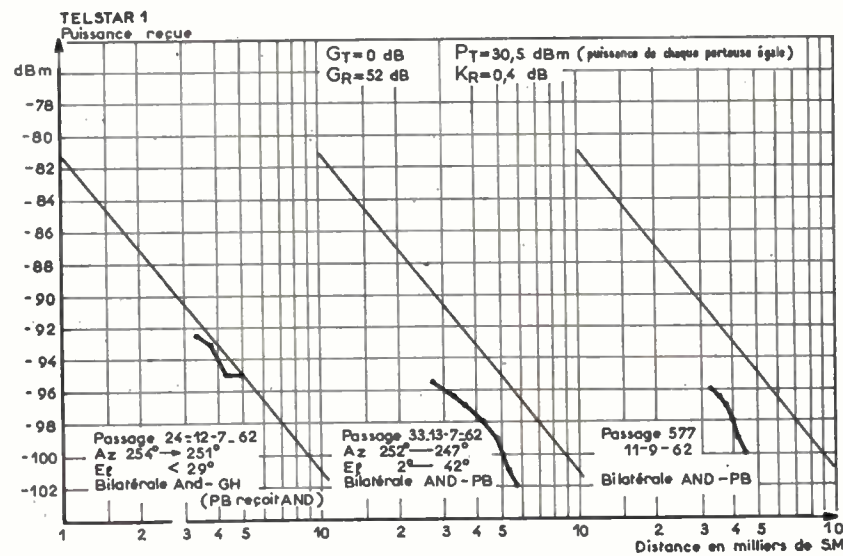


FIG. 22. — Puissance reçue à l'entrée du maser — liaison bilatérale.

pagation peut introduire une déformation intolérable. Un système de correction a été essayé avec succès. La transmission de données dans une voie téléphonique à 1 200 et 2 400 bauds a été effectuée à plusieurs reprises sans que l'on observe d'erreurs.

Les essais les plus intéressants, qui font le mieux connaître les caractéristiques de la liaison de télécommunications, sont les essais techniques. Ce sont les études de la puissance du signal reçu, des bruits, des distorsions et des effets particuliers inexistant dans les liaisons de faisceaux hertziens classiques.

Au cours de chaque passage du satellite, on enregistre la puissance de l'onde reçue. Celle-ci est très faible, en moyenne de l'ordre de -90 dBm quand la liaison est unilatérale (fig. 21), un peu plus faible lorsque la liaison est bilatérale (fig. 22). Les résultats font apparaître une très bonne cohérence avec les valeurs calculées. On a observé toutefois en fonction-

nement bilatéral des variations irrégulières de faible amplitude. On peut penser que les imperfections du réglage automatique de la puissance d'émission des stations donnent des puissances à l'entrée du satellite qui ne sont pas rigoureusement égales et varient lentement l'une par rapport à l'autre. Le tube de puissance placé à bord du satellite amplifie ces différences.

Les essais techniques de télécommunications les plus importants concernent sûrement le bruit. Avant et après chaque passage du satellite, on mesure la température de bruit du récepteur. Ce bruit dépend de la couche d'atmosphère que traverse le faisceau de l'antenne et particulièrement de son épaisseur et de son humidité. On détermine la température de bruit au zénith et de temps en temps on mesure aussi cette température de bruit en fonction de l'élévation de l'antenne. La valeur moyenne relevée à Pleumeur-Bodou au zénith est comprise entre 30 et 35° Kelvin,

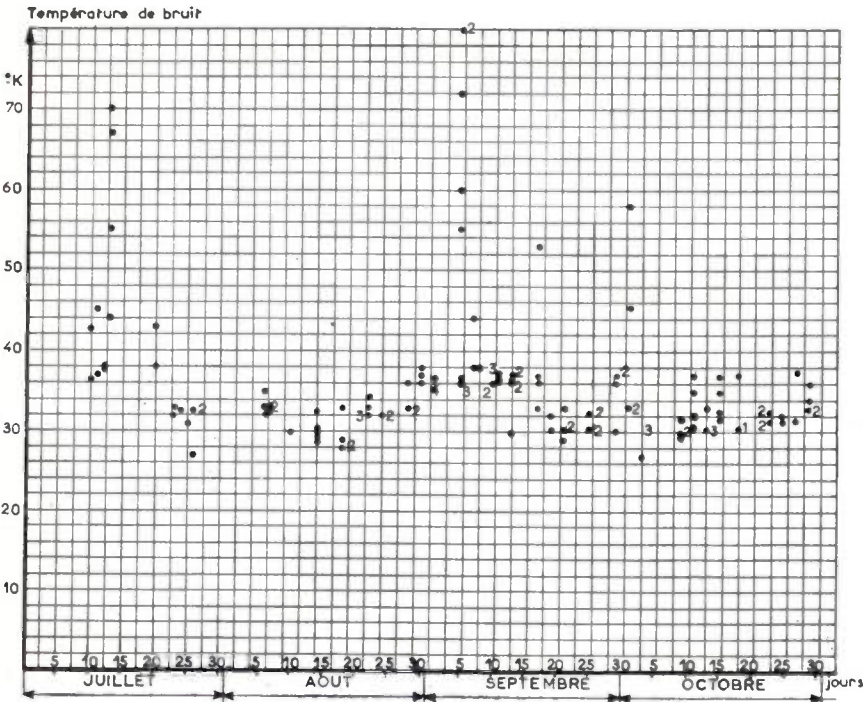
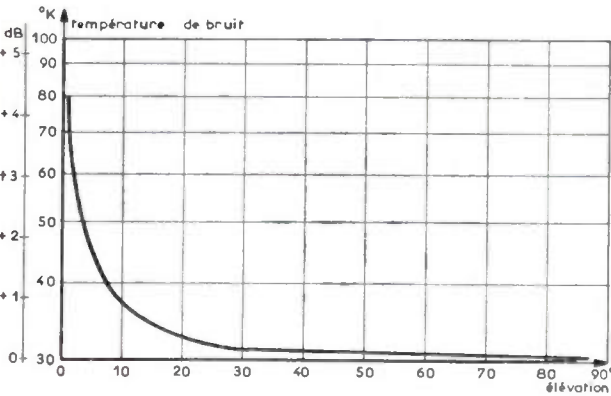
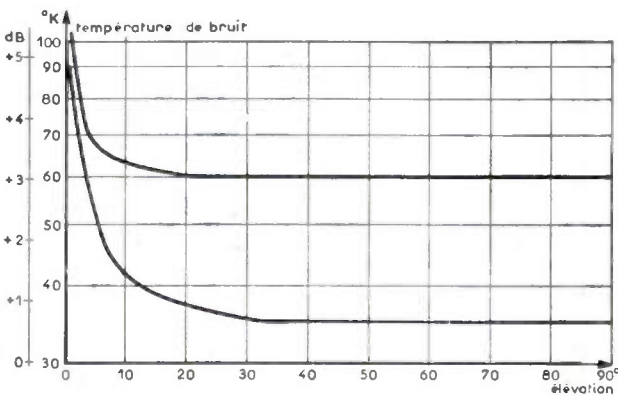


FIG. 23. — Températures de bruit du récepteur de télécommunications mesurées au zénith.



Conditions normales (temps sec)



Conditions anormales

FIG. 24. — Températures de bruit du récepteur de télécommunications en fonction de l'élévation.

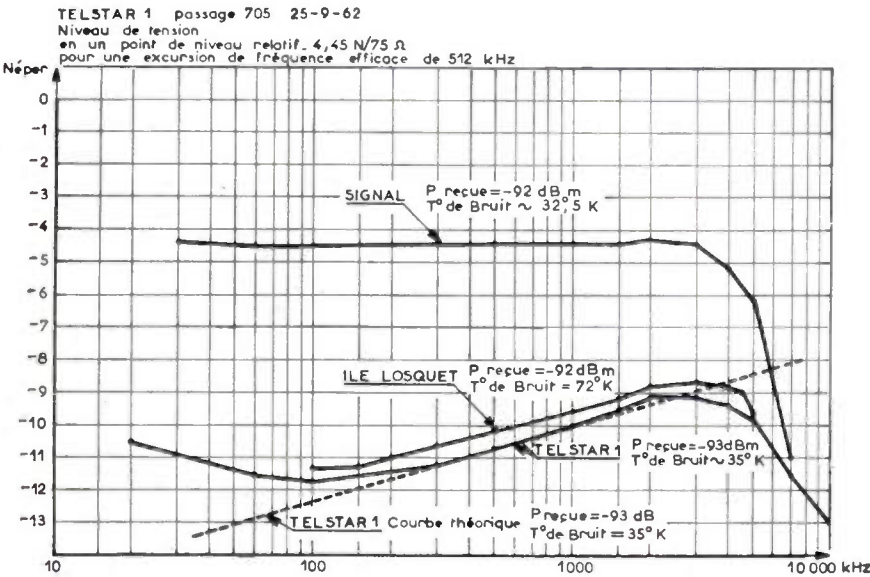


FIG. 25. — Analyse du bruit en bande de base.

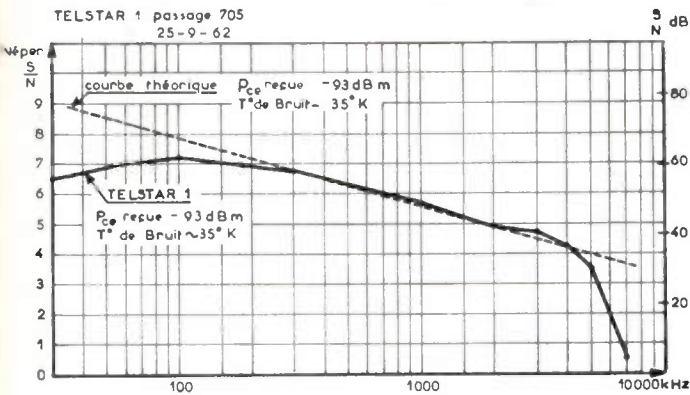


FIG. 26. — Rapport signal/bruit non pondéré en bande de base pour une voie téléphonique.

mais des valeurs pouvant aller jusqu'à 80°K ont parfois été observées (fig. 23-24). Parmi les 100 premières mesures effectuées au moment des passages du satellite TELSTAR c'est-à-dire à des heures variables de la journée : 11 % étaient inférieures à 30°K, 47 % à 35°K, 83 % à 40°K, 95 % à 60°K.

L'étude de l'influence des conditions météorologiques : pluie, vent, humidité, est en cours mais nécessite un travail de longue haleine. L'importance de ces études relatives au bruit est considérable puisque le seuil de fonctionnement lui est directement lié.

L'analyse du bruit en fonction de la fréquence du signal à transmettre et la recherche des interférences fait aussi l'objet d'une étude soignée. La figure 25 montre un exemple de résultats obtenus. On observera l'excellente concordance avec le calcul. La figure 26 représente le rapport signal à bruit dans une bande de 4 kHz déduit des résultats précédents. La diminution de ce rapport aux basses fréquences est due au bruit des équipements et aux hautes fréquences à la limitation de la bande de fréquence radio.

Enfin des mesures de bruit global ont été effectuées et quelques exemples sont rassemblés dans les figures 27 et 28. On notera pour la voie video et la voie son en télévision unilatérale le rapport signal à bruit semble atteindre un maximum. La raison n'en a pas encore été déterminée mais il est vraisemblable que ceci provient d'un bruit interne aux équipements. En

Numéro du passage	Puissance reçue	Elévation de l'antenne	Températ. de bruit calculée	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ non pondéré calculé	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ pondéré calculé	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ non pondéré mesuré	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ pondéré mesuré	Observation
252	— 86 dBm	43°	32 °K	51 dB	63,3 dB	44,2 dB	54,2 dB	sans préaccentuation
324	— 92 dBm	2° 8	70 °K	41,5 dB	53,8 dB	—	51,7 dB	
324	— 89 dBm	40°	32 °K	48 dB	60,3 dB	—	53,5 dB	
325	— 92 dBm	8°	39 °K	44 dB	56,3 dB	—	53,9 dB	
325	— 90 dBm	20°	31 °K	—	—	—	53,5 dB	avec préaccentuation

Rapport Signal/Bruit en télévision unilatérale

Numéro du passage	Puissance reçue	Elévation de l'antenne	Températ. de bruit calculée	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ non pondéré calculé	$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ pondéré calculé		$S_{c.à.c.}/B_{eff}$ pondéré mesuré	Observation
577	— 96 dBm	50°	36 ° 5 K	28,5 dB	40,8 dB		40,6 dB	sans préaccentuation

Rapport Signal/Bruit en télévision bilatérale

FIG. 27. — Rapport signal/bruit en télévision.

Número du passage	Puissance reçue	Elévation de l'antenne	Température de bruit calculée	$S_{\text{crête}}/B_{\text{eff}}$ non pondéré calculé sans préaccentuation	$S_{\text{crête}}/B_{\text{eff}}$ non pondéré mesuré avec préaccentuation
250	— 93 dBm	15°	35 °K	55,5 dB	50,2 dB
250	— 88 dBm	48°	32 °K	60,5 dB	56,3 dB
252	— 90 dBm	27°	32 °K	58,5 dB	54 dB

FIG. 28. — Rapport signal/bruit pour la voie son en télévision unilatérale.

télévision bilatérale par contre l'accord avec le calcul est très satisfaisant mais le rapport signal/bruit est plus faible. Ces résultats montrent que les valeurs obtenues en télévision unilatérale sont tout à fait comparables à celles que recommande le Comité Consultatif International des Radiocommunications pour les liaisons par faisceaux hertziens.

Des mesures de bruit pondéré dans quelques voies parmi 600 voies possibles en liaison unilatérale sont montrées à titre d'exemple dans la figure 29. Là encore les mesures sont en plein accord avec le calcul.

Les essais relatifs aux distorsions au cours de la transmission nous ont montré que les principales distorsions provenaient des équipements au sol.

Des mesures de distorsion de temps de propagation ont été effectuées en utilisant le simulateur de l'Ile Losquet et le satellite en boucle. Pour cet essai nous avons utilisé un démodulateur classique. La figure 30 montre les résultats obtenus (ordonnée 2 ns par grande division, abscisse 1,75 MHz par division). La distorsion est d'environ 25 ns pour 14 MHz avec principalement une distorsion du 2^e ordre. On remarque la grande similitude des résultats obtenus avec le satellite et avec le simulateur du pylône de l'Ile Losquet.

En téléphonie la distorsion de temps de propagation produit du bruit d'intermodulation. Des mesures

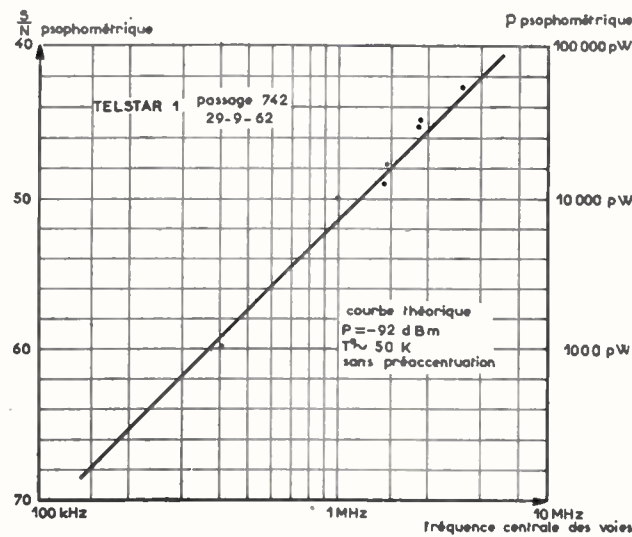


FIG. 29. — Bruit pondéré dans les voies téléphoniques.

ont été faites sur la liaison unilatérale pour une charge de 600 voies téléphoniques. On charge la liaison selon la méthode recommandée par le CCIR par un bruit blanc à l'exception de 3 fenêtres à 70 kHz, 1 002 kHz et 2 438 kHz dans lesquelles on mesure le bruit à la réception.

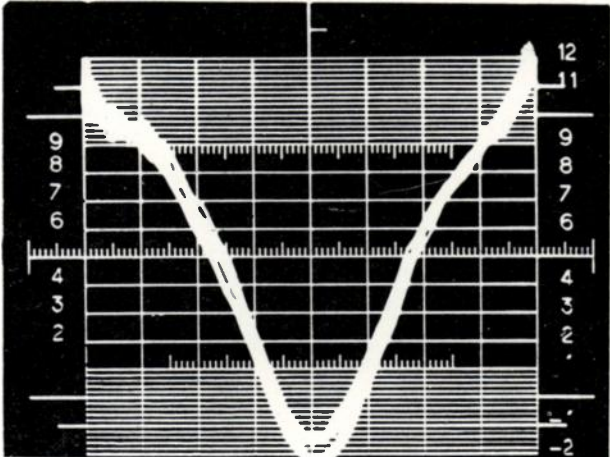
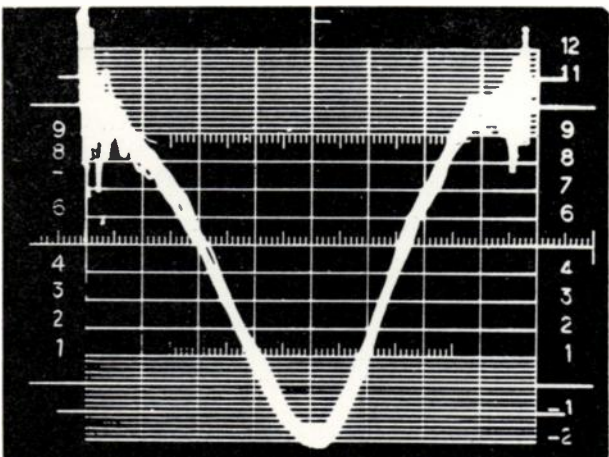


FIG. 30. — Distorsion de temps de propagation de groupe (ordonnée : 2 ns par grande division; abscisse : 1,75 MHz par division).

