

L'ONDE

ÉLECTRIQUE

44^e ANNÉE - N° 450

SEPTEMBRE 1964

P R I X : 6 F

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



Traceur XY 600 de la Société ANALAC

Multiplex télégraphique, R. DAUDE. — Perfusion asservie de curare, M. DUVELLEROY. — Radio-altimètre à modulation de fréquence, J.P. FOUILLOY. — Interaction entre antennes en hélices associées, R. LECHEVIN, B. ECOTIERE. — Commutateur électronique du L.R.B.A., M. LOYEN. — Ensemble de comptage, G. LEPROUX, A. NEYRON. — Réseau de traduction numérique analogique, A. PAUMARD. — Théorie harmonique des lois pseudo-linéaires, A. FOSSARD, A. PIEDPLAT. — Homologation de synchros français, J. PANDELLÉ, J. MONGUILLET. — Pilotes à quartz de types récents, P. VOVELLE. — Jonction ligne coaxiale, L. MINIER. — ...

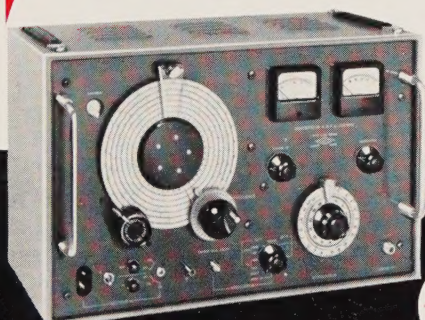
NOUVEAUX

GÉNÉRATEURS VHF UHF



à niveau
constant
 ± 1 db

ENTRE 4 ET 400 MHz



GÉNÉRATEUR VHF/UHF-TYPE

L
114

ENTRE 8 ET 220 MHz



GÉNÉRATEUR VHF-TYPE

L
702

Plage de fréquences : 4 MHz à 400 MHz en 6 gammes -
Lecture directe de fréquence - Précision $\geq \pm 0,3\%$
Niveau de sortie : **constant** à ± 1 dB sur toute la plage
de fréquences
Tension de sortie : variable de 0,05 μ V à 0,1 V sur charge
50 Ω
Atténuateur à piston : -7 dBm à -133 dBm (0 dBm : 1 mW
sur 50 Ω)
Impédance de sortie nominale : 50 Ω (T.O.S. < 1,2) - Possibilité
de sortie sur 75 Ω par l'intermédiaire d'un adap-
tateur 50/75 Ω
Modulation d'amplitude en sinusoïdal :
Taux variable de 0 à 50 %
400 Hz et 1000 Hz Intérieurement
30 Hz à 10 kHz extérieurement
Modulation en signaux carrés :
400 Hz et 1000 Hz Intérieurement
100 Hz à 10 kHz extérieurement
Modulation extérieure en impulsions : Largeur de 2 μ s à
10 μ s suivant la fréquence, jusqu'aux signaux
carrés.
Amplitude nécessaire : 6 volts minimum
Tension maximum : 50 Volts

Plage de fréquences : 8 MHz à 220 MHz en 5 gammes
**Une 6^e gamme peut être étalonnée à la
demande** - Lecture directe de F. précision
 $\geq \pm 1\%$

Niveau de sortie : **constant** à ± 1 dB sur toute la
plage de fréquences

Tension de sortie à vide : variable de 0,25 μ V à 0,5 V

Atténuateur à piston : + 6 dB à -120 dB

Impédance de sortie nominale : 75 Ω - Possibilité de
sortie sur 50 Ω par l'intermédiaire d'un adap-
tateur

Modulation d'amplitude en sinusoïdal : 1000 Hz Inté-
rieurement - Taux variable de 0 à 50 %
50 Hz à 10 kHz extérieurement - Possibilité
de modulation vidéo extérieure dans le câble
de sortie par modulation à cristal.

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.)
TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GROUPEES)



SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 3.250.000 F

ETS GEFFROY ET CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIV

SEPTEMBRE 1964

N° 450

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

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

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

SOMMAIRE

Multiplex télégraphique à répartition dans le temps	R. DAUDE	857
Perfusion asservie de curare. Etude d'un servomécanisme appliqué à l'anesthésie	M. DUVELLEROY	866
Radioaltimètre à modulation de fréquence	J.P. FOUILLOY	878
Etude expérimentale des interactions entre antennes en hélice associées	R. LÈCHEVIN B. ECOTIÈRE	890
Le commutateur électronique à 144 entrées du grand point fixe du L.R.B.A.	M. LOYEN	896
Ensemble de comptage pour un nombre important de données indépendantes. Application à la centralisation des résultats	G. LEPROUX A. NEYRON	901
Réseau de traduction numérique analogique à résistances non pondérées	A. PAUMARD	906
Théorie harmonique des lois pseudo-linéaires	A. FOSSARD A. PIEDPLAT M. GAUVRIT	909
Aspect technique des problèmes posés par une homologation de synchros français suivant la norme américaine MIL S 20708 A	J. PANDELLÉ J. MONGUILLET P. VOVELLE	915 926
Stabilité et fiabilité de pilotes à quartz de types récents	J. MUNIER	
Etude expérimentale d'une jonction ligne coaxiale-guide rectangulaire à large bande et de faible encombrement	Mme P. MUNIER J. PAQUET	936 940
Etude diélectrique des matériaux humides		
Informations :		
Documentation technique		951
Communiqués		952
Bibliographie		956

Sur notre couverture :

La Société ANALAC présente son traceur XY 600 qui est un appareil de mesure permettant l'enregistrement de fonctions $g = f(x)$ sous forme de courbes tracées en coordonnées cartésiennes.

Le traceur peut être utilisé pour l'étude de tout phénomène représenté analogiquement par des tensions continues situées dans une bande passante de l'ordre de 15 Hz.

Il existe sous deux versions comportant l'une un tiroir amplificateur standard, l'autre un tiroir amplificateur haute sensibilité.

Son domaine d'application est le suivant :

— emploi en tant qu'appareil de sortie de tout simulateur analogique ;

— enregistrement de phénomènes physiques tels que :

l'évolution d'une pression en fonction du débit ; l'étude du débit en fonction de la vitesse ;

la réponse en fréquence des vibrations ; l'étude de contrainte des métaux ; les cycles d'hystérésis ;

la réponse de servomécanismes ; l'étude des plans de phase ; les diagrammes thermodynamiques ;

l'électrolyse, etc.

Société ANALAC (Société pour l'Etude des Procédés Electroniques de Calcul), 101, boulevard Murat, Paris - XVI^e. Tél. AUT. 81.25.

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 65 F — Ce n° 6 F

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

Secrétariat permanent de la publicité : 13, rue Charles-Lecocq - Paris 15^e - Tél. BLO 88-04 et 05

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1964)

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

Président désigné pour 1965

M. P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Vice-Présidents

M.M. P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.
M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E

Secrétaires Généraux Adjointes

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

Trésorier

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

Secrétaires

M.M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.
J.M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F..
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Études 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. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGÉ	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
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. CSECH	M. G. ROTH
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

Rédaction de l'Onde Électrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, 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

GRUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L. J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GRUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J. M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

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 radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

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.

* Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.)

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

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

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers résidant en France	30 F
Particuliers résidant en France âgés de moins de 25 ans en cours d'études ..	15 F
Particuliers résidant à l'étranger 30 F + 5,00 F pour frais postaux ..	35 F
Particuliers résidant à l'étranger âgés de moins de 25 ans en cours d'études 15 F + 5,00 F pour frais postaux ..	20 F
Sociétés ou Collectivités	150 F
ou	350 F
ou	750 F

au gré de la Société ou Collectivité.

**NDLR. Cette revue est l'Onde Électrique.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

MULTIPLEX TÉLÉGRAPHIQUE A RÉPARTITION DANS LE TEMPS, par R. DAUDE, *Ingénieur des Télécommunications chargé de la division Télégraphe au département Commutation, Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 857 à 865).

L'électronique a ouvert des possibilités nouvelles aux procédés de transmission synchrone des signaux télégraphiques ; ces procédés permettent d'améliorer le rendement des voies et en particulier de doubler la capacité d'une voie de télégraphie harmonique usuelle par division dans le temps en deux voies offrant les mêmes possibilités.

L'auteur décrit les réalisations qui ont été obtenues au C.N.E.T. dans ce domaine par les systèmes dit « bisecteurs ». Il s'applique particulièrement à montrer les problèmes posés par la transmission sur les voies ainsi obtenues des signaux de commutation en vue de leur utilisation dans le réseau Télex, et indique quelles solutions on peut y apporter. Il montre enfin comment ces systèmes permettent de créer également des voies à vitesse démultipliée pour les liaisons poste à poste.

PERFUSION ASSERVIE DE CURARE. ÉTUDE D'UN SERVOMÉCANISME APPLIQUÉ A L'ANESTHÉSIE, par le Docteur M. DUVELLEROY, *Attaché d'Anesthésiologie à l'Hôpital Laennec, Assistant de Physique à la Faculté de Médecine de Paris*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 866 à 877).

Le curare provoque un relâchement musculaire nécessaire à la chirurgie. Cependant, la dose doit être adaptée automatiquement aux besoins de ce relâchement.

Le curare agissant uniquement au niveau de la jonction neuro-musculaire et laissant intacte la transmission de l'influx au niveau de cette jonction, il suffit de mesurer l'amplitude de la réponse mécanique ou électrique du muscle à la stimulation électrique portée au niveau du nerf.

Le principe de l'appareil est le suivant : un stimulateur applique des impulsions sur le nerf et l'on recueille un potentiel d'action au niveau du muscle, on le transforme en un courant qui agit sur une électrovanne par tout ou rien maintenant ouverte ou fermée la perfusion de curare.

RADIOALTIMÈTRE A MODULATION DE FRÉQUENCE, par J.P. FOUILLOY, *Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T.)*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 878 à 889).

Les principes d'un radioaltimètre à modulation de fréquence sont rapidement analysés, d'abord dans le cas simplifié d'une cible ponctuelle immobile, puis dans le cas où cette cible est étendue et mobile ; on en tire les conclusions qui s'imposent quant à la précision sur la mesure de la distance.

Les problèmes créés par le couplage entre émission et réception sont également évoqués, ainsi que les solutions qui leur sont applicables.

Enfin, on décrit un radioaltimètre à modulation de fréquence dans lequel les problèmes cités plus haut ont été résolus par l'emploi d'un servomécanisme, et dont la précision est de l'ordre de $\pm 3\%$ ou ± 2 pieds entre 0 et 2 500 pieds.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES INTERACTIONS ENTRE ANTENNES EN HÉLICE ASSOCIÉES, par R. LÈCHEVIN et B. ECOTIÈRE, *Alcatel*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 890 à 895).