Pour une température de bruit normale 32 °K et une puissance de l'onde reçue moyenne (— 90,5 dBm) nous avons mesuré les valeurs indiquées dans la figure 31. Notons que les bruits sont mesurés dans une bande de 4 kHz sans pondération. La préaccentuation produit bien comme on s'y attendait une amélioration pour les fréquences hautes. Le bruit d'intermodulation est absolument négligeable devant le bruit thermique pour la plupart des voies et particulièrement pour les voies hautes. Les mesures précédentes ont été faites pour l'excursion de fréquence nominale (510 kHz efficace par voie) correspondant à une excursion de fréquence pendant 10⁻⁴ du temps de environ ± 10 MHz. D'autres mesures nous ont montré qu'on pouvait augmenter l'excursion de fréquence de 2 à 3 dB, ceci nous donne une puissance de bruit total pondéré maximum inférieure à 15000pW. La distance couverte à la surface de la terre étant supérieure à 5 000 km, on obtient une qualité supérieure à celle des câbles transatlantiques actuels. Mais on peut noter que l'onde parcourt une distance de 2 à 3 fois supérieure.

Fréquence de la voie de mesure	Sans préaccentuation		Avec préaccentuation	
	S/B th. en dB	S/B _{th+int} en dB	S/B th. en dB	S/B _{th+int} en dB
70 kHz	65	60	61	54
1 002 kHz	48	47	45,5	45
2 438 kHz	39,5	39	43	43

TELSTAR 1. Passage 869, 13/10/1962.
Température de bruit : 32 °K
Puissance de l'onde reçue à l'entrée du récepteur : —90,5 dBm
Excursion de fréquence efficace par voie pour 0 dBm en un point de niveau relatif zéro : 510 kHz

FIG. 31. — Bruit d'intermodulation 600 voies unilatérales.

Des essais identiques ont été conduits sur la liaison bilatérale pour une charge de 60 voies. Pour une puissance de porteuse reçue de — 90 dBm et une température de bruit de 35 °K nous avons obtenu les résultats de la figure 32. L'excursion de fréquence était de 400 kHz efficace par voie. Aucune préaccentuation n'était utilisée. Une augmentation de l'excursion de fréquence améliorerait encore les résultats. Pour ce type de transmission aussi les résultats sont excellents.

En télévision aussi nous avons étudié les distorsions en transmettant les signaux d'essais définis

Fréquence de la voie de mesure	S/B therm. en dB	S/B _{th+int} en dB
70 kHz	61,5	52
290 kHz	54	41

TELSTAR 1. Passage 996, 27/10/1962.
Température de bruit : 35 °K
Puissance de l'onde reçue à l'entrée du récepteur : —90 dBm
Excursion de fréquence efficace par voie pour 0 dBm en un point de niveau relatif zéro : 400 kHz
Sans préaccentuation

FIG. 32. — Bruit d'intermodulation 60 voies bilatérales.

par le Comité Consultatif International des Radio-communications. Aucune différence dans les résultats n'apparaît entre les essais effectués avec le simulateur de satellite et le satellite lui-même.

Les distorsions sur la voie son de la télévision ont aussi fait l'objet de mesure. On remarquera toutefois que par suite de la double modulation de fréquence du son il est normal que seuls les équipements au sol soient en cause.

Enfin, parlons des phénomènes particuliers à la transmission par satellite et qui n'existent pas dans les autres modes de transmission utilisés actuellement. Seul l'effet DOPPLER avait été prévu et jusqu'à présent aucun autre phénomène n'a été découvert. Il est produit par le déplacement de l'objet qui reçoit et émet les ondes. Il se produit, au cours d'une transmission, une variation du temps de propagation des ondes ou, ce qui revient au même, une variation des fréquences transmises. Heureusement, cet effet est faible, mais il n'en est pas moins parfois gênant, comme nous l'avons vu. La figure 33 montre un exemple de résultat et l'accord avec les valeurs calculées à partir des données d'orbite.

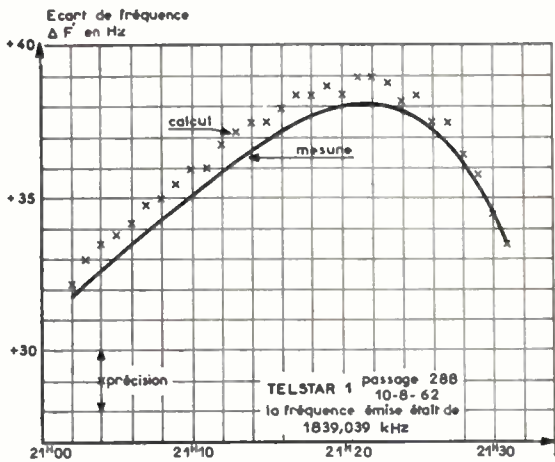


FIG. 33. — Mesure de l'effet Doppler (trajet aller-retour entre la station et le satellite).

Disons aussi que compte tenu de son importance, nous avons mesuré le temps de propagation dans une voie téléphonique. La figure 34 montre le plein accord avec le calcul, la différence constante observée étant due au temps de propagation dans les équipements dont le calcul n'a pas tenu compte, de l'ordre de 1,3 ms.

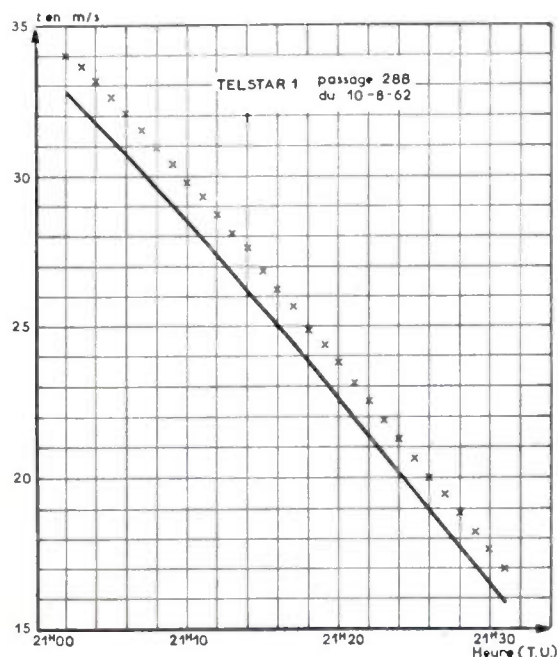


FIG. 34. — Mesure absolue du temps de propagation (trajet aller-retour entre la station et le satellite).

Les résultats des essais à la station de Pleumeur-Bodou sont donc très satisfaisants. Ils vont continuer pendant longtemps pour nous permettre de connaître les performances et la qualité que l'on peut attendre des liaisons de télécommunications par satellites et de déterminer les caractéristiques des liaisons commerciales futures. Les essais sont très nombreux et variés. La plupart sont très difficiles à mettre en œuvre parce que la durée de passage du satellite est très courte et surtout parce que le mouvement du satellite rend variable tout un ensemble de paramètres. Le dépouillement des mesures et les calculs nécessaires pour les comparer aux valeurs théoriques sont de ce fait très longs et cela complique beaucoup l'interprétation des résultats. Pour certains essais, des mesures répétées et l'accumulation d'un grand nombre de résultats peuvent seules permettre d'obtenir un enseignement. Ceci explique pourquoi de longs mois sont encore nécessaires pour connaître les meilleures performances que l'on peut attendre d'une telle liaison.

De nouveaux essais seront nécessaires lorsque plusieurs satellites seront placés sur leur orbite et que plusieurs antennes seront construites mais on peut déjà dire que les liaisons de télécommunications par satellites sont dès à présent techniquement réalisables. En plus du fait qu'elles sont actuellement le seul moyen de transmission pour la télévision entre continents, elles sont capables d'assurer la transmission des voies téléphoniques à très grande distance, trafic dont les besoins s'accroissent rapidement et pour lesquels les moyens actuels seront bientôt insuffisants.

LA COMPRESSION DE FRÉQUENCE ET SON UTILISATION POUR LES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES*

PAR

C. CARDOT

*Ingénieur en Chef des Télécommunications e. d.
Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*

1. Introduction

1.1. La compression de fréquence est l'application des propriétés particulières des systèmes à contre-réaction à la réception des ondes modulées en fréquence.

Nous pensons qu'il sera utile, avant d'étudier plus avant ce sujet, d'indiquer, par la figure 1, la manière dont les paramètres agissent sur les performances dans un récepteur normal à modulation de fréquence.

Sur la première ligne figurent les données de base, sur la dernière ligne les performances du récepteur. Les paramètres dont dispose l'ingénieur sont représentés sur la seconde ligne, et la manière dont ils influencent les performances à travers certains paramètres intermédiaires, est représentée par les lignes verticales ou obliques du schéma.

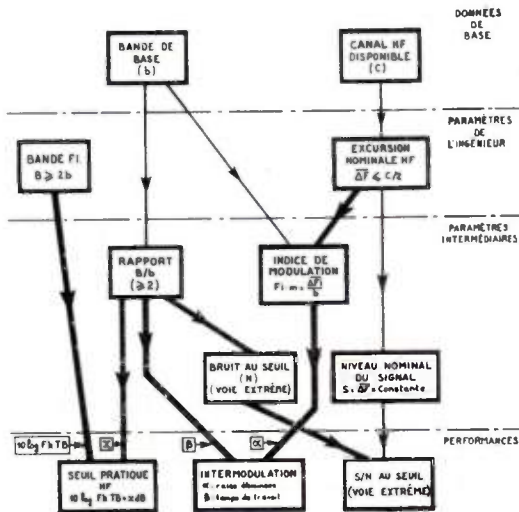


FIG. 1.

1.2. La compression de fréquence permet, par l'emploi, dans le récepteur, d'une boucle de contre-réaction opérant sur le paramètre « fréquence » de réduire, avant filtrage et démodulation, l'indice de modulation des ondes reçues. Les relations ainsi modifiées dans la figure 1 y sont représentées en trait fort. La figure 2 montre les résultats théoriques de l'opération.

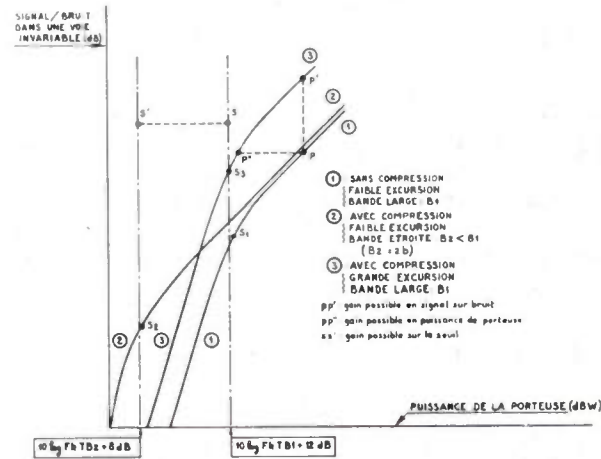


FIG. 2.

La compression de fréquence rend possible :

— soit une augmentation du rapport signal-sur-bruit, du signal démodulé sans modification du seuil, et au prix d'une augmentation de l'excursion de l'émetteur, ce qui accroît l'avantage procuré par un système à modulation de fréquence à *grande déviation et bande large* (passage de la courbe 1 à la courbe 3 : le point p vient en p').

— soit une diminution de la puissance de la porteuse en conservant le même rapport signal-sur-bruit

* Communication présentée à la séance du 19 septembre 1961 du Colloque de l'U.R.S.I. sur « Les recherches en communications spatiales ».

et le même seuil, et ceci à condition que la puissance porteuse ainsi diminuée corresponde encore à une valeur supérieure au seuil. Ce cas dérive du précédent (passage de la courbe 1 à la courbe 3, le point p venant en p'').

— soit encore une diminution de la bande passante à fréquence intermédiaire du récepteur jusqu'aux environs de sa valeur minimale, égale au double de la bande d'information ; ceci entraîne une diminution correspondante du rapport signal-sur-bruit au seuil. Mais ceci accroît les possibilités d'utilisation d'un système à modulation de fréquence à faible déviation et bande étroite, et permet, notamment, un fonctionnement correct pour des valeurs plus faibles de la puissance reçue (c'est le recul du seuil). La courbe 1 devient la courbe 2.

1.3. Historiquement, lorsque ce procédé a été décrit par CHAFFEE en 1939 pour un récepteur à une voie, les buts recherchés étaient d'éviter l'emploi de limiteurs et d'améliorer la linéarité du démodulateur.

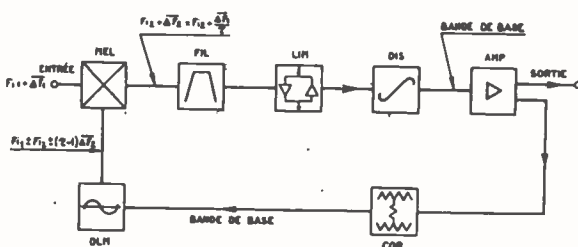
Lorsqu'ensuite le même procédé a été repris par MM. CLAVIER et ALTOVSKY qui l'ont appliqué au câble hertzien Paris-Montmorency en 1946, ils poursuivaient principalement l'amélioration de la linéarité dans les modulateurs et démodulateurs à large bande.

L'emploi actuel de la compression de fréquence, tel que MM. PIERCE et KOMPNER l'ont préconisé pour les télécommunications au moyen de satellites vise la réduction du seuil pratique de réception ou l'amélioration du rapport signal-sur-bruit.

En effet les problèmes techniques, posés pour la construction des limiteurs ou la linéarité des démodulateurs ont été résolus d'une manière satisfaisante par d'autres moyens. Les problèmes du seuil et du rapport signal-sur-bruit sont au contraire fondamentaux pour les télécommunications par satellites, puisqu'ils déterminent la possibilité même d'employer la modulation de fréquence pour ces liaisons. La compression de fréquence apparaît ainsi comme un moyen d'obtenir à la fois les avantages des systèmes à grande déviation et à faible déviation de fréquence.

2. Les effets de la compression de fréquence

2.1. Le schéma de la figure 3 est celui d'une boucle de compression de fréquence du type à oscillateur local modulé en fréquence, sur laquelle portera principalement notre exposé.



F_1 : fréquence intermédiaire
 ΔF : déviation modulée

FIG. 3.

Nous indiquerons tout à l'heure différents autres types de récepteurs permettant d'aboutir au même résultat.

Le principe général est d'extraire du signal reçu un signal auxiliaire qui permet, par sa combinaison avec le signal entrant et non démodulé, de réduire l'indice de modulation du signal à fréquence intermédiaire avant d'en effectuer le filtrage et la démodulation. Dans le cas présent, c'est le signal démodulé qui est utilisé pour moduler en fréquence l'oscillateur local OLM.

2.2. L'expression général du seuil pratique d'un récepteur à modulation de fréquence est donnée par la formule :

$$S_{dB} = 10 \log_{10} FKT B + x_{dB} \quad (1)$$

Les facteurs F (facteur de bruit du récepteur) ; k (constante de BOLTZMANN) ; et T (température de référence) ne peuvent pas être influencés par la compression. Par contre, les paramètres B (bande passante à fréquence intermédiaire) et x (rapport minimal de la porteuse HF au bruit thermique pour une démodulation correcte) sont tous les deux susceptibles d'être modifiés par l'emploi de la compression.

3.3. Le terme B peut être réduit pour deux raisons :

a) la réduction de l'indice avant le filtrage permet d'employer une bande passante plus faible, sans créer davantage de distorsion dans la chaîne directe.

b) l'existence de la chaîne de retour et l'action propre de la contre-réaction sur les produits de distorsion créés dans la chaîne directe permettent de réduire encore B au-dessous de la valeur qui résulte de la considération précédente, en créant davantage de produits de distorsion dans la chaîne directe, mais sans augmenter pour cela la distorsion à la sortie du récepteur.

Il est finalement possible de réduire la bande passante à fréquence intermédiaire au double de la valeur de la bande d'information du signal, cette limite étant la bande passante minimale de tous les systèmes de modulation autres que la bande latérale unique.

Le terme x de la formule (1) est également modifié dans un sens favorable par la compression, la largeur du filtre à fréquence intermédiaire étant réduite, ce qui rend le rapport :

$$\frac{\text{bande du signal}}{\text{demi-bande du filtre}}$$

voisin de l'unité.

Les résultats théoriques de STUMPERS et les travaux de HARRIS montrent, en effet, que l'emplacement du seuil pratique d'une voie par rapport au niveau du bruit thermique est fonction de l'emplacement dans le filtre de la voie considérée. Le seuil pratique est d'autant plus bas que la voie est plus proche de la frontière du filtre, c'est-à-dire que l'indice de modulation qui lui correspond est plus bas.

2.4. Le gain résultant de la diminution de B est immédiatement calculable ; au contraire, celui qui provient

de la réduction du facteur x ne peut actuellement être défini que par des mesures pratiques, en l'absence de données publiées sur la répartition spectrale du bruit en présence de porteuse dans un récepteur à compression.

Il est à noter, enfin, que le bénéfice total à attendre sur le seuil par les considérations théoriques qui précèdent est en partie réduit par les imperfections de la boucle de contre-réaction elle-même.

Les réponses transitoires de la boucle sont, en effet, à l'origine du phénomène de *cliquetis* (en anglais : crackling) déjà signalé par CHAFFEE. Ce phénomène dégrade les performances du récepteur au voisinage du seuil dans une mesure qui va en croissant avec le taux de compression.