Cette étude expérimentale met en évidence l'importance des interactions qui se produisent inévitablement dans les groupements d'antennes.

Elle montre la nécessité qu'il y a à vérifier, dès le stade du projet, toutes les caractéristiques des éléments constitutifs dans les problèmes d'association de sources rayonnantes rapprochées.

LE COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE A 144 ENTRÉES DU GRAND POINT FIXE DU L.R.B.A., par M. LOYEN, *Attaché aux Services Techniques de l'Armée, L.R.B.A., Vernon*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 896 à 900).

Pour l'équipement de son grand Point Fixe de 100 tonnes, le Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques de Vernon a été amené à étudier et à réaliser un ensemble de commutation électronique à 144 entrées.

Il s'agit certainement d'une des premières réalisations de ce genre, dont la conception et la construction sont entièrement européennes.

Les deux éléments de base : blocs hauts niveaux à 16 entrées, blocs bas niveaux à 16 entrées, sont décrits, leurs performances actuelles sont données, ainsi que les principes généraux de leur intégration dans l'ensemble.

ENSEMBLE DE COMPTAGE POUR UN NOMBRE IMPORTANT DE DONNÉES INDÉPENDANTES, par G. LEPROUX et A. NEYRON, *C.E.N. Saclay*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 901 à 905).

L'appareillage de centralisation de données décrit ici permet au moyen de quelques simplifications de second plan d'obtenir un allègement important de l'encombrement et du prix de ces matériels.

Pour cela les « échelles » sont constituées de blocs de 10^3 associés en série. Le transfert se fait à une cadence de 1 ou 5 MHz par la méthode série-parallèle.

Quelques châssis 5 U 3 équipés de 8 ou 16 échelles de 10^6 donnent un exemple de réalisation d'un élément de l'ensemble.

RÉSEAU DE TRADUCTION NUMÉRIQUE ANALOGIQUE A RÉISTANCES NON PONDÉRÉES, par A. PAUMARD, *Ingénieur à la Société d'Applications Industrielles de la Physique*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 906 à 908).

On aborde le problème très fréquent de la transformation d'une donnée numérique en une tension électrique proportionnelle. Le but de cet exposé est de montrer comment on peut effectuer cette traduction numérique analogique à l'aide d'un réseau constitué de résistances non pondérées.

Afin de clarifier la démonstration on suppose que les nombres à convertir sont fournis en code binaire naturel.

THÉORIE HARMONIQUE DES LOIS PSEUDO-LINÉAIRES, par A. FOSSARD, A. PIEDPLAT et M. GAUVRIT, *Ingénieurs au Centre d'Etudes et de Recherches en Automatisation*. L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 909 à 914).

L'article est consacré à la présentation d'un type de lois de commande originales, obtenues à partir de combinaisons de signaux linéaires et non linéaires de façon à conserver l'homogénéité des systèmes linéaires tout en s'affranchissant des limitations imposées par la loi de Bayard-Bode.

La théorie harmonique de ces lois ici présentée met en évidence le caractère compensateur très intéressant de telles lois susceptibles de fournir, soit une avance de phase notable sans augmentation du rapport d'amplitude, soit un contrôle intégral sans déphasage.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE L.R.B.A. ELECTRONIC SWITCH HAVING 144 INPUTS, by M. LOYEN, *Attaché aux Services Techniques de l'Armée, L.R.B.A. Vernon*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 896 to 900).

As part of the equipment of its large 100 ton « Point-Fix », the Vernon Ballistic and Aero-dynamic Research Laboratory has developed and manufactured an electronic switch assembly having 144 inputs.

This is certainly one of the first achievements of this kind in which the development and construction have been entirely European.

The two basic elements, high level units with 16 inputs, and low level units with 16 inputs are described. Details of their performance are given as well as an account of the general principles by which they are associated in the total assembly.

COUNTING SET OPERATING FOR A GREAT NUMBER OF NON RELATIVE INFORMATIONS, by G. LEPROUX and A. NEYRON, *C.E.N. Saclay*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 901 to 905).

The apparatus described in this paper intended to compile information may allow, by means of several simple alterations to obtain noticeable room and price reduction of this materials.

For this purpose « scalers » are made with 10^3 subunits serial-connected. The read-out operate at either 1 or 5 MHz rate by the serie-parallel method.

Several 5U3 standard units equipped with 8 or 16 scalers of 10^6 are given for example as a part of the equipment achieved.

A NETWORK FOR THE CONVERSION OF ANALOGUE NUMBERS, by A. PAUMARD, *Ingénieur à la Société d'Applications Industrielles de la Physique*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 906 to 908).

This is an approach to the common problem of the translation of a given piece of numerical information into a proportional electrical voltage. The aim of this account is to say how this translation can be achieved by the use of a network of resistances.

In order to make the demonstration clearer the assumption is made that the numbers to be converted are provided in the natural binary code.

THE HARMONIC THEORY OF PSEUDO-LINEAR LAWS, by A. FOSSARD, A. PIEDPLAT and M. GAUVRIT, *Ingénieurs au Centre d'Etudes et de Recherches en Automatisme*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 909 to 914).

The article is concerned with the presentation of a type of law of an unusual kind, obtained by the combination of linear and non-linear signals in such a way as to conserve the uniformity of linear systems, while at the same time bordering on the limitations imposed by the Bayard-Bode Law.

The harmonic theory of these laws presented here makes apparent the very interesting compensatory character of such laws which are capable of providing either a pronounced phase-shift without an increase of amplitude ratio, or an overall control without phase-shift.

A TIME-DIVISION TELEGRAPHIC MULTIPLEX, by R. DAUDE, *Ingénieur des Télécommunications chargé de la division Télégraphe au département Commutation, Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 857 to 865).

Electronics have provided various new possibilities in the processes of timed transmissions for telegraphic signals. These new processes make it possible to improve the load of the routes, and in particular to double the capacity of a telegraphic circuit by a time division into two circuits offering the same facilities.

The writer describes the arrangements which have been developed by C.N.E.T. in this field of operations by the systems called « bisecteurs ». He deals particularly with the problems arising with switching signals on channels which have been obtained in this way in connection with their use in the Telex network, and he explains what solutions can be used for the problems which arise. He then says how these systems also make it possible to provide lower speed circuits for point to point communications.

THE CONTROLLED PERFUSION OF CURARE. AN ACCOUNT OF A SERVO-MECHANISM APPLIED TO ANESTHESIA, by le Docteur M. DUVELLEROY, *Attaché d'Anesthésiologie à l'Hôpital Laennec, Assistant de Physique à la Faculté de Médecine de Paris*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 866 to 877).

Curare produces a muscular relaxation necessary in surgery. However, the dose must be adjusted automatically to the needs of this relaxation. Since curare acts only at the level of the neuromuscular junction and leaves the transmission through this junction intact, it is sufficient to measure the electrical or mechanical response of the muscle to the electrical stimulation carried by the nerve.

The principle of this equipment is as follows : A stimulator applies impulses to the nerve and then abstracts the resulting potential from the muscle and transforms it into a current which operates on an electrical device, using a GO-NO GO principle which either releases or stops the perfusion of curare.

FREQUENCY MODULATED RADIOALTIMETER, by J.P. FOUILLOY, *Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T.)*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 878 to 889).

The principles of the frequency modulated radioaltimeter are briefly sketched. First of all for the simplified case of a fixed pin-point target, then in the case where the target is larger and moving. From this are drawn the conclusions which are necessary concerning the exactness of the measurement of the distance.

The problems introduced by the coupling between transmission and reception are also discussed with the solutions which can be applied to them.

Finally, there is a description of a frequency modulated radioaltimeter in which the problems earlier quoted are resolved by the use of a servo-mechanism whose precision is of the order of $\pm 3\%$ or ± 2 feet between zero and 2500 feet.

AN EXPERIMENTAL STUDY OF THE MUTUAL EFFECTS BETWEEN ASSOCIATED HELICAL ANTENNAS, by R. LÉCHEVIN and B. ECOTIÈRE, *Alcatel*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 890 to 895).

This experimental study demonstrates the importance of the mutual effects which inevitably occur in the grouping of antennas.

It makes clear the necessity right from the beginning of any project, of examining the characteristics of the component elements in the problem arising from the association of neighbouring radiating sources.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ASPECT TECHNIQUE DES PROBLÈMES POSÉS PAR UNE HOMOLOGATION DE SYNCHROS FRANÇAIS SUIVANT LA NORME AMÉRICAINE Mil. S 20708 A, par J. PANDELLÉ, *Chef du Service Etudes des composants Électromécaniques*, J. MONGUILLET, *Ingénieur responsable des Etudes machines tournantes. Compagnie Générale de Télégraphie Sans fil (C.S.F.)* L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 915 à 925).

Les composants électroniques et électromécaniques utilisés dans les matériels militaires et en particulier dans les systèmes de navigation des engins doivent avoir des performances précises et une excellente fiabilité. Ils font pour cela l'objet d'essais d'homologation selon des normes rigoureuses.

Les appareils Synchrones utilisés dans les asservissements de transmission d'angles sont l'un des composants électromécaniques dont la normalisation est la plus complète. L'article rappelle en détail l'esprit de cette normalisation, décrit les procédures d'essai, le principe des méthodes de mesure originales et les matériels employés. Il insiste sur la minutie et la complexité des opérations d'homologation et la garantie qu'elles donnent, de ce fait, aux utilisateurs sur la qualité du matériel.

STABILITÉ ET FIABILITÉ DE PILOTES A QUARTZ DE TYPES RÉCENTS, par P. VOVELLE, *Ingénieur, Chef de Service au Département de Piézoélectricité de la C.S.F.* L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 926 à 935).

L'article contient deux parties :

D'abord une revue générale des divers organes d'un pilote à quartz et une description détaillée de trois modèles récents, faisant apparaître la place dominante que prennent les quartz de coupe AT, et l'emploi universel des schémas à semiconducteurs.

La deuxième partie, après des considérations générales sur la fiabilité des pilotes à quartz, donne des résultats statistiques d'exploitation de quelques types d'appareils.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE D'UNE JONCTION LIGNE COAXIALE - GUIDE RECTANGULAIRE A LARGE BANDE ET DE FAIBLE ENCOMBREMENT, par J. MUNIER et Mme P. MUNIER, *Laboratoires d'Electronique et de Radio-électricité, Faculté des Sciences de Grenoble.* L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 936 à 939).

Une jonction ligne coaxiale - guide rectangulaire de faible encombrement et présentant un T.O.S. de l'ordre de 1,1 dans toute la bande du guide a été réalisée.