2.5. Enfin, il faut souligner, que l'amélioration obtenue en matière de distorsion, repose sur l'hypothèse que la chaîne de retour est parfaitement linéaire.

Dans un montage à contre-réaction d'amplitude, la chaîne de retour est généralement formée d'éléments passifs : elle peut être rendue beaucoup plus linéaire que la chaîne directe.

Dans un récepteur à compression de fréquence, au contraire tel que celui dont nous avons parlé dans le schéma figure 3, la chaîne de retour comporte un modulateur, c'est-à-dire un organe dont le degré de linéarité est comparable à celui de la chaîne directe. Les produits de distorsion créés dans la chaîne de retour se retrouvent inchangés à la sortie du récepteur.

Dans ces conditions, étant donné que le niveau du signal dans la chaîne de retour augmente avec le taux de contre-réaction, on voit que si l'on fait croître ce taux à partir de zéro, la distorsion obtenue en sortie commencera par décroître, tant que la distorsion créée dans la chaîne de retour contribuera au total pour une fraction négligeable, pour croître ensuite, lorsque la distorsion de la chaîne de retour deviendra prépondérante devant celle de la chaîne directe.

Il en résulte un taux de *contre-réaction optimal*, qui est fonction des degrés de linéarité comparés des deux chaînes : directe et de retour. Ce résultat est illustré par la courbe de la figure 4.

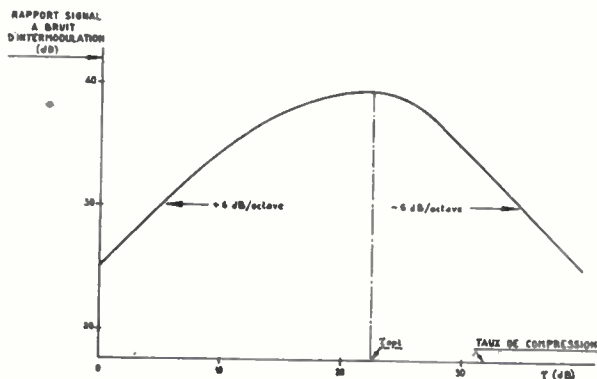


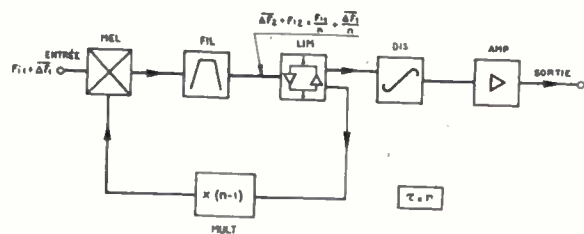
FIG. 4.

2.6. Il nous apparaît donc qu'il existe toujours une limite de compression de fréquence qu'il n'y a aucun intérêt à dépasser, d'une part parce que la bande

passante à fréquence intermédiaire ne peut pas être réduite à moins du double de la bande d'information du signal, ce qui limite d'une manière absolue le bénéfice possible sur le seuil, d'autre part parce que les propriétés avantageuses du montage en matière d'intermodulation disparaissent au-delà d'un certain taux de compression.

3. Différentes réalisations de la compression de fréquence

3.1. La figure 5 représente un récepteur à compression de fréquence opérant par multiplication de fréquence.



F_1 : fréquence intermédiaire
 ΔF_1 : excursions modulées

COMPRESSION PAR MULTIPLICATION

FIG. 5.

La boucle comporte un mélangeur suivi du filtre à fréquence intermédiaire n° 2, (qui définit la bande de bruit du récepteur), suivi lui-même d'un limiteur, dont la sortie alimente :

- le discriminateur et l'étage de sortie,
- la chaîne de retour comportant un multiplicateur par un facteur entier $n-1$, terminée par le mélangeur.

Les fréquences intermédiaires F_{I1} et F_{I2} étant accompagnées des excursions modulées $\overline{\Delta F_1}$ et $\overline{\Delta F_2}$, la fréquence qui est délivrée par la sortie du multiplicateur a pour expression : $(n-1)(F_{I1} + \overline{\Delta F_2})$ et l'équation de fonctionnement du montage est donc :

$$F_{I1} + \overline{\Delta F_1} + (n-1)(F_{I2} + \overline{\Delta F_2}) = F_{I2} + \overline{\Delta F_2}$$

ou :

$$F_{I2} + \overline{\Delta F_2} = \frac{F_{I1} + \overline{\Delta F_1}}{n} \quad (2)$$

On voit que si les termes constants de la formule réalisent l'égalité $F_{I1} = n \cdot F_{I2}$, l'effet de la boucle de réaction est de diviser l'excursion instantanée du signal incident par le facteur n .

On satisfait à cette condition dans un récepteur de ce type, et il fonctionne donc avec un taux de compression constant et égal au rapport des deux fréquences intermédiaires F_{I1} et F_{I2} .

3.2. Le procédé d'insertion d'une porteuse en phase consiste à créer localement une oscillation de même phase que la porteuse reçue, d'amplitude supérieure, et à l'ajouter linéairement au signal reçu.

Le diagramme de Fresnel de la figure 6 permet de comprendre aisément le fonctionnement du système en considérant le vecteur $\overline{AM}$ qui représente un signal reçu sinusoïdal, dont les positions extrêmes au cours de sa modulation angulaire sont représentées en AM' , AM'' et le vecteur $\overline{OA}$ représentant le terme de porteuse additionnelle. On voit que l'excursion du vecteur résultant $\overline{OM}$ est moindre que celle du signal incident, dans un rapport qui est égal à $\frac{MA}{MO}$. Si l'indice de modulation est faible $\frac{MA}{MO}$ est égal au rapport :

$$\frac{\text{tension de signal}}{\text{tension de signal} + \text{porteuse additionnelle}}$$

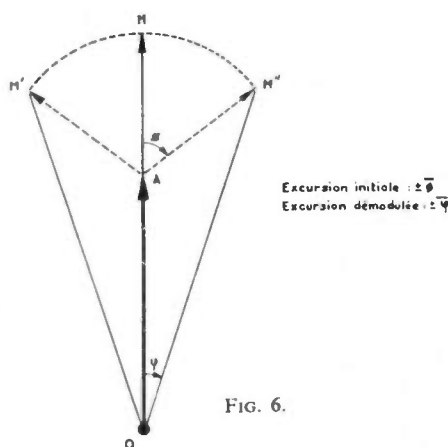


Fig. 6.

3.3. L'emploi d'un oscillateur local modulé en fréquence est représenté par le schéma fonctionnel de la figure 3.

Le récepteur comporte un mélangeur suivi du filtre à fréquence intermédiaire n° 2, du limiteur et du discriminateur.

Ce dernier alimente :

- l'étage de sortie,
- la chaîne de retour, consistant en un étage correcteur de phase, suivi d'un oscillateur modulé en fréquence terminé sur le mélangeur.

Dans ce montage, les fréquences intermédiaires peuvent être choisies arbitrairement et le taux de compression de fréquence peut varier d'une façon continue en faisant varier le gain de la chaîne de retour.

La dernière partie de notre exposé sera consacré à l'étude détaillée et aux performances d'un récepteur de ce type.

4. Etude d'un récepteur comportant un oscillateur local modulé en fréquence

4.1. STABILITÉ DE LA BOUCLE

Les réponses en amplitude et en phase de la boucle complète gouvernent, comme l'a démontré NYQUIST, la stabilité d'un montage à réaction.

Dans le cas présent, le critérium de NYQUIST peut s'énoncer soit en disant que, pour une fréquence de signal telle que le gain de la boucle complète soit devenu égal à l'unité, la rotation de phase apportée par la boucle ne doit pas à cette fréquence dépasser 180° diminué d'un certain angle (égal à la *marge de phase*), soit encore que, pour la fréquence de signal (supérieure à la précédente) pour laquelle la rotation de phase est égale à 180° , le gain doit être retombé au-dessous du gain unité d'un certain nombre de décibels (égal à la *marge de gain*).

Le choix des marges de gain et de phase doit être opéré par un compromis entre la difficulté de la réalisation de la boucle et la marge de stabilité nécessaire à la fiabilité du récepteur.

La question se pose immédiatement de savoir s'il existe un lien entre les marges de gain et de phase, et quels sont les cas où l'une d'elles est surabondante par rapport à l'autre.

L'expérience montre que les propriétés de la boucle sont gouvernées par la remontée de la transmittance en boucle fermée au voisinage de la fréquence de coupure de la boucle ouverte. On peut donc résumer les effets des deux marges par un seul nombre, la marge lue sur une abaque de BLACK, c'est-à-dire la valeur en décibels de la remontée maximale du gain en dehors de la bande d'information du signal. Cette valeur serait infinie pour un montage instable ; l'expérience montre que, pour un taux de compression de 20 dB, il y a lieu de limiter la remontée du gain à 6 dB.

Une remontée supérieure de la transmittance en boucle fermée aurait en effet pour conséquence d'amplifier excessivement les composantes du bruit se trouvant aux fréquences correspondantes, et de favoriser l'apparition du cliquetis. Ceci indique donc comment choisir les marges.

4.2. FILTRE A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE N° 2

La rotation de phase produite par le filtre à fréquence intermédiaire n° 2 est un élément prépondérant dans le bilan des déphasages dus à la boucle complète.

Un double circuit accordé produit une rotation de phase double de celle qui est due à un circuit simple : l'expérience montre qu'il y a intérêt à choisir ce dernier type de filtre, malgré qu'il en résulte une perte théorique de seuil de 1,5 dB, due à la différence de 2 dB qui existe entre la bande de bruit d'un circuit simple et sa bande passante à 3 dB, alors que cette différence n'est que de 0,5 dB pour un double circuit fonctionnant au couplage critique.

4.3. DÉMODULATEUR

Les étages limiteurs et l'étage discriminateur doivent être à large bande pour contribuer aussi peu que possible à la rotation de la phase dans la boucle. Il est également nécessaire de limiter le nombre des étages au minimum compatible avec la technologie des amplificateurs, ceci afin de réduire la pente de la caractéristique asymptotique de la boucle, dont dépend le déphasage apporté par ces étages aux fréquences de la bande passante.

4.4. CORRECTEUR DE BOUCLE

L'étage correcteur de boucle, placé dans la chaîne de retour, est un réseau qui a pour fonction d'assurer la stabilité de la boucle ou d'en améliorer la marge.

Il se détermine expérimentalement à partir du relevé des caractéristiques complètes de gain et de phase de la boucle.

Dans le cas où le filtre à fréquence intermédiaire n° 2 est un simple circuit, le correcteur peut généralement être également constitué lui aussi par un réseau simple à un seul pôle ; il devient beaucoup plus compliqué dans le cas où l'on utilise un double circuit. BODE et DIETZOLD ont indiqué les structures à utiliser dans ce cas.

4.5. OSCILLATEUR MODULÉ EN FRÉQUENCE

Il s'agit d'un oscillateur symétrique, modulé au moyen de lampes à réactance. L'attaque de l'oscillateur symétrique doit être effectuée avec un organe présentant un déphasage aussi faible que possible.

La fréquence moyenne de l'oscillateur modulé est stabilisée par une boucle de réaction auxiliaire, transmettant la composante continue du signal provenant du discriminateur.

4.6. MÉLANGEUR

Le dispositif étudié utilise un mélangeur à heptode.

5. Réalisation et performances

5.1. Le récepteur que nous décrivons ci-après est destiné, à la réception d'un signal multiplex téléphonique à 12 voies ; la bande de base est comprise entre 12 et 60 kHz.

Le taux de compression de fréquence est de 20 dB, avec marge de 6 dB.

La fréquence intermédiaire n° 1, appliquée à l'entrée de la boucle est de 35 MHz.

Le signal modulé en fréquence, délivré par l'oscillateur local, est centré sur 44,5 MHz.

La fréquence intermédiaire n° 2 est de 9,5 MHz.

5.2. Le filtre à fréquence intermédiaire n° 2 est un simple circuit d'une largeur de bande à 3 dB, de 150 kHz. Le correcteur est un simple circuit.

Il a été constaté qu'en utilisant un double circuit accordé au couplage critique, il était possible d'assurer la stabilité de la boucle, mais que la marge insuffisante favorisait l'apparition du cliquetis, au point d'annuler le bénéfice attendu sur l'emplacement du seuil.

La courbe reproduite figure 7 indique la variation du niveau de bruit dans trois voies de mesure situées à 10 kHz, 40 kHz et 60 kHz de la porteuse. On voit que le seuil se situe sensiblement à $10 \log_{10} FKT B$ plus 12 dB, en prenant pour B la valeur de la bande à 3 dB à fréquence intermédiaire n° 2 du récepteur.

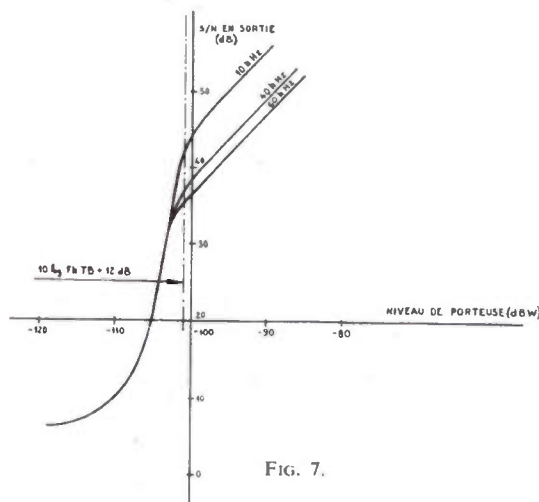


FIG. 7.

Le gain recherché sur le seuil par réduction de B a bien été obtenue, la bande a été ramenée à une valeur voisine du minimum.

Le gain théorique résultant de la réduction de « x » a été compensé par les causes suivantes :

- adoption d'un filtre dont la bande de bruit est supérieure de 2 dB à sa bande passante à 3 dB,

- propriétés dynamiques de la boucle de réaction, c'est-à-dire réponses transitoires de cette boucle sous l'influence des pointes de bruit à fréquence élevée.

6. Conclusions

Nous pensons avoir démontré que la compression de fréquence est un procédé de réception parfaitement adapté aux communications par satellites. Il est nécessaire de se demander lequel des trois schémas : multiplication, insertion de porteuse en phase ou emploi d'un oscillateur modulé en fréquence est le plus approprié à cet emploi particulier.

Les communications par satellites seront des liaisons à large bande, demandant des spécifications sévères en matière d'intermodulation.

Nous estimons que le procédé par multiplication se heurtera probablement à de grosses difficultés dans la réalisation d'un multiplicateur de coefficient élevé capable de transmettre une large bande d'information.

Le procédé par insertion de porteuse en phase peut difficilement satisfaire des conditions sévères en matière de distorsion non-linéaire, de par la nature même du procédé.

L'emploi d'un oscillateur modulé en fréquence se heurte à des difficultés d'ordre technique dans la réalisation d'une boucle de réaction à faible déphasage notamment en ce qui concerne l'oscillateur lui-même. Mais il ne s'agit pas de conditions de principe et il existe des éléments qui permettent de surmonter ces difficultés.

Nous estimons donc que ce dernier procédé a d'excellentes chances de constituer le mode d'application de la compression de fréquence aux communications spatiales de l'avenir.

LE 6^e SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

PARIS — 8 au 12 février 1963

Le 6^e Salon International des Composants Electroniques s'est tenu à Paris, au palais des expositions de la porte de Versailles, du 8 au 12 février 1963. La réussite de cette manifestation fut incontestable : qu'on en juge par le nombre des exposants qui était cette année supérieur à 700, dont près de 45 % d'exposants étrangers. Parmi ceux-ci, la République Fédérale Allemande était la plus représentée (avec 108 exposants) ; puis venaient les Etats-Unis (91 exposants), la Grande-Bretagne (55 exposants) etc. D'ailleurs, parmi les visiteurs qui se sont pressés nombreux dans les allées de l'exposition, on a relevé également une forte participation étrangère. Il faut peut-être attribuer une partie de ce succès international à l'organisation simultanée, au palais de l'U.N.E.S.C.O. du Congrès International d'Electronique Quantique (organisé conjointement, rappelons-le, par la S.F.E.R. et l'I.R.E.) qui a attiré dans la capitale les plus grands spécialistes mondiaux de cette discipline.

Depuis plusieurs années, un des principaux caractères du Salon International des Composants Electroniques est son rythme de croissance. C'est ainsi qu'entre les 4^e et 5^e Salons, on notait un accroissement de 30 % des surfaces couvertes. Or, par rapport à la surface de 1962 (19 000 m²) on a enregistré cette année un accroissement de près de 50 % ! Il va sans dire que dans ces conditions, la tâche des visiteurs n'est pas simplifiée. Et pourtant, les organisateurs du Syndicat des Industries de Pièces Détachées Radioélectriques et Electroniques (S.I.P.-

A.R.E.) et ceux des différents syndicats spécialisés, placés sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (F.N.I.E.) améliorent toujours la qualité de l'accueil offert aux visiteurs.

Nous présenterons ici un compte rendu sommaire du 6^e salon, ne cherchant à citer ni tous les exposants, ni tous les matériels présentés : cela, d'ailleurs, serait impossible étant donné leur nombre et leur diversité. Nous essaierons plutôt, pour chaque catégorie de matériel, de donner des impressions générales et d'en dégager les tendances et les orientations nouvelles. Il se peut malgré tout, que certaines nouveautés intéressantes nous aient échappé ; malheureusement, il n'est pas toujours facile de les discerner, soit que les exposants ne les mettent pas assez en lumière, soit au contraire (et c'est plus souvent le cas), qu'ils présentent comme nouveautés des matériels déjà vus (voire dans un précédent salon !).