Le conducteur central du coaxial se prolonge sous forme d'antenne à l'intérieur du guide ; il est décentré par rapport à l'axe de celui-ci et recouvert d'un manchon diélectrique. L'extrémité court-circuitée du guide est elle-même remplie de diélectrique sur une certaine longueur.

ÉTUDE DIÉLECTRIQUE DES MATÉRIAUX HUMIDES, par J. PAQUET, *Ingénieur E.S.E., C.E.B.T.P., Section Electronique du Service Physique et Métaux.* L'Onde Electrique de septembre 1964 (pages 940 à 950).

Une étude de la teneur en eau des matériaux poreux a conduit le C.E.B.T.P. à effectuer une étude générale des propriétés diélectriques des matériaux humides. Cette étude a porté sur les corps poreux normalement rencontrés dans les techniques du bâtiment : sable, argile, plâtre, ciment, mortier, béton, pierre, bois. Une comparaison des résultats observés avec les courbes expérimentales est donnée et les applications pratiques pour la mesure non destructive de la constante diélectrique d'un matériau quelconque.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

EXPERIMENTAL STUDY OF A JUNCTION BETWEEN A COAXIAL LINE AND A RECTANGULAR GUIDE, HAVING A LARGE BAND WIDTH AND LOW LOSS, by J. MUNIER et Mme P. MUNIER, *Laboratoires d'Electronique et de Radioelectricité, Faculté des Sciences de Grenoble*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 936 to 939).

A coaxial line - rectangular guide junction of low loss presenting a standing wave ratio of the order of 1.1 over the pass-band of the guide has been devised.

The central conductor of the coaxial is extended in the form of an antenna into the interior of the guide. It is displaced in relationship to the guide axis and is covered by a dielectric sleeve. The short circuited end of the guide is itself filled with dielectric for a certain length.

THE DIELECTRIC STUDY OF DAMP MATERIALS, by J. PAQUET, *Ingénieur E.S.E., C.E.B.T.P. Section Electronique du Service Physique et Métaux*, L'Onde Electrique, September 1964 (pages 940 to 950).

A study of the behaviour of porous materials has led the C.E.B.T.P. to carry out a general investigation of the dielectric properties of damp materials. This investigation has dealt with porous materials commonly used in building techniques such as sand, clay, plaster, cement, concrete, stone and wood. A comparison is made between the observed results and experimental curves with an account of practical applications for the non destructive measurement of the dielectric constant of any kind of material.

THE TECHNICAL ASPECT OF THE PROBLEMS INTRODUCED BY THE ALIGNMENT OF FRENCH « SYNCHROS » TO AMERICAN STANDARDS, by J. PANDELLÉ, *Chef du Service Etudes des composants électromécaniques*, J. MONGUILLET, *Ingénieur responsable des Etudes machines tournantes. Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil (C.S.F.)*. L'Onde Electrique, September 1964 (pages 915 to 925).

The electronic and electro-mechanical components used in military equipment and in particular in navigational systems for rockets, must have very exact performance and high reliability. For that reason they have been the object of attempts at standardisation meeting rigorous demands.

The « Synchronos » equipment used in the control of angles is one of the electromechanical ingredients in which the standardisation is the most complete. This article describes in detail the characteristics of this standardisation, describes the test procedures, the unusual methods of measurement and the materials used. It underlines the complexity of the alignment operations and the guarantee which they give for that reason to the users concerning the quality of the material.

THE STABILITY AND RELIABILITY OF RECENT TYPES OF QUARTZ DEVICES, by P. VOVELLE, *Ingénieur, Chef de Service au Département de Piézoélectricité de la C.S.F.* L'Onde Electrique, September 1964 (pages 926 to 935).

The article contains two parts.

The first is a general account of the various parts of a Quartz device and a detailed description of three recent models. These make apparent the prominent place taken by AT-Cut Quartz, and the widespread use of semi-conductor circuits.

The second part, after some general consideration of the reliability of Quartz devices, gives statistical results from the use of various types of equipment.

MULTIPLEX TÉLÉGRAPHIQUE A RÉPARTITION DANS LE TEMPS

PAR

R. DAUDE

*Ingénieur des Télécommunications
chargé de la division Télégraphe
au Département Commutation
Centre National d'Etudes des Télécommunications*

Le multiplex dans le temps n'est pas une nouveauté en télégraphie, tant s'en faut, puisque dès la fin du siècle dernier, le système BAUDOT, qui a constitué jusque vers 1950 l'ossature du réseau télégraphique français, utilisait déjà ce principe. La ligne était en effet attribuée à tour de rôle pendant 1/3 de seconde, au moyen d'un distributeur tournant à vitesse constante, à trois opérateurs travaillant indépendamment les uns des autres. Ce procédé permettait d'exploiter au maximum la capacité de transmission de la ligne tout en conservant pour chacune des trois communications une cadence compatible avec une transmission manuelle.

Ce système imposait cependant à l'exploitation, comme tous les systèmes de télégraphie synchrone, une condition essentielle : chaque opérateur devait transmettre à une cadence rigoureusement constante, correspondant à la vitesse de rotation du distributeur, cadence qui lui était indiquée par des signaux audibles. On ne pouvait donc utiliser comme opérateur qu'un personnel ayant reçu une formation tout à fait particulière, et qui travaillait dans des conditions fatigantes et désagréables.