Dans une première partie, nous présenterons d'abord l'exposition consacrée à l'Electronique Quantique, qui occupait une place de choix et qui mérite une attention particulière. Puis nous passerons en revue les composants, c'est-à-dire essentiellement : résistances, condensateurs, tubes et transistors. La deuxième partie, qui paraîtra dans le prochain numéro, sera, au contraire, consacrée aux appareils de mesure et aux matériels annexes (organes de connexion, relais, etc.).

PREMIÈRE PARTIE

Electronique Quantique

Les organisateurs du 6^e Salon International des Composants Electroniques ont profité de la présence à Paris des plus grands spécialistes mondiaux d'électronique quantique pour organiser un hall d'exposition spécialement consacré aux applications de cette science. Cette heureuse initiative a permis aux visiteurs de faire le point des progrès effectués et de comparer facilement les niveaux atteints par les divers exposants dans le domaine, maintenant très exploré, des lasers.

Les produits exposés dans ce hall peuvent être classés en trois groupes :

- générateurs de lumière cohérente,
- matériels annexes, à savoir :
 - matériaux solides susceptibles de donner naissance à une émission stimulée,
 - matériaux optiques,
 - éléments détecteurs de lumière.

— magnétomètres dont le principe de fonctionnement relève de l'électronique quantique.

Si l'on en juge par le nombre et la qualité des lasers à gaz présentés, il semble qu'on est arrivé maintenant à surmonter les difficultés de construction de ces appareils. Rappelons brièvement la constitution des lasers à miroirs extérieurs : un gaz ionisé est placé dans un tube de silice cylindrique dont l'axe est l'axe optique du laser. Ce cylindre est terminé à ses extrémités par deux lames transparentes à faces planes et parallèles et est placé entre deux miroirs semi-transparents à coefficient de réflexion élevé, de même axe (généralement, miroirs sphériques concaves confocaux). Lorsque le laser fonctionne, une onde électromagnétique est émise dans la direction de l'axe optique.

Dans toutes les réalisations présentées, le gaz était un mélange hélium — néon, possédant la particularité d'émettre une onde lumineuse de longueur d'onde $\lambda = 1,15 \mu$ et aussi, dans certains cas, une onde de longueur d'onde $\lambda = 6328 \text{ \AA}$ (lumière rouge

parfaitement visible et photographiable). Seuls, des détails technologiques permettaient de différencier ces réalisations :

- Nature et dimensions du banc d'optique servant de support au laser et pouvant aller du banc très gros et massif (L.C.T.) au tube métallique (montage à tubes d'invar chez C.F.T.H., C.S.F.), en passant par le banc d'optique classique (C.G.E., SYLVANIA, etc.).

- Mode de fixation des lames à faces planes et parallèles, qui peuvent être collées ou scellées au tube.

- Support et procédé de réglage des miroirs semi-transparents, les différences dans ce domaine tenant à la plus ou moins grande complexité des systèmes utilisés, qu'ils soient actionnés par des ressorts et des vis micrométriques, ou qu'ils consistent simplement à poser les miroirs sur des pièces métalliques (C.S.F.).

Dans ces divers domaines, la tendance actuelle est d'ailleurs à la simplification. A la limite, on pouvait voir (au stand PHILIPS) un laser de conception particulière et de dimensions très réduites. Il était constitué par un cylindre de quartz de 12 cm de long et d'environ 4 à 5 cm de diamètre, percé axialement d'un trou de 3 mm de diamètre à l'intérieur duquel se trouve le gaz ionisé. Dans ce dispositif remarquable, pas de lames à faces planes et parallèles : ce sont les miroirs semi transparents qui sont directement collés (ou scellés) sur le corps du laser, permettant ainsi la suppression du banc d'optique servant de support. Une autre particularité de cet appareil est que l'ionisation y est créée par une décharge continue dans le mélange gazeux, alors que dans la plupart des cas, on a recours à une ionisation H.F.

Comme autre réalisation singulière, signalons également (chez L.C.T.) un laser double (deux lasers parallèles côte à côte) pour l'étude de phénomènes d'interférences. Au même stand on pouvait voir une très belle série de photos montrant les divers modes d'émission et de propagation du rayonnement d'un laser (du mode le plus simple à un mode d'ordre élevé).

Finalement, on a quand même l'impression que tous les constructeurs présents en sont arrivés au même point, à savoir : faire émettre par un laser à gaz une onde électromagnétique. Pour dépasser ce stade, il faut maintenant augmenter la puissance émise et trouver le moyen de moduler cette onde afin de lui faire transporter une information. Alors seulement on pourra utiliser le laser à gaz dans le domaine des télécommunications ou, du fait de son fonctionnement continu, il conviendra mieux que le laser à rubis.

Celui-ci a d'ailleurs déjà trouvé une autre utilisation possible : on songe en effet, de plus en plus, à l'utiliser dans des radars beaucoup plus puissants et précis que les radars actuels. Des réalisations ont déjà vu le jour ; on pouvait voir, par exemple, (au stand C.G.E.) un télémètre à laser à rubis de grande précision (un affichage numérique de la distance mesurée permet de faire une lecture directe et rapide).

Comme autre dispositif émetteur de lumière, on pouvait remarquer (au stand L.E.P.) un émetteur de lumière modulée fonctionnant selon le principe suivant : un faisceau d'électrons convenablement accélérés par une tension de 25 kV créé dans un semiconducteur (arséniure de gallium) des paires électrons-trous. Par recombinaison, celles-ci émettent un rayonnement lumineux dont l'intensité (amplitude) est proportionnelle au nombre de recombinaisons, c'est-à-dire à l'intensité du faisceau électronique incident. On voit que dans un tel dispositif, on peut moduler l'amplitude de l'onde lumineuse émise en jouant sur l'intensité du faisceau électronique.

En dehors des dispositifs générateurs de lumière, étaient présentés des matériels annexes, et d'abord des matériaux solides susceptibles de rayonner une émission stimulée et des matériaux optiques (en particulier matériaux pour miroirs semi transparents). D'autre part, divers types de récepteurs de lumière étaient exposés au stand LEP (photomultiplicateurs et photodiode) et SYLVANIA (tube à onde progressive à cathode photoélectrique).

Enfin, signalons pour mémoire, la présentation de matériels appartenant au domaine du magnétisme (stands C.E.N.G., C.S.F., VARIAN) en particulier de magnétomètres à résonance nucléaire, et d'un magnétomètre autooscillateur à pompage optique.

En conclusion, il faut à nouveau louer l'idée de grouper dans un hall particulier une exposition consacrée à l'Électronique

quantique : cette idée s'est révélée en effet tout à fait heureuse. On peut seulement regretter de n'avoir pas vu figurer, aux côtés des réalisations de formes industrielles, celles des laboratoires tels que : laboratoire de physique de l'ÉCOLE POLYTECHNIQUE, C.N.E.T., UNIVERSITÉ, etc.

Résistances et Potentiomètres

Dans le domaine des résistances, on constate avant tout, une généralisation de la fabrication des résistances à couche de carbone d'usage courant et à haute stabilité.

La participation pour la première fois de la Société PIHER (Espagne), souligne le caractère de plus en plus international du Salon ; l'activité de cette société est principalement orientée vers la fabrication et l'utilisation des céramiques (résistances à couche de carbone, condensateurs céramiques...).

ROSENTHAL-RIG (R.F.A.) présente de nombreux modèles : résistances sans embouts ou avec embouts à connexions axiales ou radiales tropicalisées ou simplement laquées etc. pouvant satisfaire aux utilisations les plus diverses.

SERNICE propose maintenant ses résistances *RHS* sous forme moulée dans le but d'en améliorer la tenue aux essais climatiques ; elles sont appelées à remplacer les modèles *RHS* et *RHS-P* (protégées d'une gaine plastique) ; elles sont actuellement disponibles en 1 et 2 watts seulement.

Le nombre de constructeurs présentant des résistances à couche métallique s'est sensiblement accru en particulier avec les modèles *RMN* de L.C.C.-EURISTA (1/8 W à 1 W - 75 Ω à 1 M Ω) et *Filmet* de MORGANITE RESISTORS LIMITED (1/4 et 1/2 W - 330 Ω à 1 M Ω) ; on sait que ces résistances présentent de très faibles coefficients de température (15 à 150 $\times 10^{-6}$ par $^{\circ}\text{C}$) et une très bonne stabilité.

Les résistances à couches d'oxydes métalliques sont toujours disponibles chez SERNICE en 2 et 4 W et pour des valeurs variant de 20 Ω à 39 k Ω ; COPRIM pour sa part fabrique des résistances 0,5 W de 1 k Ω à 15 k Ω . La société SOVIREL, licenciée et distributeur CORNING GLASS WORKS fabrique une gamme très complète de résistances à couche d'oxydes métalliques de 1/8 à 4 W pour des valeurs ohmiques allant de 10 Ω à 4 M Ω suivant la puissance nominale, en tolérances 1, 2, 5 et 10 % ; ces résistances ont un coefficient de température plus faible que les résistances à couche de carbone (250 $\times 10^{-6}$ par $^{\circ}\text{C}$) et possèdent une très bonne stabilité même en surcharge momentanée. Dans cette fabrication, une résistance miniature 0,25 W (50 Ω à 150 k Ω) appellation C-07 possède des performances annoncées intéressantes avec un encombrement réduit (diamètre $\leq 2,5$ mm ; longueur 7 mm environ) et des sorties axiales en dumat (alliage permettant indifféremment la soudure à l'étain et la soudure par point).

Dans le domaine particulier des résistances de hautes valeurs scellées sous verre, nous avons remarqué la fabrication de MORGANITE RESISTORS — appellation *Mégistor* : 10^7 à 10^{14} Ω — pour lesquelles la stabilité annoncée est meilleure que 5 % ; il convient de rappeler que ce type de résistance a un coefficient de température et un coefficient de tension assez élevée.

Remarquées antérieurement chez PAINTON et SAGE (U.S.A.) les résistances bobinées de forte dissipation montées dans un boîtier d'aluminium prévu pour la fixation directe sur châssis, sont maintenant fabriquées par SERNICE (*RH 25* et *RH 50*) ; en assurant une meilleure dissipation calorifique, ces réalisations permettent de disposer pour un même encombrement d'une puissance nominale plus élevée ; l'élément résistant est isolé du boîtier par une stéatite.

Pour les autres résistances bobinées de forte dissipation, l'amélioration porte sur la qualité du revêtement (LANGLADE et PICARD) ou sur la réalisation des fils de sortie en dumat (soudure par point : SAGE).

Les résistances variables bobinées, rhéostats ou potentiomètres de forte dissipation sont de conception traditionnelle ; SERNICE présente une extension de gamme avec un potentiomètre vitrifié de 500 W (*RT 500*).

Les potentiomètres de faible dissipation, bobinés ou au carbone, sont de conception classique avec des réalisations particulières pour circuits imprimés ; VARIOHM expose un nouveau

potentiomètre bobiné de puissance 0,33 W en boîtier métallique étanche de faibles dimensions ($\phi = 12$ mm type BE 3).

Les potentiomètres à film métallique déposé sur céramique font toujours l'objet d'études.

Aux résistances réglables bobinées ou au carbone déposé — appellation *ajustapot* chez VARIOHM ou réalisations identiques — il convient d'ajouter des « potentiomètres » de forme carrée avec réglage par vis tangente à grande démultiplication ; la valeur ohmique en fil bobiné peut atteindre 150 k Ω dans un volume hors tout de $20 \times 20 \times 7$ (en mm), ce qui nous paraît bien excessif pour prétendre assurer une bonne sécurité d'emploi tout au moins sous l'appellation « potentiomètre ».

L'évolution dans le domaine des potentiomètres de précision semble se situer dans des réalisations particulièrement étudiées pour servomécanismes : potentiomètres ULTRAPOT à 1, 3, 5 et 10 tours de fabrication soignée (SEIMO) ; là aussi l'utilisation d'un fil trop fin pour la réalisation de valeurs ohmiques élevées ne confère pas à ce genre de matériel de haute qualité toute la sécurité d'emploi désirable.

Enfin dans le domaine des éléments résistants non linéaires, après une gamme intéressante de résistances CTN (thermistances) remarquées chez MORGANITE RESISTORS, il convient de citer les travaux de recherches entrepris par COPRIM, concernant la fabrication de résistances appelées CTP (coefficient de température positif), basées sur les propriétés de matériaux semiconducteurs, qui se caractérisent par une augmentation brutale à une température déterminée comprise entre + 60 °C et + 120 °C, de la résistivité électrique ; application : dispositif de protection contre les échauffements, stabilisateurs, limiteurs de courant...

Condensateurs

1. Condensateurs électrolytiques

— L'évolution dans le domaine des condensateurs au tantale à électrolyte solide (anode frittée) est orientée vers un élargissement des gammes en capacité et en tension ; des condensateurs en tension de service 50 V et des condensateurs 330 μ F 6 V sont disponibles chez de nombreux constructeurs (L.T.T., AIR-TRONIC, PRECIS, SPRAGUE...). L.C.C.-STEAFOX expose une nouvelle série de condensateurs subminiatures ($\phi = 1,8$ mm, $L = 4,5$ mm) de 0,22 μ F à 4,5 μ F pour des tensions de service normalisées de 6 à 35 volts.

L.T.T. pour sa part présente un nouveau modèle utilisable jusqu'à + 125 °C et parallèlement, en dimensions normalisées, des condensateurs conçus pour le câblage imprimé.

E. ROEDERSTEIN (R.F.A.) expose des condensateurs de 1 à 580 μ F avec des tensions de service atteignant 100 V, tension obtenue grâce à l'emploi du tantale sous forme de feuille.

Notons que METALL WERK PLANSEE (spécialiste de la métallurgie) fabrique des anodes au tantale fritté spécialement destinées à la fabrication de ces condensateurs.

— Les condensateurs électrochimiques à l'aluminium sont présentés par de nombreux fabricants et se caractérisent :

a) par une réduction importante des dimensions ; généralement cette miniaturisation à l'extrême ne se fait qu'au détriment de la fiabilité compensée en partie par les améliorations de la fabrication (stabilité de l'électrolyte, pureté des matériaux de base employés...).

b) par des réalisations conçues pour le câblage imprimé ;

c) par une amélioration de la qualité des condensateurs existants pour lesquels l'espoir de durée de vie est accru, même dans des conditions climatiques sévères ; parmi ceux-ci nous citerons les productions de :

SIC-SAFCO avec les condensateurs *Promisic M* et *CI* (6,3 V 10 μ F à 63 V 50 μ F),

MICRO avec les types *PA*, *PV*, *PCT* qui font références aux modèles de la spécification C.C.T.U. 02-10.

Dans les fortes valeurs de capacités et pour des tensions jusqu'à 400 V service, on peut rappeler les fabrications des condensateurs EM, DUCATI, ECO, SIC-SAFCO ; cette société

présente une nouvelle série *Felsic 70* catégorie climatique 664, dont le volume, à capacité et tension de service égales, a été réduit d'environ 30 % par rapport à la série antérieure dans une gamme étendue de capacités et de tensions normalisées 40 000 μ F - 6,3 V à 1 000 μ F - 400 V.

Enfin, un nouveau type de condensateurs est présenté par COGECO ; il s'agit de condensateurs à l'aluminium sec (électrolyte solide basé sur l'emploi de matériaux semiconducteurs) et dont les performances annoncées se situent sensiblement entre celles des condensateurs à l'aluminium à électrolyte liquide et les condensateurs au tantale à électrolyte solide : ces condensateurs sont disponibles en tensions nominales de 6,3, 10, 16 et 25 V pour des capacités allant de 80 μ F à 6,3 μ F :

- tangente de l'angle de pertes à 20 °C et 100 Hz : $< 0,1$ et variant peu avec la température.
- la variation de la capacité en fonction de la température est faible surtout aux basses températures.
- le courant de fuite est environ 10 fois plus élevé que celui d'un condensateur au tantale sec.
- ces condensateurs n'ont pas besoin d'être reformés après stockage prolongé.

2. Condensateurs au papier et à films plastiques

Le domaine des condensateurs au papier à armatures d'aluminium, présentés par de nombreux fabricants, est plus spécialement celui des tensions de service élevées ; en général la fiabilité et la sécurité présentées par ces condensateurs restent les critères déterminants de leur choix.

Pour les condensateurs au papier métallisé, la tendance actuelle est orientée vers la fabrication des condensateurs en tension de service 63 V permettant d'accroître le rapport capacité/volume (SIC-SAFCO, EM, FRIBOURG, EFCO...).

Chez SIEMENS on a remarqué un condensateur de 0,1 μ F 20 kV à faible inductance spécialement étudié pour la physique des plasmas.

GAM a amélioré sa série *Aviatub* en utilisant du papier métallisé à l'aluminium (anciennement papier métallisé au zinc).

Les condensateurs au polytéréphtalate d'éthylène (Mylar) métallisé ou non métallisé font l'objet de nouvelles fabrications en tension de service 63 V grâce à l'emploi de film de 4 microns d'épaisseur.



Condensateur 0,1 μ F ; 20 kV à faible inductance.



Série de condensateurs MKY SIEMENS.

SIEMENS (R.F.A.) présente :

1° Un nouveau modèle de condensateurs *MKL* à la laque métallisée dont la fabrication a été améliorée par l'emploi d'un film dans lequel la métallisation est incluse entre deux couches de laque, dont l'une n'est pas altérée par la métallisation, ce qui a pour premier effet d'augmenter la résistance d'isolement ($\geq 10^3 \text{ M}\Omega \times \mu\text{F}$) et d'obtenir des tensions de service plus élevées (160 V max au lieu de 120 V) la tangente de l'angle de pertes étant égale à 200×10^{-4} environ.

2° Une série *MKY* de condensateurs à film plastique métallisé à base styrol qui présente par rapport aux condensateurs au polystyrène à armatures :

- un volume cinq fois plus faible environ (à capacités et tensions égales).
- un isolement un peu plus faible ($10^5 \text{ M}\Omega \times \mu\text{F}$).
- des pertes un peu plus élevées surtout en HF : 20×10^{-4} à 200 kHz.
- le même coefficient de température négatif et faible : 120×10^{-6} par °C.

Les condensateurs au polycarbonate avaient fait une apparition timide au Salon 1962 ; présentés par la Société *PRECIS* sous l'appellation *MA 62* ils devraient cette année atteindre le stade de la fabrication effective ; par contre, ces condensateurs sont disponibles chez *E. ROEDERSTEIN* (R.F.A.) en tension 63 V et 10 000 pF et chez la Société *J.M. FRANKEL-EFCO* qui présente sous l'appellation *FMS filmstable* (polycarbonate métallisé) une série assez complète en gamme de capacités de 3 300 pF à 4,7 μF (tolérance standard 20 %) et suivant des tensions de service de 160, 250 et 400 V ; ces condensateurs ont des caractéristiques intéressantes :

- plage de température de -55°C à $+125^\circ\text{C}$.
- résistance d'isolement à 20°C : $> 10^5 \text{ M}\Omega \times \mu\text{F}$ (légèrement supérieur au mylar).

- tangente de l'angle de pertes faible : $\leq 10 \times 10^{-4}$ à 1 000 Hz.
- coefficient de température faible et négatif entre 0 et 125°C : -100×10^{-6} .

3. Condensateurs à diélectrique mica, verre et céramique

Dans ce domaine, on constate une généralisation de la fabrication de condensateurs au mica pour circuits imprimés :

MCB ALTER expose sa série *DM 15* dont la construction est analogue aux condensateurs de la série *Corail CA 15*.

LCC-STEAFIX réalise des condensateurs au mica, à sorties radiales (*MUH*), moulés et une série miniature à sorties axiales *MC* (*TS* : 63 V).

PRÉCIS fabrique maintenant des condensateurs conformes aux modèles *CA 10*, *CA 20*, *CA 17* et *CA 19* de la spécification C.C.T.U. 02-01 A et les versions circuits imprimés correspondantes *CA 110* et *CA 120*.

LAFAB présente des condensateurs à tolérances serrées conformes aux modèles *CA 4* à *CA 9* de la même spécification dont l'enrobage est constitué par un ciment polymérisé imprégné d'ozokérite et recouvert d'une mince pellicule plastique.

PI présente une gamme complète de condensateurs au mica à sorties axiales ou enfichables et de nouveaux condensateurs type « boutons » pour haute fréquence.

On sait que les condensateurs à diélectrique verre ne constituent pas à proprement parler une nouveauté, mais la fabrication en France par la Société *SOVIREL* des modèles tout-verre *CYFM* (soudure verre-métal des fils de sortie) et en boîtier époxy *TY*, est actuellement envisagée ; ces condensateurs sont caractérisés :

- par une température d'emploi élevée : $+125^\circ\text{C}$.
- par une gamme de 0,5 μF à 10 000 pF en tolérances serrées (1, 2, 5 et 10 %).
- par une tangente de l'angle de pertes faible : 10×10^{-4} .
- par un faible coefficient de température : 150×10^{-6} par °C.

Les condensateurs à diélectrique céramique de type I (coefficient de température défini) qui couvrent la gamme de valeurs de 0,5 pF à 1 100 pF et ceux du type II (découplage) qui s'étendent jusqu'à 0,22 μF sont fabriqués par L.C.C.-STEAFIX, COPRIM, PIHER, STEMAG-DRALOWID, LA CÉRAMIQUE FERROÉLECTRIQUE...

Traditionnellement fabriqués sous forme de bâtonnet cylindrique, les condensateurs de type I se présentent aussi sous forme de plaquettes microminiatures : série *CL* de L.C.C.-STEAFIX de 20 à 1 000 pF, tension de service 30 V, avec des coefficients nominaux de température -33 , -150 , -750×10^{-6} par °C et série *C 329* (4 à 150 pF, *TS* = 30 V) de COPRIM.

L.C.C.-STEAFIX présente aussi des condensateurs plaquettes microminiatures de type II dont les pertes diélectriques et les résistances d'isolement indiquées ne sont pas affectées par la miniaturisation : série *DLZ* (classe 5) de 100 à 15 000 pF, *TS* = 30 V. ERIE et COPRIM exposent aussi des séries à caractéristiques identiques.

Magnétisme

Tous les fabricants français ou étrangers présentent maintenant la gamme complète des pots Ferrite de la série internationale réalisés en matériau de classe I (en particulier gamme de fréquence 0 à 250 kHz). Des pots de mêmes dimensions mais destinés à travailler à des fréquences supérieures à 1 MHz sont proposés par de nombreux fabricants : les matériaux utilisés sont, chez L.T.T. les *Fermites* 1112 ou 1113, chez COFLEC les *H 32* et *H 52*, chez COPRIM, les *Ferroxcube* 4C4, chez KRUPP (R.F.A.) les matériaux de la série E.

D'autres formes de circuits en ferrite sont proposées pour la réalisation de transformateur à faible encombrement : ce sont les noyaux en croix présentés par COPRIM, SIEMENS et HALSKE (R.F.A.) et KRUPP (R.F.A.) ; des carcasses à cosses incorporées permettent une sortie directe sur circuit imprimé.

Dans le domaine des toles laminées, signalons chez IMPHY les alliages pour champs faibles et à champ coercitif réduit,

de marques *Permimphy 77* et *Supermimphy 77* (H_e voisine de 0,1 œrsted).

Les noyaux en C à grain orienté sont présentés par IMPHY, QUIQUET-MARTIN, ISOLECTRA, VACUUM SCHMELZE A.G. (R.F.A.).

Dans le domaine des mémoires magnétiques à tore de ferrite, COFELEC présente des mémoires compactes dont l'encombrement varie du tiers au quart de celui des blocs mémoires classiques.

Pour la réalisation de circuits UHF, L.T.T. propose toute une gamme de circulateurs et d'isolateurs en circuit triplaque dans la bande des 200 à 600 MHz. COFELEC présente également des circulateurs sur guide en bande X et bande C et un isolateur moyen niveau au-dessous de 1 000 MHz.

Tubes Electroniques

Les tubes électroniques classiques n'ont pas beaucoup évolué depuis l'année dernière. Bien entendu, ils se développent surtout dans les domaines, encore nombreux, où les transistors ne présentent pas encore des caractéristiques comparables. Par contre, dans la gamme des tubes spéciaux, on note toujours une certaine évolution, surtout marquée cette année par le besoin, dû aux progrès des techniques de lasers, en tubes détecteurs de lumière.

Dans le domaine des tubes classiques, les tendances restent surtout à l'amélioration de modèles existants, plutôt qu'à la création de nouveaux types. D'ailleurs les tubes lancés récemment n'ont pas toujours eu, en dépit de leurs qualités, une brillante carrière. C'est ainsi que les tubes Nuvistors semblent avoir du mal à s'imposer aux utilisateurs, sans qu'on en comprenne bien la raison. La RADIOTECHNIQUE continue cependant leur fabrication et essaie même de faire des tubes à basse tension avec, en particulier, un courant de grille et une dérive de courant anodique très faible — application possible aux amplificateurs à courant continu — C.S.F. a développé également cette année, selon la technique nuvistor, un premier tube : le 7 586.

Plusieurs fabricants proposent une version dérivée de l'EC 86 : l'EC 900. Ce tube est une triode amplificatrice VHF permettant de monter plus haut en fréquence que l'EC 86 et utilisable avec une tension anodique plus faible (135 V au lieu de 175 V). Le nouveau tube ECF 801 est une triode-pentode RF, essentiellement caractérisée par une pente de conversion importante (bonne pente de la triode qui atteint environ 8,5 mA/V). Enfin, l'ECF 802 est aussi présentée comme nouveauté : c'est une

triode-pentode pour circuit de balayage horizontal de récepteur de Télévision.

On remarquait chez PHILIPS une double triode ECC 2 000 à embase miniature 10 broches. Ce tube doit être destiné à des montages cascades. Ses applications possibles sont à rechercher du côté des amplificateurs d'impulsion à large bande passante et également du comptage rapide. Les caractéristiques de ce tube ne sont pas exceptionnelles ; il semble toutefois qu'il présente une amélioration sensible par rapport aux triodes classiques. En particulier, il doit avoir normalement un faible souffle.

Dans le domaine des tubes UHF, C.S.F. développe une nouvelle triode céramique : F 7 002. Cette triode, associée à une cavité, forme un ensemble qui permet de réaliser des amplificateurs à des fréquences atteignant 3 000 MHz. La structure de ce tube le désigne tout particulièrement pour l'équipement des matériels soumis à de très sévères conditions d'ambiance. La triode F 6 066 (tube F 7 002 à grille large) permet de réaliser des oscillateurs délivrant une puissance supérieure à 100 mW en régime continu à des fréquences supérieures à 4 000 MHz. La puissance de sortie peut atteindre 20 W en régime d'impulsions.

Dans le domaine des tubes d'émission, nous avons particulièrement remarqué chez PHILIPS, dans la série des tubes à chauffage rapide, trois nouvelles doubles tétrodes :

YL 1 130 version chauffage rapide du QQE 02/5,
YL 1 080 version chauffage rapide du QQE 03/12,
YL 1 020 version chauffage rapide du QQE 03/20.

Peu d'évolution en ce qui concerne les tubes hyperfréquences. A la série des tubes oscillateurs du type carcinotron de C.S.F. (tubes millimétriques ou submillimétriques) s'ajoute un amplificateur faible bruit, qui, en laboratoire, donne à 3,5 mm un gain de 20 dB et un facteur de bruit de 15 dB dans une bande de 10 %. Le même constructeur annonce la réalisation, en laboratoire, d'un carcinotron fournissant quelques milliwatts pour une longueur d'onde de 0,6 mm, de 470 GHz à 510 GHz, ce qui constitue un nouveau record du monde.

Comme nouveautés intéressantes, nous devons toutefois signaler chez L.T.T. de nouveaux tubes dans la bande des 35 GHz. Et tout d'abord un klystron, le KL 371 directement dérivé du KL 273, mais à tension d'alimentation plus faible. De ce fait, ce tube a évidemment une puissance inférieure à celle du tube dont il dérive. Plus précisément, ce tube qui a

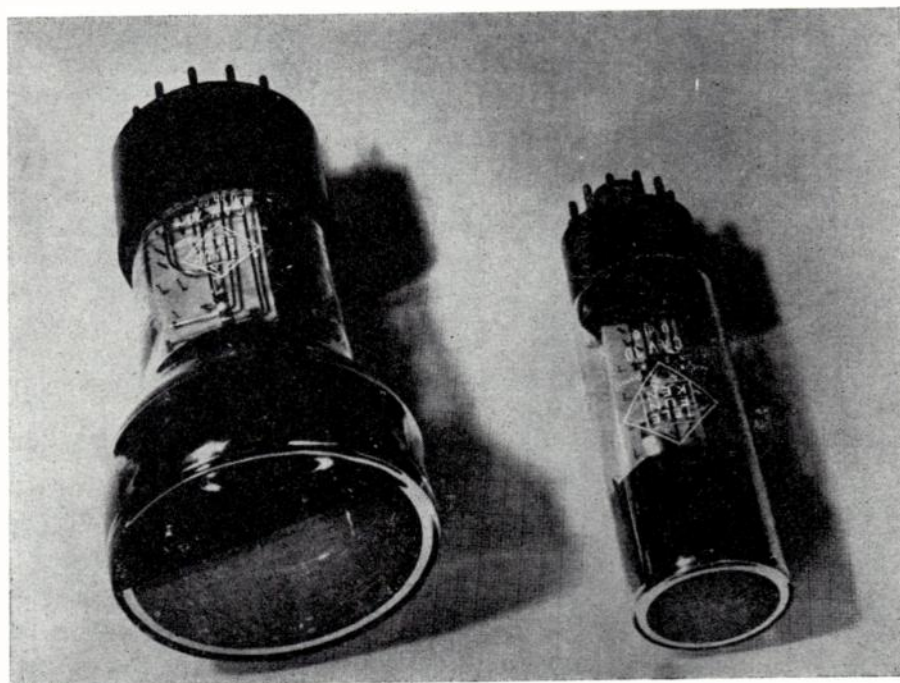
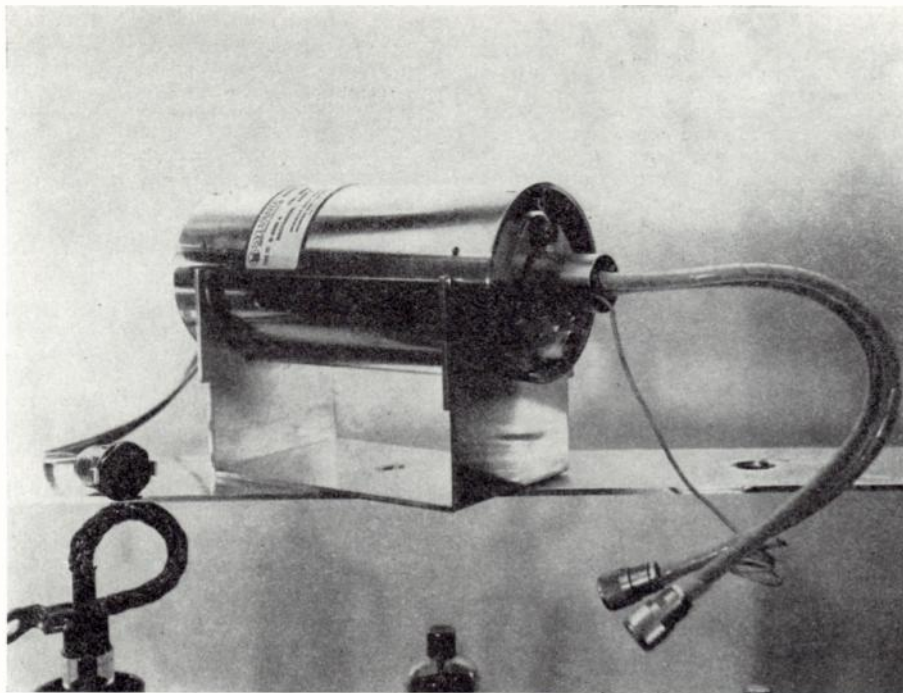


Photo de droite : Photo-multiplieur CAV 70 (désignation nouvelle : XP 1080).
Photo de gauche : Photo-multiplieur CAV 30 (désignation nouvelle : XP 1060).

(Photo-Telefunken)



Tube à onde progressive à photocathode (Document Sylvania — Van Leynseele).

une tension inférieure de 550 à 650 V a une puissance de sortie de 20 mW minimum. Dans la même bande des 35 GHz, étaient exposés deux magnétrons de puissances respectives : 7 kW/7 W pour le premier et 100 kW/100 W pour le second.

Le domaine des tubes spéciaux est surtout marqué par un besoin croissant en tubes détecteurs de lumière. LEP présentait (dans son stand du hall d'électronique quantique) plusieurs photomultiplicateurs intéressants. Nous avons également remarqué au stand TELEFUNKEN les photomultiplicateurs XP 1 080 et XP 1 060.

Enfin, au stand SYLVANIA, était exposé un tube à onde progressive à photocathode (cathode à émission photoélectrique) du type SYD 4 301, fonctionnant dans la bande de 1 000 à 2 000 MHz. Il existe une autre version de ce tube : le SY 4 302 qui peut fonctionner dans la bande 2 000 à 4 000 MHz. Ces tubes sont destinés à être utilisés pour détecter une modulation hyperfréquence d'un faisceau lumineux et pour examiner les caractéristiques des lasers.

Blocs fonctionnels

Le nombre croissant des producteurs de blocs fonctionnels montre l'importance de ce nouveau composant complexe, à la fois pour la construction de calculateurs et la réalisation d'automatismes industriels. L'utilisation de ces nouveaux éléments dépassant généralement la compétence actuelle des utilisateurs éventuels, les différents fournisseurs conçoivent souvent, eux-mêmes, les équipements, tout en poursuivant un important effort de documentation comme le prouve plusieurs documentations.

Parmi les blocs équipant des calculateurs, nous citerons les « circuits logiques à transistor » de S.E.T.I. présentés auparavant par C.D.C., fabriqués maintenant dans l'usine de Massy (S.-&-O.) et utilisés dans le calculateur PB 250. De même, DIGITAL EQUIPMENT CORPORATION (U.S.A.) présente une importante gamme de « modules ». Trois séries caractérisées par des vitesses maximales de 0,5, 5 et 10 MHz sont compatibles. Réalisées sur des cartes circuits imprimés enfichables et montées sur un cadre d'aluminium, elles comportent essentiellement une logique à transistors (commande par la base et l'émetteur) complétée par des circuits spéciaux. Ces modules équipent les calculateurs PDP 1 et PDP 4 (Programmed Data Processor). Trois séries, dites de « laboratoires » ont des caractéristiques électriques équivalentes, mais, montées dans des boîtiers métalliques dont la face avant comporte sur un schéma symbolique

des jacks, elles permettent des interconnexions rapides pour l'étude d'un montage.

La majorité des exposants mettent l'accent sur les applications industrielles. A côté des séries connues *Norbit* de COPRIM et *Logemors* de la SOCIÉTÉ D'ELECTRICITÉ MORS, d'ailleurs complétées par de nouveaux éléments, nous trouvons une série importante de nouveaux constructeurs.