Par la suite, le succès foudroyant des téléimprimers arythmiques qui permettent de s'affranchir de cette servitude offrant ainsi une exploitation incomparablement plus facile et agréable, avait fait quelque peu délaisser la télégraphie synchrone et par conséquent aussi, le multiplex dans le temps qui ne peut se concevoir sans elle. D'autre part, les progrès réalisés dans la technique de la télégraphie harmonique et les systèmes de multiplex en fréquence, avaient permis de doter le réseau national de faisceaux abondants de voies télégraphiques d'un prix très inférieur à celui des lignes utilisées en courant continu, ce qui faisait passer au second plan les considérations de rendement pour l'exploitation des circuits.

Il n'en était pas de même, toutefois, pour les circuits internationaux qui représentent toujours d'énor-

mes immobilisations de capital et des frais d'entretien considérables et dont la taxe d'utilisation est par conséquent élevée. C'est ce qui a orienté, au cours des dernières années, les recherches en matière de transmission télégraphique vers des systèmes qui permettraient de concilier la commodité d'exploitation de la télégraphie arythmique avec les possibilités de rendement élevé offertes par la télégraphie synchrone.

Il s'agissait en somme de permettre aux opérateurs et usagers l'utilisation de leurs appareils émetteurs selon une cadence irrégulière absolument quelconque et de transmettre ensuite les caractères correspondant, au moment opportun sur une voie rythmique sur laquelle on pouvait réaliser le multiplexage dans le temps de plusieurs communications.

Le problème principal à résoudre était alors évidemment celui de l'absorption des écarts de cadence inévitables entre les voies arythmiques utilisées par les usagers et la voie rythmique commune devant écouler à cadence rigoureusement constante les caractères émis par les précédentes. Il était pour cela indispensable de mettre en mémoire chaque caractère émis par une voie arythmique jusqu'au moment où il pourrait être transmis sur la voie rythmique. Il fallait donc disposer de mémoires-tampon à accès rapide ; le basculeur électronique apparaissant alors comme l'élément de base adéquat permettant de résoudre parfaitement le problème.

Que peut-on attendre, d'abord, de l'application de cette idée, aux voies télégraphiques ordinaires prévues pour fonctionner à la vitesse de 50 bauds et exploitées au moyen d'appareils arythmiques ? Les possibilités d'une utilisation éventuelle avec un système rythmique se trouvent limitées d'une part par la vitesse télégraphique maximale que la voie est susceptible de transmettre correctement (quelque peu supérieure à 50 bauds mais certainement inférieure à 100 bauds), d'autre part, par la cadence maximale que peut

atteindre une transmission arythmique ordinaire, à savoir, un caractère en 150 millisecondes (ce qui est en particulier la cadence des lecteurs de bande automatiques).

L'application la plus simple que l'on puisse envisager est évidemment d'essayer de doubler la capacité de transmission de ces voies à 50 bauds en leur faisant transmettre, au lieu d'une, deux communications dont chacune peut atteindre la cadence maximale. Il n'est heureusement pas nécessaire pour cela de doubler la vitesse télégraphique ; en effet, en transmission arythmique, chaque caractère comporte deux éléments qui ne portent aucune information : l'élément de départ (start) qui annonce le début d'un caractère, d'une durée de 20 ms à 50 bauds, et l'élément d'arrêt (stop) qui sépare deux caractères consécutifs et dont la durée peut être quelconque mais jamais inférieure à 30 ms (ce qui correspond à la cadence maximale). Ces deux éléments peuvent être supprimés dans une transmission rythmique, le rôle exact de chaque élément d'information pouvant être alors défini par sa position dans le temps. On peut donc ne transmettre sur la voie rythmique que les cinq éléments de code de chaque caractère.

Pour réaliser le multiplexage dans le temps de deux communications, on disposera donc de 150 millisecondes pour transmettre un caractère de chaque voie, soit au total dix éléments de code. Cela correspondrait à une durée élémentaire de 15 ms, autrement dit à une vitesse télégraphique de 66 bauds $2/3$ sur la voie rythmique, ce qui demeure parfaitement tolérable pour les voies normalement prévues pour 50 bauds. Dans la pratique, on choisira bien entendu une vitesse légèrement supérieure afin d'éviter qu'en aucun cas il ne puisse y avoir de caractère perdu par suite d'un retard pris par la voie rythmique sur les voies arythmiques.

Tel est le principe des systèmes dits « bisecteurs » que le département Télégraphe du C.N.E.T. commença à mettre à l'étude dès 1958.

Un tel système sera en définitive essentiellement constitué par les organes suivants :

1) chacune des voies arythmiques aboutit sur un récepteur arythmique qui identifie et met en mémoire les cinq éléments de code de chaque caractère émis sur la voie ;

2) un émetteur rythmique fonctionnant à vitesse rigoureusement constante, interroge à tour de rôle les mémoires des récepteurs des voies 1 et 2 et réémet sur la voie rythmique à vitesse accélérée successivement, les cinq éléments de code de chaque caractère trouvé sans aucune discontinuité ;

3) à l'autre extrémité de la voie rythmique, un récepteur rythmique, qui doit évidemment être rigoureusement synchronisé avec l'émetteur, identifie les éléments de code reçus et les retransmet cinq par cinq à tour de rôle aux émetteurs arythmiques des voies 1 et 2 ;

4) les émetteurs arythmiques des voies 1 et 2 réémettent les caractères reçus à la vitesse normale de 50 bauds, en les faisant précéder d'un start et suivre d'un stop, sur les voies correspondantes. Le signal redevient donc ce qu'il était sur la voie entrante, à cette différence près que le stop doit être quelque peu écourté afin que les émetteurs puissent suivre la cadence de la voie rythmique qui est légèrement supérieure à un caractère par voie en 150 ms pour la raison indiquée plus haut.