S.A.C.M. présente deux séries. La série *NI* ayant un circuit de base unique type *NI* auquel s'ajoutent de nombreux circuits d'entrée et de sortie, et la série 2. Cette dernière, plus rapide, est réalisée à partir de plusieurs éléments de base : *ET*, *OU*, *NI*. Elle est conçue de façon à réduire au maximum le nombre de composants et le taux d'inutilisation des circuits.

Le système *Cemalog* de C.E.M. a pour base un circuit *NOR* monté sur une carte à circuits imprimés, les composants étant noyés dans un élastomère silicone. Les circuits logiques sont complétés par plusieurs circuits d'entrée dont un détecteur de proximité et un bouton poussoir sans contact constitué par un oscillateur à relaxation déclenché par le déplacement d'un ferrocube.

S.E.C.R.E. complète une série de « blocs fonctionnels », comprenant essentiellement des amplificateurs et des oscillateurs, par des « circuits logiques » sur circuits imprimés enfichables comprenant des éléments de bases distincts : *ET*, *OU*, inverseur, bistable compteur et bistable mémoire.

MERLIN et GERIN développent les circuits *MOG* remplissant les différentes fonctions *ET*, *OU*, *NON*, *NI* et de nombreux dispositifs de mesure numérique : *MUG*, réalisés sur circuits imprimés qui automatisent le contrôle de mouvements, de fluides, etc.

A côté des blocs fonctionnels exposés ci-dessus, nous trouvons au stand L.T.I. la réalisation d'automatismes complets sur des circuits imprimés enfichables de format standard, mais de structures électriques différentes, la liaison entre les différents connecteurs étant parfois réalisée en circuits imprimés sur support souple.

Câblage imprimé

Une analyse des nombreux stands exposant du matériel pour câblage imprimé confirme les tendances précédentes d'extension du domaine d'application, en particulier par l'apparition de nouveaux matériaux supports, et fait ressortir un souci de miniaturisation principalement pour les connecteurs.

Certains constructeurs complètent la gamme de leur fabrication. ALSTHOM, par exemple, présente le *Textoplas* support *XXPC* autoextinguible. DROUET développe des supports « enfonçables », à la presse, à 200°, en *XXP* et en verre époxy.

FORMICA, nouvel exposant, présente, à côté de nombreux types allant du papier phénolique au verre époxy, un stratifié comportant, sur une face, un revêtement cuivre-nickel pour éléments résistants et sur l'autre face, une couche d'aluminium servant de diffuseur calorifique. Au même stand, nous observons des stratifiés pour pupitre et un exemple de tableau synoptique où les schémas sont noyés dans la masse.

COMERSON expose de nombreux matériaux nouveaux pour des utilisations plus avancées, et en particulier, une importante gamme de supports nylon ou téflon recouverts de nickel, cuivre, acier inoxydable ou aluminium.

MICA CORPORATION (U.S.A., représenté par SPETEC) est spécialisé dans les stratifiés en verre époxy, certains de très faible épaisseur et de grande régularité sont conçus spécialement pour les circuits multicouches.

Nous notons enfin l'apparition de nombreux supports souples, soit en verre époxy par exemple, au stand UDD-FIM, soit des câblages réalisés par GARLOCK (U.S.A., représenté par EUROPELEC), en conducteurs laminés en cuivre, interposés entre deux couches en téflon.

Nous trouvons un très grand choix de connecteurs pour circuits imprimés. La plupart des constructeurs poursuivent leur fabrication au pas de 3,96 mm, certains même sortent de nouveaux modèles de ce type, par exemple celui de SOGIE dont le contact très simple est constitué par un fil rond.

Toutefois le pas de 2,54 mm apparaît chez le nombreux constructeurs, METOX par exemple. TUCHEL-KONTAKT (R.F.A., représenté par TRANCHANT) développe son connecteur au pas métrique de 2,50 mm, en deux parties, avec un nouveau système de guidage. ELCO (U.S.A., représenté par CEDEP) utilise maintenant les contacts hermaphrodites Varicon au pas de 2,54 mm avec les mêmes possibilités qu'au pas précédent (raccordement des circuits imprimés en prolongement, parallèlement, perpendiculairement).

SOCAPEX présente deux nouveaux connecteurs d'enfichage femelle ; l'un, série 64, pour support double face, au pas de 3,96 mm dont les connexions sont faites au choix par soudure, « *wire wrap* » ou soudure sur circuit imprimé ; l'autre, série 264, au pas de 2,54 mm avec queue à souder ou « *wire wrap* ». Parallèlement, les connecteurs mâles de la série 164, soudables sur circuits imprimés, permettent l'enfichage dans la série 64, et le modèle miniature de la série 67 au pas de 2,54 peut maintenant être soudé sur un circuit imprimé.

Le connecteur *AMP Blade* de AMP comprend deux parties, une mâle soudée sur le support, l'autre, femelle raccordée au câblage par sertissage ; les contacts sont au pas de 2,54 mm. Au même stand, nous trouvons une prise de test individuelle pour circuit imprimé : d'une très grande souplesse d'emploi, elle peut être montée au pas de 4 mm.

Dépassant ce stade de la miniaturisation, le connecteur nanostrip de CANNON (U.S.A., représenté par SOURIAU) a un pas de 0,635 mm et comprend deux parties composées respectivement du contact mâle nanobroche à 7 surfaces autonettoyantes encastré dans l'isolant et de la partie femelle nanodouille. Il est spécialement conçu pour être intégré dans les modules.

De même ANPHENOL (R.F.A., représenté par METOX importation) présente plusieurs modèles miniatures. Le *Micro-Eoge* femelle pour circuit imprimé enfichable est réalisé au pas de 0,635 mm et au pas de 1,9 mm. Le *micro-min* au pas de 1,27 mm comprend une partie femelle classique et une partie mâle réalisée directement sur le support. Enfin, le *micro-mod* en deux parties dont une soudable sur circuit imprimé permet de raccorder celui-ci soit à un câble, soit à un bloc modulaire.

Nous notons enfin les connecteurs de THOMAS et BELL (U.S.A., représenté par CANELCO de France) étudiés spécialement pour le raccordement des câbles rubans entre eux ou avec un circuit imprimé et différents accessoires pour câblages imprimés de *UMD* et en particulier les répartiteurs : série *RC*, permettant le raccordement de fils extérieurs et les supports d'éléments : série *RJ* et *RK*, permettant de monter des éléments (résistances, capacités) par l'intermédiaire d'un support téflon.

Semiconducteurs

Les principaux constructeurs U.S. sont maintenant implantés en France, soit par une filiale comme TEXAS INSTRUMENTS, soit par une société associée comme GENERAL ELECTRIC avec SESCO, soit par un bureau en France comme TRANSISTRON-ELECTRONIC, FAIRCHILD, MOTOROLA, GENERAL INSTRUMENT, soit encore par un bureau en Europe et un représentant en France comme PHILCO avec VISSIMEX.

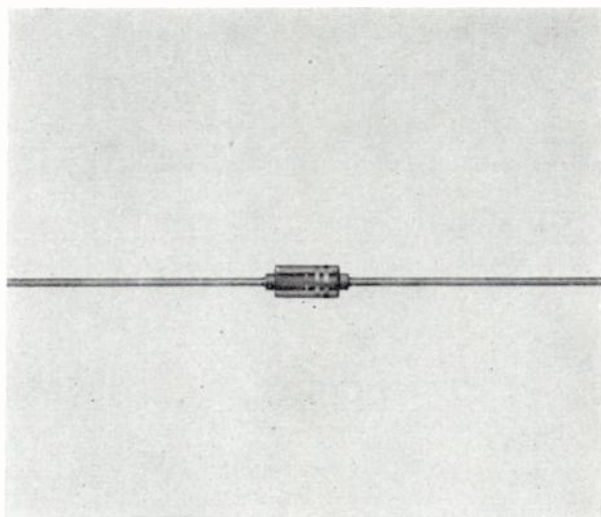
COMPELEC qui axe actuellement son effort sur le matériel amateur présente encore les mêmes composants que LA RADIOTECHNIQUE.

Les transistors par *alliage au germanium*, dont les têtes de files sont en PNP, le 2N 396 et le 2N 1305 et en NPN le 2N 388 et le 2N 1304, sont maintenant fabriqués par tous les principaux constructeurs, soit sous la dénomination *Jedec*, soit sous une dénomination propre au fabricant. De même que des *diodes à pointes tungstène*, les différents constructeurs sont maintenant capables de fournir des transistors par alliages au germanium suivant les normes de leurs clients. Quelques types bien connus se distinguent cependant, tels que l'*OC 140*, NPN, symétrique, *MFC* de LA RADIOTECHNIQUE et le *SFT 243*, PNP, BF forte tension de COSEM.

Les transistors de type *mésa au germanium* dont la tête de file est le 2N 705 ou le 2N 711 sont fabriqués par un nombre croissant de constructeurs. En France, TEXAS INSTRUMENTS, SESCO, COSEM, sont en mesure de les fournir en les annonçant pour très bientôt. Des transistors fabriqués par des techniques différentes peuvent être utilisés pour le même but, les *PEB* de SESCO, les *alliés post-diffusés* de LA RADIOTECHNIQUE et les *madt* de PHILCO et GENERAL INSTRUMENTS par exemple. Les transistors, dont l'utilisation principale est la commutation, entraînent le développement de la fabrication des *diodes à pointe or* dont les caractéristiques s'accommodent mieux à ces transistors que les caractéristiques des diodes à pointes de tungstène. Parmi celles-ci les plus remarquables paraissent être l'*OA 9* et l'*AAZ 12*, jonction germanium, de LA RADIOTECHNIQUE et la *SFD 129* de COSEM.

En très haute fréquence, au germanium, il faut noter l'*IFY 19* et l'*AFZ 12*, à très bas niveau de bruit de LA RADIOTECHNIQUE, le *MM 720*, mésa par épitaxie, PNP, de MOTOROLA, et la gamme remarquable que présente PHILCO.

Dans le domaine des *diodes de signal au silicium* où les chefs de files sont la *FD 100* à 600 de FAIRCHILD et la *1N 914* que fabriquent différents constructeurs, la principale nouveauté est le nouveau boîtier verre de TEXAS INSTRUMENTS de la série *UNI/G* dans lequel la pastille formant la diode est serrée entre deux pistons métalliques, le tout étant dans du verre, ce qui conduit à des dimensions plus faibles pour des éléments de grande série.



Diode UNI/G de Texas-Instruments.

Dans le domaine des *transistors au silicium*, dans la technique de l'*alliage* qui n'est pas très développée, bien que LA RADIO TECHNIQUE et TEXAS INSTRUMENTS présentent des composants valables, il faut signaler le *MUD 20*, 400 V, 10 A de SIEMENS.

Les techniques méso et surtout planar et l'épithaxie ont fait faire d'énormes progrès au transistor au silicium ; nous ne signalerons que les principaux transistors de ces familles, les 2N 696 à 2N 699 bien connus et fabriqués partout, les 2N 706 et 2N 1 613 SESCO, TEXAS INSTRUMENTS et SILEC, nouveau venu dans le domaine des transistors après avoir fabriqué exclusivement des diodes, puis des diodes et des thyratrons, le 2N 708 de FAIRCHILD et les éléments plus brillants 2N 914 de SESCO et FAIRCHILD, 2N 917 et 2N 709.

PACIFIC SEMICONDUCTORS (U.S.A.) dont le correspondant en France est TECHNIQUES ET PRODUITS, présente, dans des transistors VHF remarquables, le PTS 31 qui donne 3 W à 125 MHz.

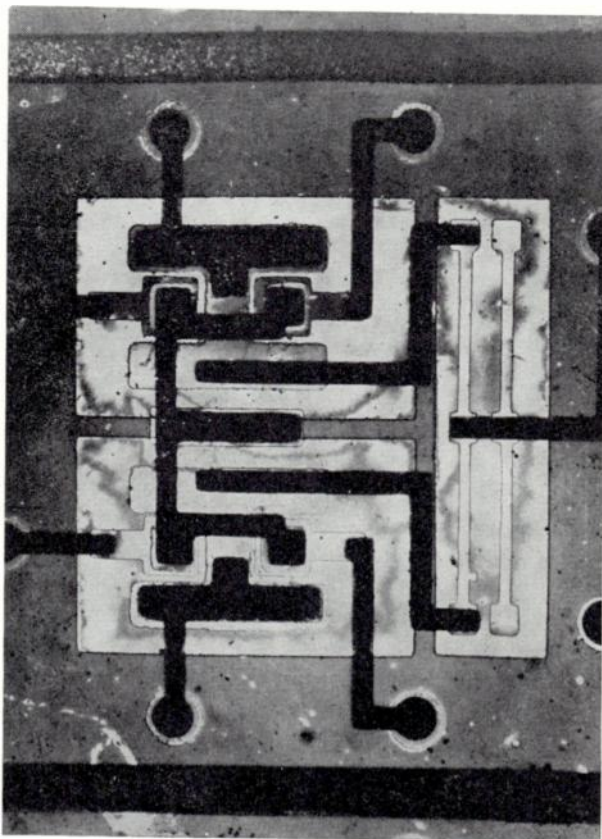
Après avoir passé en revue le domaine des faibles puissances, nous allons aborder celui des éléments pour alimentation et des éléments de puissance. A côté des transistors de grande puissance pour lesquels les progrès sont très lents, (le 2N 174 est toujours une des têtes de file de cette production), apparaissent des transistors 2 à 4 A au silicium, en particulier les BDY 10 et 11 de LA RADIOTECHNIQUE.

Le domaine des thyratrons s'étend d'année en année, l'élément 1 A paraît appelé à un avenir brillant ; SESCO et SILEC en particulier fabriquent des éléments de ce type. SILEC présente, en particulier, une gamme d'éléments allant de 0,1 A à 100 A en continu à 100 °C. LA RADIOTECHNIQUE présente, pour la première fois, un composant de ce type, un 10 A.

Dans le domaine des redresseurs, en plus des firmes françaises signalées, il faut ajouter L.M.T. pour le silicium et le sélénium chez qui le montage en série d'éléments redresseurs au silicium a été particulièrement étudié. Les redresseurs au silicium sont souvent à avalanche contrôlée ce qui permet leur utilisation en série pour obtenir de très hautes tensions (SILEC, GENERAL ELECTRIC).

Chaque année, des progrès sont faits vers les hautes tensions et les faibles courants, un groupement 75 kV, 250 mA de SILEC est particulièrement frappant.

Mais le grand événement est l'apparition des redresseurs pour l'industrie automobile (un alternateur et 4 diodes remplaceraient la dynamo, une régulation électronique le régulateur) que présentent COSEM et MOTOROLA. Un constructeur automobile français



Circuits logiques intégrés, et réalisés par méthodes planar (4 transistors, 4 résistances, 3 caissons isolants et 4 résistances de base R.C.T.L.) (S.E.S.C.O.).

monte pour la première fois en série ce dispositif, maintenant bien connu des américains.

La gamme des diodes Zener se développe d'année en année et, à côté des éléments de référence, compensés en température de HOFFMAN (U.S.A.) que représentent la Société ELECTRONIQUE et L.T.T., sont apparues des diodes zener de très faible puissance, 200 mW pour LA RADIOTECHNIQUE, 250 mW chez SILEC ; à côté des éléments bien connus de ces mêmes constructeurs et de SESCO et L.M.T. MOTOROLA présente la diode *surmetic* à surface passivée à laquelle le bouchage de verre hermétique donne une fiabilité particulièrement élevée.

Les éléments particuliers, tels que photopiles, photodiodes, phototransistors, sont présentés par LA RADIOTECHNIQUE et surtout par les constructeurs étrangers, en particulier HOFFMAN.

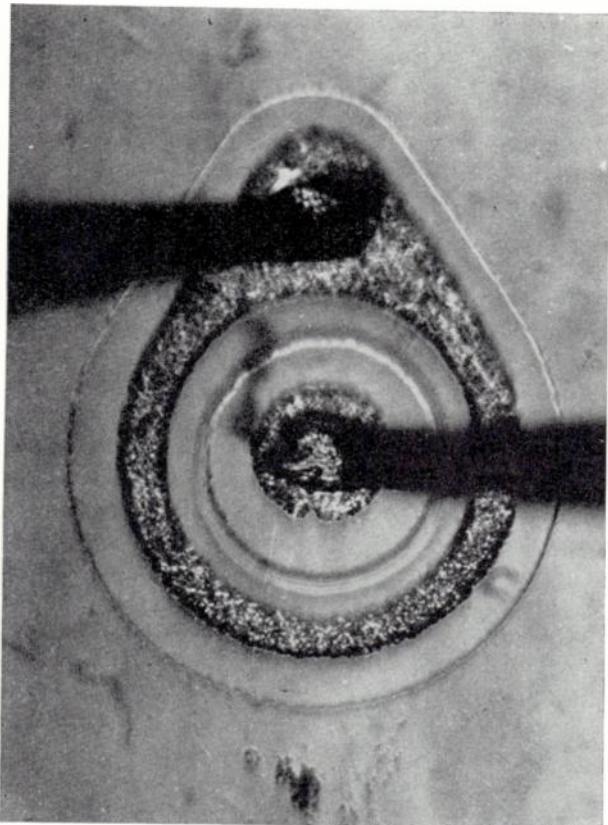
Dans le domaine de l'effet de champ, le Centre Physico-Chimique de la C.S.F. présente un élément amplificateur à très forte impédance d'entrée à ($10^{12} \Omega$), l'effet de champ étant obtenu à travers une mince couche d'oxyde.