On a représenté sur la figure 1 à titre d'exemple la transmission d'une lettre R sur la voie 1 et d'une lettre Y sur la voie 2. On remarquera sur la forme du signal transmis par la voie rythmique, la durée élémentaire réduite et la suppression des éléments de départ et d'arrêt.

Pour réaliser une liaison bilatérale, il convient évidemment de doubler l'ensemble précédent par un ensemble identique en sens inverse, sur les voies de retour.

Ce que nous avons dit est cependant loin de résoudre tous les problèmes en ce qui concerne la transmission des signaux. Outre la transmission des 32 combinaisons du code à 5 moments, il y a en effet deux cas que nous n'avons pas encore envisagés.

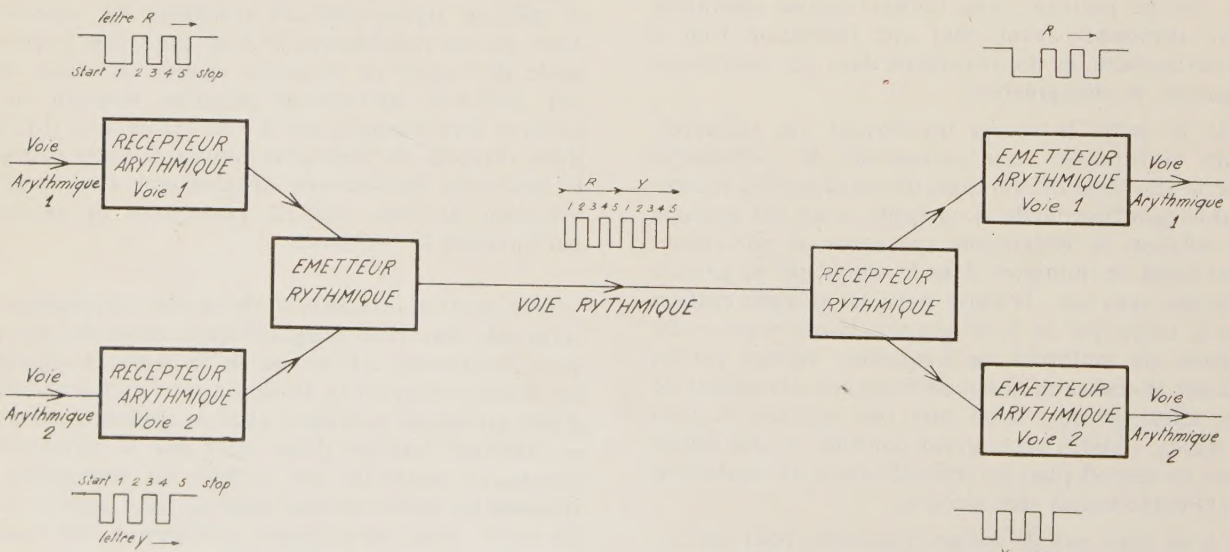


FIG. 1.

Il faut d'abord considérer le cas où le caractère qui doit suivre normalement le dernier transmis n'est pas encore reçu ou est en cours de réception dans un récepteur arithmique à l'instant où la mémoire d'enregistrement est interrogée par l'émetteur rythmique. Ce cas se produit nécessairement même s'il s'agit d'une transmission automatique à cadence maximale puisque la cadence du rythmique a été choisie légèrement supérieure. Le rythmique doit alors attendre un cycle avant de pouvoir transmettre le caractère suivant, et, dans l'intervalle, il doit ordonner à l'émetteur arithmique de ne rien transmettre, c'est-à-dire de maintenir la polarité de repos (ou positif permanent), sur la voie arithmique sortante.

D'autre part, il faut envisager le cas où aucun caractère n'est à transmettre sur une voie parce qu'elle est momentanément inutilisée, en attente de la prochaine communication à écouler, dans ce cas, il faut que l'émetteur arithmique maintienne sur la voie sortante la polarité d'inoccupation (ou de fin) c'est-à-dire le négatif permanent.

En définitive, il faudra prévoir la transmission sur la voie rythmique de deux signaux supplémentaires correspondant aux polarités permanentes positives ou négatives. Ces signaux ne sont pas prévus dans le code à 5 moments ; (rappelons en effet qu'une suite de 5 moments positifs caractérise la commande d'inversion « lettres » tandis qu'une suite de 5 négatifs constitue la 32^e combinaison utilisée dans certains cas pour d'autres usages).

La transmission des deux signaux supplémentaires de polarité permanente a en outre le très grand intérêt de permettre l'intégration des deux voies arithmiques au sein d'un réseau télégraphique commutable, du moins s'il s'agit d'un réseau utilisant le même code de signalisation que le réseau français. Pour qu'une voie soit commutable, il suffit, en effet, qu'elle puisse transmettre correctement les signaux utilisés pour la commutation, or dans le réseau français, les signaux à transmettre sont simplement les suivants :

1) signal de prise d'un circuit constitué par l'envoi d'un positif permanent se substituant au négatif permanent qui caractérise la ligne inoccupée ; cela se traduira donc sur la voie multiplexée par le passage d'une suite de combinaisons « inoccupation » à une suite de combinaisons « attente » ;

2) signal d'invitation à transmettre qui répond au précédent et qui est constitué comme lui par le passage de négatif en positif, mais cette fois sur la voie de retour ; il se traduira de la même façon que le précédent ;

3) signal de fin, constitué par le passage inverse du positif au négatif permanent ; il se traduira sur la voie multiplexée par une suite de combinaisons « inoccupation » (ou « fin ») après des combinaisons « attente » ou des signaux ordinaires.