Des sondes à effets Hall et des thermocellules réfrigérants, présentés sous forme de module ont été remarqués au stand d'OHIO SEMICONDUCTORS (U.S.A.) représentés par la Société ELECTRONIQUE. Une rondelle d'écartement en oxyde de béryllium, matériau à la fois isolant électrique et conducteur thermique est présentée par BERLOX (U.S.A.), firme représentée en France par TECHNIQUES ET PRODUITS.

Micromodules

Sous cette rubrique sont classés trois types de réalisations qui n'ont en commun que leurs tailles particulièrement réduites : le micromodule type RCA à empilement de plaquettes actives ou passives avec câblage extérieur, le micromodule obtenu par assemblage de microéléments dans un boîtier TO5 à 8 sorties (exemple : SESCO) et le microcircuit intégré obtenu par la technique planar (Exemple : FAIRCHILD). C'est un des grands événements du salon de voir l'ampleur prise par ce genre de circuit qui, il y a deux ans, ne faisait qu'apparaître.

A côté du micromodule obtenu par assemblage de microéléments qui, cette année, chez SESCO, est devenu plus rapide par



Microphotographie de la pastille du transistor P.E.P., type 2N 914, diamètre de base 230 μ , diamètre des connexions 25 μ (S.E.S.C.O.).

remplacement d'un microtransistor genre 2 N 338 par un microtransistor genre 2 N 914, et a vu sa gamme étendue chez GENERAL INSTRUMENT, le micromodule obtenu par des méthodes planar s'est particulièrement développé.

Cette technique conduit d'ailleurs les fabricants à étudier les problèmes de circuits logiques et à fournir ainsi aux utilisateurs un nouveau composant, le micromodule qui réalise une fonction logique ; les différents composants de ce modèle, s'assemblent entre eux comme un mécano ; il suffit de connaître les règles d'assemblage pour obtenir un résultat sûr et fiable.

En plus de la diminution de l'encombrement, l'accent est mis aussi par les constructeurs sur la fiabilité de tels circuits.

Les éléments micrologiques μ L, de FAIRCHILD, réalisés à partir de la fonction NI groupés sous forme de basculeur, de porte, de demi-registre à décalage, de demi-additionneur, d'étage de

compteur adapteur et de séparateur, les matrices de transistors et de résistances dont les composants peuvent ensuite être câblés à la demande des utilisateurs pour former les différents circuits en logique ECLO (Emitter-coupled logic operators) de GENERAL ELECTRIC, les circuits intégrés et en particulier le M.E.C.L. au temps de propagation particulièrement court de 4 ns de MOTOROLA, sont les représentants principaux des micromodules fabriqués par technique planar.

Il faut encore signaler dans ce domaine les études PHILCO et du Centre RPC de CSF sur les différentes techniques et les réalisations maintenant bien connues des Solid Circuits SNSI de TEXAS.

A côté de ces microcircuits numériques, des efforts ont été faits pour la réalisation de microcircuits analogiques, la série SNS2 de TEXAS, les études de MOTOROLA méritent ici d'être citées.

(A suivre)

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T.
en 10⁻¹⁰

Moyennes journalières pour l'intervalle
de 24 heures centré sur 3 h T.U.
(* Intervalles centrés sur 19 h T.U.)

Janv. 1963	NAA 14,7kHz	GBR 16 kHz	NBA et NLK 18 kHz	*NLK 18,6kHz	*NPM 19,8kHz	NSS 22,3kHz
1	— 124,7	— 124,2	— 126,1	— 127,1	— 125,5	—
2	— 127,4	— 124,5	— 127,6	— 126,2	— 126,1	—
3	—	—	—	—	—	—
4	—	— 125,4	—	—	—	— 125,1
5	— 125,6	— 128,3	—	— 127,4	— 126,6	— 127,5
6	— 126,2	— 126,3	—	— 128,7	— 126,2	— 129,6
7	— 126,1	— 125,6	—	— 125,6	— 124,5	— 128,2
8	— 124,7	— 123,9	—	— 125,4	— 125,4	— 129,3
9	— 125,3	— 124,4	—	— 126,8	— 124,3	— 128,1
10	— 125,9	— 126,0	—	— 127,0	— 123,7	— 125,7
11	—	— 125,6	—	— 126,6	— 124,6	—
12	— 125,9	— 127,2	—	— 126,7	— 125,7	— 127,9
13	— 126,2	— 127,7	—	— 125,7	— 123,5	— 125,3
14	— 124,4	— 127,1	—	— 125,1	— 124,2	— 124,7
15	— 126,1	— 128,1	—	— 126,0	— 125,1	— 125,4
16	—	— 127,3	—	—	—	—
17	— 127,2	— 130,3	—	—	— 125,4	— 125,1
18	— 126,8	— 127,0	—	—	— 126,0	— 124,6
19	— 126,0	— 123,9	—	—	— 124,5	— 126,9
20	— 125,1	— 126,1	—	—	— 123,6	— 123,9
21	— 124,6	— 126,6	—	—	— 125,1	— 123,5
22	— 126,1	— 128,3	—	—	—	— 126,9
23	— 127,2	— 125,8	—	—	— 125,6	— 125,5
24	—	— 124,8	— 122,2	—	— 125,3	— 125,5
25	— 123,3	— 127,5	— 126,8	—	— 125,5	— 123,3
26	— 129,9	—	— 127,3	—	— 126,1	— 123,1
27	— 127,8	— 124,7	— 125,5	—	— 126,4	— 124,4
28	— 127,6	— 125,7	— 122,1	—	— 125,4	— 126,5
29	— 128,1	— 127,4	— 125,1	—	— 125,9	— 129,6
30	— 128,1	— 125,8	— 125,7	—	— 124,5	— 127,4
31	— 126,1	— 126,7	— 125,5	—	— 122,8	— 125,6

— Une correction de — 74.10⁻¹⁰ est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *Onde Electrique*, novembre 1960, p. 853, et janvier 1961, p. 81.

L'AUTOMATISATION DES CHÈQUES POSTAUX
EN ALLEMAGNE FÉDÉRALE

Le service des chèques postaux est un instrument économique typiquement européen. Les centres de chèques postaux effectuent des opérations de virement de compte à compte sans frais ou à frais réduits et permettent le transfert d'argent comptant par l'intermédiaire des bureaux de poste.

12 pays européens, depuis 1900, utilisent un tel service, toujours inconnu aux U.S.A. ; ils réalisent ensemble, en une seule journée, 12 millions d'opérations comptables, autant que toutes les banques des Etats-Unis.

Or il s'agit ici de moyenne sur une année, et il y a des jours de pointe où le nombre des opérations comptables augmente considérablement. En Allemagne fédérale, 13 centres de chèques postaux assument ensemble 3 à 4 millions d'opérations par jour.

Le système de traitement de l'information réalisé par Telefunken est basé sur l'utilisation du document original comme moyen informant la machine comptable. Aucune carte perforée supplémentaire n'est employée, car cela accroîtrait encore au-delà de toute mesure les quantités de papier traitées journellement dans un centre, et créerait de nouveaux problèmes.

Ayant choisi comme base le document original, il faut s'assurer que les informations essentielles, à savoir les numéros des deux comptes, celui à débiter et celui à créditer, ainsi que la somme, soient lues et sûrement appréciées par les systèmes de lecture, puis par l'unité comptable électronique.

Il n'existe guère jusqu'ici de solution entièrement satisfaisante pour la lecture directe par une machine, d'écritures manuelles. Le problème serait presque résolu pour une écriture dactylographiée. Mais l'enjeu ici est l'exactitude, et on adopte donc un langage spécial pour la machine, ce qui nécessite la traduction des informations inscrites par le client.

La technique choisie doit répondre à un certain nombre d'exigences. Il ne faut pas diminuer la résistance mécanique du document original qui est relativement fin. Il faut une écriture simple, directement lisible par un opérateur-contrôleur, avec toute sécurité dans l'exactitude de la lecture de contrôle.

Les expériences américaines (American Bankers Association) ont conclu à l'emploi de l'écriture magnétique du type E13B : plus de 2 millions d'opérations comptables aux U.S.A. sont traitées journellement par ce procédé, et l'Angleterre, l'Australie, le Canada, la France introduisent ce procédé.

Il a été choisi comme base du système allemand Telefunken.

Les chiffres stylisés de 0 à 9 sont employés, ainsi que 4 symboles. Le bord inférieur du document prévoit une marge destinée à l'inscription magnétique par les soins de la machine, en couleur oxyde de fer en position prédéterminée dans les deux dimensions.

Dans le procédé de lecture automatique le document est transporté à une vitesse d'environ 4 m/seconde de sorte que la ligne

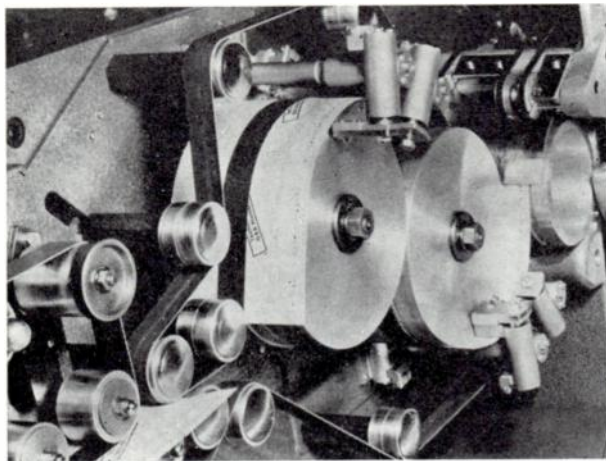


FIG. 1. — Un équipement pour l'automatisation du service des chèques postaux. Les dispositifs pour la lecture de l'écriture magnétique manipulent les dates imprimées sur les documents avec de l'encre magnétique et permettent ainsi la réalisation entièrement automatique des opérations de triage et d'écritures comptables.

qui contient l'écriture magnétique passe par un champ magnétique permanent. Ainsi les caractères inscrits en couleur fer-oxyde sont magnétisés et deviennent, eux-mêmes porteurs de champs magnétiques faibles dont les limites géométriques correspondent à la configuration des caractères. Les caractères magnétisés produisent alors dans une tête de lecture des courbes de tension électrique typiques pour chaque caractère. Elles sont soumises à évaluation dans un dispositif électronique spécial.

Le système TELEFUNKEN prévoit des groupes de machines semblables permettant de constituer des installations importantes. Chaque groupe de machines est composé de plusieurs unités destinées à remplir des tâches différentes et dont l'unité comptable avec sa calculatrice digitale constitue l'élément essentiel. Un groupe de machines comprend la machine à ouvrir les lettres, la trieuse de positionnement, plusieurs places préparatoires et classeurs électro-optiques, la trieuse de chèques, et l'unité comptable.



FIG. 2. — Un classeur électro-optique. Pour rationaliser les tâches de documentation. Le classeur "Elo" est un registre de diapositifs avec appareil viseur et diapositif chercheur automatique incorporés. Pour des fins spéciales, par exemple pour la comparaison de signatures dans les banques et bureaux de chèques postaux, l'appareil est pourvu d'un dispositif à signer avec dispositif automatique pour l'introduction des documents.

Faisant abstraction des documents arrivant en liasses, les mandat-cartes, les bulletins de virement, et les chèques arrivent en enveloppe dans la section d'entrée du bureau des chèques postaux. Ces lettres sont d'abord insérées dans une machine à ouvrir les lettres. En une heure elle ouvre 10 000 enveloppes, en retire automatiquement les bulletins, et rejette les enveloppes. Ensuite les documents sont placés en groupes dans la case d'entrée d'une trieuse de positionnement, d'où ils sont retirés un par un à une vitesse d'environ 10 documents par seconde et triés selon leur position dans quatre cases différentes. La reconnaissance de la position d'un document se fait à l'aide d'une marque magnétique se trouvant sur le document. Une cinquième case sert de trop-plein et reçoit aussi les documents dont la position n'a pu être identifiée automatiquement. En prenant les piles de documents dans les boîtes, on respecte leur position pour avoir une position de lecture uniforme.

Les documents sont alors présentés à l'inscripteur des signes magnétiques. Deux stades éliminent les possibilités d'erreur. Dans le stade 1, les inscriptions faites par le client sont traduites sur une bande perforée qui présentera ses marques au moment même où le document sera présenté au stade 2, réservé à la frappe des inscriptions en écriture magnétique. Cette frappe ne peut s'effectuer que si les indications portées par la bande perforée au stade 1, coïncident.

Le bulletin, prêt désormais pour le traitement entièrement automatique, passe par un classeur électro-optique. Ce poste permet de contrôler le libellé général établi par le client et l'authenticité de la signature.

En effet le classeur électro-optique comporte une réserve de 10 000 diapositives dont la sélection se fait par un clavier et qui projettent la signature correspondant au numéro de compte sur un écran en verre dépoli. La vérification demande moins de 2 secondes car les documents sont automatiquement retirés de la pile un par un et mis dans le champ visuel des opérateurs.

Le tri est effectué par des trieuses de chèques au rendement de 16 documents par seconde. Chaque trieuse est munie de 13 cases et d'un équipement électronique très complet. Les documents sont placés en piles dans la case d'entrée et en sont retirés un par un. D'abord chaque document passe devant une tête de magnétisation et de lecture de sorte que la ligne inscrite en écriture magnétique est magnétisée. Un dispositif électronique de lecture identifie chaque chiffre passant par la lecture et actionne la sélection de la case. Ensuite le document passe dans la case qui correspond au chiffre ou au groupe de chiffres lu. Ce transport est commandé par un système d'aiguillages.

Le tri des documents dans l'ordre des numéros de compte se produit en général pendant un passage par la machine selon une seule place de chiffre ; pour trier des numéros de compte à six chiffres, il faut donc six passages par la machine. Les trieuses employées ici permettent aussi de trier certains numéros de compte à six places dans un seul passage, par exemple des numéros qui sont traités très fréquemment. Il vient s'y ajouter la possibilité de séparer des documents au-dessus ou au-dessous de certaines sommes.

Les documents classés dans l'ordre des numéros de compte passent à l'unité comptable dont les tâches sont les suivantes : mémorisation de compte, calcul de nouveaux soldes, impression d'extraits journaliers, établissement d'un journal, établissement de matériel de chiffres pour les opérations de compte-courant et la statistique, application d'un cachet d'opération comptable, séparation des coupons des parties principales, réunion d'extraits journaliers avec les coupons correspondants, mise en enveloppes, triage des parties principales selon les types de document et selon d'autres points de vue, et contrôle de la coïncidence entre le numéro de compte et le titulaire.

L'unité comptable comprend un calculateur numérique muni de dispositifs à bande magnétique, un imprimeur à grande vitesse, une machine d'entrée de documents, et une machine à envelopper. Le fonctionnement est entièrement automatique. L'élément essentiel de l'unité comptable est le calculateur numérique TRP, complètement transistorisé.

Les circuits individuels de ce calculateur spécialement conçu sont établis en unités enfichables à circuits imprimés. Les

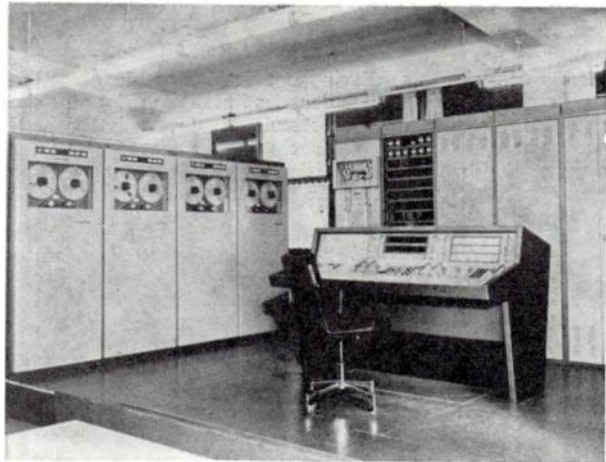


FIG. 3 — Equipement pour l'automatisation du service des chèques postaux. Le calculateur numérique électronique, type TRP, constitue l'ensemble le plus essentiel pour l'automatisation du service des chèques postaux. Il permet de déterminer, à la vitesse électronique, les soldes et d'imprimer les relevés de compte.

unités enfichables sont réunies en magasins et facilement accessibles. Les exigences d'entretien sont également respectées grâce aux propriétés systématiques de la structure logique des circuits. Pour les programmes d'opération qui restent pendant longtemps inchangés dans le service des chèques postaux, une mémoire fixe a été prévue. Contrairement à la mémoire de travail, les conditions de magnétisation des noyaux de la mémoire fixe sont prédéterminées par un câblage fixe. Les conditions de magnétisation représentent donc l'information mémorisée. Elles ne peuvent pas être changées dans la mémoire fixe à la suite d'erreurs d'opération ou par des pannes dans l'équipement ce qui serait naturellement possible avec une mémoire de travail.

Le calculateur TRP traite les informations en opération parallèle de séries. La commande est réalisée par un dispositif microprogramme. Les chiffres peuvent être représentés alternativement en système décimal ou binaire. Par conséquent le mécanisme calculateur est conçu de façon à pouvoir effectuer l'addition ou la soustraction décimale ou binaire, et à réaliser des opérations logiques supplémentaires. Le code de commande comprend 32 ordres qui peuvent être changés selon besoin en remplaçant des plaques enfichables. Toutes les opérations arithmétiques peuvent être vérifiées par la somme des chiffres d'un nombre.

Le transport des informations entre le calculateur proprement dit et les mémoires est protégé contre le danger d'erreurs par un bit de parité qui est ajouté à chaque caractère qui contient 6 bits.

L'équipement de mémoire comprend au maximum une mémoire fixe à noyaux de ferrite pour un nombre maximum de 32 768 caractères, soit 2^{15} et huit mémoires de travail dont chacune peut contenir jusqu'à 32 768 caractères. L'automatisation actuelle des services des chèques postaux ne requiert pas encore l'utilisation de tous ces moyens.

La vitesse du calculateur correspond aux exigences de l'emploi. Ainsi une addition de deux nombres à huit chiffres prend 0,6 milliseconde.

Les équipements d'entrée et de sortie sont reliés par des canaux spéciaux à l'unité calculatrice centrale. Des dispositifs à bande perforée et le pupitre de commande avec machine à écrire sont prévus pour contrôle.

Les dispositifs à bande magnétique sont reliés à l'équipement par l'intermédiaire d'une unité de commande à ruban magnétique. Entre celle-ci et l'unité calculatrice centrale se trouvent des mémoires de transit accessibles à l'unité calculatrice et également à l'unité de commande à ruban magnétique.

En ce qui concerne les unités à bande magnétique on distingue entre deux types, à savoir des mémoires à bande courte et longue. La mémorisation de comptes emploie, selon le cas spécial d'application, une ou plusieurs unités à bande courte,

dont chacune comprend deux dispositifs indépendants l'un de l'autre, permettant de traiter des rubans magnétiques d'une longueur de 250 m. La répartition de la mémoire de compte en plusieurs rubans courts permet de réaliser les temps d'accès courts qui sont nécessaires pour accomplir des opérations comptables express. Pour la tenue du journal on emploie des unités de bande dont chacune possède un ruban d'environ 1 000 m de longueur.

L'entrée dans l'unité calculatrice centrale des informations contenues dans les documents est effectuée par la machine d'entrée des documents. Contrairement à la trieuse de documents celle-ci est munie de deux cases d'entrée, l'une pour les documents triés dans l'ordre des numéros de compte et l'autre pour les documents faisant l'objet du service express qui doivent être traités avec priorité. Ces documents sont retirés un par un des cases d'entrée, soumis à la lecture, et retenus conformément aux deux cases d'entrée en deux positions d'attente. C'est là qu'ils reçoivent l'ordre de passer au cachetage et à la séparation des coupons, ainsi qu'au tri, tout cela est commandé par l'unité calculatrice centrale.

Pour l'impression des extraits journaliers, les calculateurs centraux commandent un imprimeur à grande vitesse, capable d'inscrire 20 lignes de 72 caractères en une seconde, sur une bobine de papier sans fin d'où l'imprimé sera détaché et conduit à la machine à envelopper.

L'imprimé y retrouve les coupons du document qui correspondent à cette opération et venus en liasse agrafée de la machine d'entrée. Le tout est mis sous enveloppe à fenêtre.

Le pourcentage des erreurs avec un tel appareillage est de beaucoup inférieur à celui obtenu avec des opérateurs humains exécutant une tâche monotone parce que trop répétée. Dans les deux cas, automatisation, ou opérateurs humains, un service de surveillance et contrôle rectifie les erreurs avant l'expédition au destinataire.

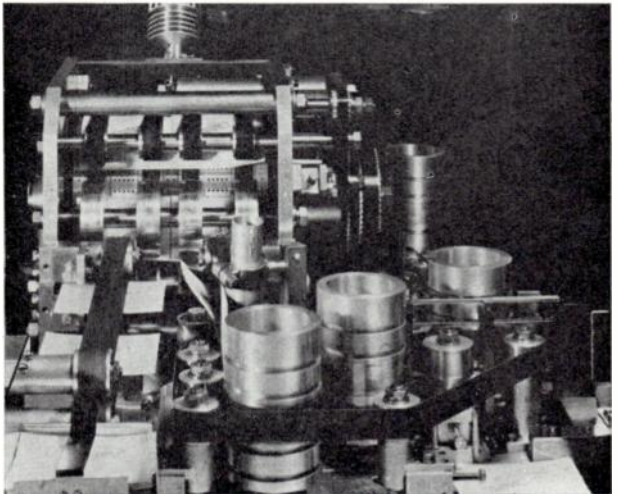


FIG. 4. — Equipement pour l'automatisation du service des chèques postaux. Au moyen d'un dispositif à couper, les documents sont coupés, à haute vitesse, en fiches.

Les centres de chèques postaux, dont la position comptable des uns vis-à-vis des autres est établie sur le travail des machines automatiques, permettent d'ailleurs d'additionner les contrôles et de déceler une anomalie s'il s'en produisait une.

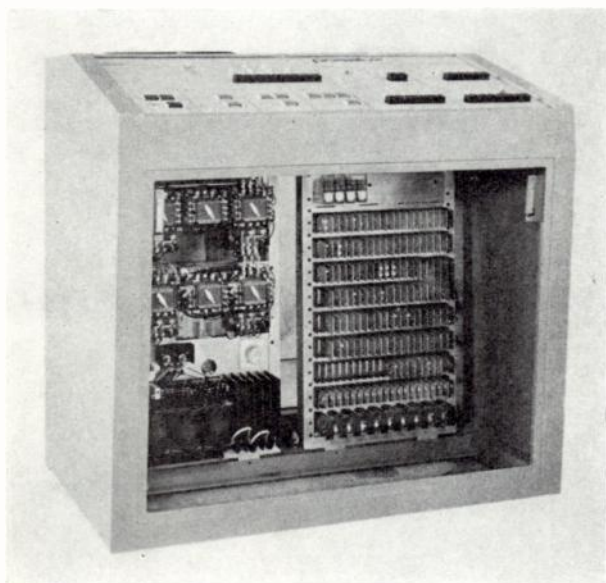
Voici maintenant une remarque : que se passe-t-il en cas de solde négatif (chèque non provisionné) ? Les opérations comptables étant toutes effectuées avant inscription, elles déclenchent le rejet du document dans une boîte spéciale, si elles aboutissent à un solde négatif. Rien n'est encore imprimé et ni le compte du débiteur, ni celui qui aurait dû être crédité, ni les comptes journaliers du centre ne sont affectés par l'opération : elle n'a pas eu lieu.

G. Gx.

LES CIRCUITS LOGIQUES ET LEURS APPLICATIONS

La Société EBAUCHES SA est une des sociétés spécialisées dans la fabrication des pièces de base pour l'industrie horlogère. Le département « oscilloquartz » était orienté au départ dans la même direction : base de temps à quartz, étalons de fréquences de divers laboratoires. Maintenant, par contre, il s'éloigne de cette activité initiale pour fabriquer des « unités logiques transistorisées ».

Les « unités logiques transistorisées » sont essentiellement destinées à la réalisation d'automatisme industriel. L'introduction de l'électronique dans ce domaine pose de nombreux problèmes que le constructeur a scrupuleusement analysés et heureusement résolus.



Application d'unités logiques transistorisées ; pupitre de commande d'une perceuse automatique.

La simplification des règles d'assemblage est primordiale pour l'emploi de cette technique par du personnel non spécialisé. Dans ce but les fonctions logiques sont simples : (ET, OU direct et inverse) et les conditions d'utilisation clairement exposées dans un tableau (courant d'entrée, de sortie et d'utilisation, brochages, etc).

La sécurité d'emploi est également un facteur très important. La sécurité intrinsèque est obtenue en utilisant exclusivement des circuits à couplage continu, et réalisés sans condensateur, ni bobinage. La réduction de la vitesse de fonctionnement, peu importante dans ces applications, est compensée par une grande insensibilité aux parasites. La sécurité dans le temps est assurée d'une part par les grandes tolérances admises : augmentation dans un rapport cent du courant de fuite, diminution dans un rapport trois du coefficient d'amplification ; d'autre part dans une étude technologique soignée : réalisation sur support en verre epoxy, traitement galvanique des conducteurs, boîtier en polycarbonate, résine silicone.

Enfin la maintenance d'un ensemble est facilitée les circuits étant enfilés sur un socle à douze broches muni d'un dispositif de guide et de verrouillage.

De nombreuses applications de ces circuits sont d'ores et déjà en fonctionnement. Parmi les principales, nous citerons :

- une machine transfert pour l'horlogerie,
- une perceuse à 15 outils,
- une presse à extruder.

LES RELAIS STATIQUES SAXBY

Les automatismes se développent de plus en plus dans l'industrie et permettent, même dans les installations les plus simples, des accroissements spectaculaires de productivité. Ils nécessitent de nombreux relais chargés de collecter les informations, de provoquer les décisions et d'assurer leur exécution. Dans ces fonctions, les relais électroniques présentent des avantages importants.

En premier lieu, un relais électronique n'ayant aucun organe mobile, d'où son nom de relais statique, ne présente pas d'usure, donc, pas de limite dans la durée de fonctionnement. On sait en effet que les relais électro-mécaniques de bonne qualité ne dépassent guère 4 millions de manœuvres.

En second lieu, sans contact, le relais statique ne peut présenter les isolements de contacts assez souvent observés sur les relais électro-mécaniques, malgré les progrès continus dont ils bénéficient.

Pour ces deux raisons, le relais statique présente une sécurité de fonctionnement particulièrement appréciable pour les ensembles importants où les incidents se répercutent gravement sur le coût de fonctionnement.

Enfin, les relais statiques admettent de nombreuses entrées ce qui évite les cascades de relais, lorsqu'on a, comme c'est la règle générale, à collecter plusieurs données pour déclencher une action. Les schémas deviennent conformes à la logique de la pensée ; leur étude et leur réalisation en sont simplifiées.

Les « picostats Saxby » (BP 171 Paris 11^e), basés sur une technique nouvelle brevetée, permettent 4 commutations dans un volume de 4 cm³. Lorsqu'on considère que le coût des installations non productives, meubles métalliques, voire même des salles de commutation nécessaires au logement et à la protection des relais, dépasse sensiblement le prix des appareillages proprement dit, on comprend l'intérêt de la miniaturisation et son développement rapide aux Etats-Unis. Les plus grands ensembles sont alors aisément logés dans un pupitre.

NOUVEAUX FILS DE SOUDURE D'ÉTAIN SUR LE MARCHÉ FRANÇAIS

Les fils de soudure d'étain à âme de résine décapante étaient autrefois constitués par un cylindre de section circulaire, en résine décapante enrobée d'étain. L'inconvénient d'une telle structure résidait dans le fait que le canal contenant le décapant (ou flux) était trop éloigné du diamètre, extérieur du fil de soudure. Les soudures à plusieurs âmes apparurent alors, pour tenter de pallier cet inconvénient ; elles rencontrèrent certaines critiques concernant la quantité de décapant s'écoulant dans chaque canal durant le chauffage.

C'est alors que fut mis au point le fil à âme décapante « SUPER SPEED » ; la section de l'âme de ce fil présente une conformation en étoile à 6 branches dont chacune rayonne à partir de l'âme centrale jusqu'au point le plus rapproché possible de la périphérie du fil de soudure. Cette âme en étoile représente un progrès révolutionnaire dans la technique de la soudure et offre des avantages très positifs. Le fondant, placé plus près de la périphérie, compense la différence que présente le facteur temps dans la conductibilité thermique de la soudure métal, par rapport à celui de la résine activée, afin de favoriser, sous l'influence de la chaleur, la fusion plus rapide de la soudure, dans la mesure compatible avec la liquéfaction du fondant de résino-chimique.

De plus, l'âme de ce fil n'est pas en résine naturelle mais en résine activée, ce qui lui confère des propriétés décapantes beaucoup plus efficaces. Suivant le degré d'activation de cette résine, on peut alors fabriquer plusieurs types de fils adaptés chacun à un type de soudure particulier.

Les fils autodécapants « SUPERSPEED », couverts par les brevets Enthoven Solders Ltd (London) sont fabriqués en France sous licence exclusive AED, par « Les Alliages d'Étain et Dérivés » établissements qui, entre autre, fabriquent également des produits pour soudure sur circuits imprimés.

COMMUNIQUÉS

MESUCORA « 63 »

Nous rappelons que l'exposition MESUCORA 63 se tiendra du 14 au 21 novembre 1963 au CNIT. Dès à présent, cette manifestation s'annonce comme devant représenter un accroissement considérable par rapport à la première exposition de 1951.

Pour tout renseignement relatif à cette exposition, s'adresser à : MESUCORA, 40, rue du Colisée, PARIS-8^e. — BALzac 77.50.

3^e SYMPOSIUM INTERNATIONAL DE LA TÉLÉVISION MONTREUX — 20 au 24 MAI 1963

Le troisième symposium international de la télévision organisé par la ville de Montreux (Suisse) aura lieu du 20 au 24 mai 1963. Il sera consacré essentiellement aux problèmes techniques d'exploitation de la télévision. Parmi les thèmes de discussions, on note :

- Installations de production et de diffusion des programmes télévisés ;
- planification et équipement des studios, questions en rapport avec la construction ;
- technique de l'éclairage ;
- caméras électroniques et photographiques et autres émetteurs d'images ;
- enregistrement magnétique et photographique des programmes.

Le texte de tous les exposés en français, en anglais et en allemand, sera remis aux participants au cours du congrès.

En même temps que le symposium aura lieu une exposition de matériel.

S'adresser à : III^e Symposium International de la Télévision B.P. 97, Montreux (Suisse).

RÉALISATION D'UN CYCLOTRON ISOCHRONE RELATIVISTE POUR LA FACULTÉ DES SCIENCES DE GRENOBLE

La Faculté des Sciences de Grenoble vient de confier à la CSF l'étude et la réalisation d'un cyclotron isochrone relativiste. Cet appareil sera construit par le Centre de Physique Electronique et Corpusculaire de la CSF qui a déjà réalisé le grand accélérateur linéaire d'électrons de la Faculté des Sciences d'Orsay.

Ce cyclotron fonctionnera en régime continu et doit communiquer à des protons une énergie variable de 15 à 65 MeV. Il pourra aussi accélérer des deutons ou des tritons avec une énergie maximum de 30 et 20 MeV. L'intensité interne, supérieure à 50 μ A, fera de cet appareil un outil de recherche particulièrement puissant.

Contrairement au synchro-cyclotron dans lequel la fréquence de la tension accélératrice est modulée pour tenir compte de la variation de la fréquence de rotation des particules, dues aux effets relativistes, le cyclotron isochrone fonctionne à fréquence fixe, le champ magnétique augmentant avec l'énergie des par-

ticules, c'est-à-dire avec le rayon de leur trajectoire. Mais une telle loi de champ magnétique rendrait le mouvement instable si l'électro-aimant était de révolution. On rétablit la stabilité par une variation périodique azimutale du champ magnétique. Le cyclotron relativiste fonctionne donc comme le cyclotron classique, à fréquence fixe et en régime pratiquement continu, alors que le synchro-cyclotron fonctionne en impulsions, la fréquence du champ accélérateur étant modulée.

Un premier avantage du cyclotron relativiste est qu'il permet d'obtenir une énergie de protons beaucoup plus grande que le cyclotron classique limitée à 10^{-18} MeV, tout en conservant la grande intensité due au régime continu.

Un second avantage est qu'il autorise la variation de l'énergie, le faisceau de protons pouvant être extrait, avec une énergie réglable, d'une manière continue.

Un troisième avantage sera la qualité « optique » du faisceau ainsi obtenu, bien « guidé » depuis la source d'ions jusqu'à l'utilisation finale.

Précision, énergie et intensité seront ainsi les trois qualités essentielles des faisceaux de particules qui pourront être réalisées avec cette machine.

Un dernier avantage réside dans le fait que cette machine possède un canal axial lui permettant d'accélérer un faisceau injecté de l'extérieur et pouvant être formé de particules polarisées.

Le cyclotron relativiste comporte un électro-aimant, d'un poids approximatif de 200 tonnes, un dispositif accélérateur haute fréquence employant deux cavités à haute surtension et d'une puissance de 50 kW, des installations de vide, et un dispositif d'extraction du faisceau permettant l'expérimentation dans des salles placées à une certaine distance de la machine.

Cet accélérateur n'est pas seulement destiné aux utilisateurs de l'Institut des Sciences Nucléaires de Grenoble, mais a été conçu par le Directeur de l'Enseignement Supérieur comme un appareil d'intérêt général qui doit être profitable à tous les spécialistes, et notamment à ceux de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon, à ceux de Paris, et même à ceux d'organismes extérieurs comme le Commissariat à l'Energie Atomique, voire même de groupes visiteurs étrangers.

Le cyclotron relativiste est principalement un appareil de Recherche Fondamentale pour la Physique Nucléaire, la Chimie Nucléaire, et même la Physique du Solide.

En Physique Nucléaire, l'effort portera sur l'obtention de protons polarisés pour l'étude de la diffusion nucléon-nucléon, et nucléon-noyaux légers, le domaine 10-100 MeV étant encore peu connu.

En Chimie Nucléaire, les études porteront en particulier sur les radioéléments que cette machine pourra produire : notamment la production d'isotopes radioactifs déficients en neutrons, impossible à produire dans des piles, ainsi que d'isotopes radioactifs transuraniens par l'emploi de particules lourdes.

Indépendamment des problèmes de Physique Nucléaire et de Chimie Nucléaire, une utilisation marginale peut être d'ores et déjà envisagée pour des études en Physique du Solide sur des défauts de structures solides et les dommages produits par de fortes irradiations, notamment par des flux de neutrons de l'ordre de 10^{15} neutrons par seconde, et d'énergie supérieure à 30-40 MeV, que l'on pourra produire avec cet accélérateur. L'importance de ces défauts par irradiation, déjà bien connue dans les problèmes du Génie Atomique, apparaît aussi dans les questions du Génie de l'Espace.

Cet accélérateur de particules représente donc un instrument de recherche scientifique de pointe pour l'activité de l'Université de Grenoble. Sa mise en exploitation est prévue pour la fin de 1966.