Tous les autres signaux utilisés pour la commutation (transmission de chiffres, retour d'indicatif, etc...) sont constitués uniquement par des caractères ordinaires du code à 5 moments. L'existence des deux signaux « attente » et « fin » suffit donc à résoudre

l'essentiel des problèmes posés par la réalisation de voies commutables dans le réseau français.

Il n'en est malheureusement pas de même dans le réseau international. De nombreux pays utilisent en effet une signalisation dite de « type B » dans laquelle les signaux de réponse à un appel et d'invitation à transmettre sont des impulsions positives de 25 ms suivies du rétablissement du négatif. D'autre part, de nombreux pays utilisent également des cadrans d'appel comme en téléphone au lieu des signaux de téléimprimeur pour transmettre le numéro du demandé. La transmission de signaux, aussi différents de ceux du code arithmique, par un système de multiplexage dans le temps pose un difficile problème sur lequel nous reviendrons.

Pour ce qui est des deux signaux supplémentaires correspondant aux polarités permanentes d'attente et de fin, nous verrons quelles solutions ont été adoptées sur les types de bisecteurs étudiés par le département Télégraphe, puis par le département Recherches sur Machines Électroniques (groupe Télégraphe).

Une première étude fut lancée en 1958 en vue de l'équipement des câbles transméditerranéens Marseille-Oran posés en 1932 et 1939. Il s'agissait donc de circuits purement métalliques exploités en courant continu.

Sur des circuits de ce genre, il fallait éviter pour permettre un fonctionnement stable et régulier du rythmique sans distorsion excessive, toute charge électrostatique du câble sous l'effet de polarités positives ou négatives prolongées. Ce but fut atteint au moyen d'un système de modulation par impulsion, consistant à envoyer sur le câble, non pas le signal télégraphique lui-même, mais des impulsions brèves correspondant aux mutations du signal : une mutation travail vers repos se traduisant par une impulsion positive et une mutation repos vers travail, par une impulsion négative. Ainsi les impulsions transmises sur la voie rythmique se trouvent être nécessairement positives et négatives alternativement, par suite, les effets électrostatiques s'annulent et aucune charge ne peut apparaître sur le câble.

Cela revient en somme à transmettre la dérivée du signal rythmique au lieu du signal lui-même. On associe pour cela à l'émetteur rythmique un émetteur d'impulsions qui effectue cette transformation.

Pour ce qui est des signaux supplémentaires correspondant aux polarités prolongées, dans une première version du système, il n'en était prévu qu'un seul pour la polarité de repos ou d'attente en communication et on utilisait pour cela la 32^e combinaison du code télégraphique. Cela avait l'avantage de n'introduire finalement aucun signal nouveau, mais par contre il devenait impossible de distinguer sur une voie l'état d'attente de celui d'inoccupation, en outre ces voies n'étaient évidemment pas commutables et ne pouvaient être conçues que pour des liaisons poste à poste.

Dans une deuxième version plus perfectionnée, un procédé original fut imaginé pour transmettre les deux signaux spéciaux : ces signaux étaient constitués par deux impulsions positives consécutives

suivies de deux impulsions négatives pour le signal d'attente et l'inverse pour le signal d'inoccupation. Ils se distinguaient donc des autres signaux par la loi de succession des impulsions (puisque dans tous les autres cas, deux impulsions qui se suivent ont toujours des polarités opposées), tout en maintenant l'annulation globale de la charge électrostatique du câble.

On a représenté sur la figure 2, à titre d'exemple, la transmission simultanée sur la voie rythmique des lettres R, Y sur la voie 1 et d'une polarité d'attente prolongée sur la voie 2.

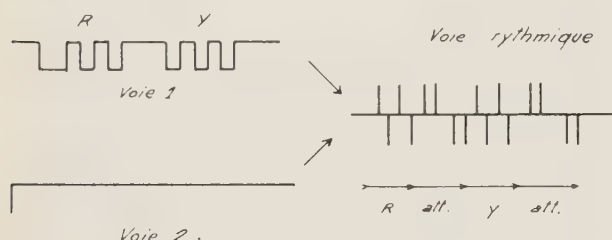


FIG. 2.

La vitesse de modulation pour la voie rythmique fut choisie égale à 67 bauds $\frac{3}{16}$ donc légèrement supérieure au minimum théorique de 66 bauds $\frac{2}{3}$ indiqué plus haut.

La prise de phase à la réception n'était pas automatique mais très rapide, elle se faisait par émission d'alternés 5/5, l'impulsion positive dérivée commandant alors par l'intermédiaire d'un bouton de « prise de phase » le positionnement convenable des bascules du récepteur rythmique. La synchronisation était ensuite assurée par comparaison des signaux reçus avec la base de temps locale ; ces bases de temps étant elles-mêmes pilotées par des diapasons.

La première version de ce système était à tubes, et comportait, en particulier, des thyatron à la place de relais télégraphiques à l'émission, la deuxième fut entièrement transistorisée.

C'est cette dernière qui, ayant été mise en exploitation sur les câbles au début de 1960, a fonctionné depuis sans interruption et de façon très satisfaisante jusqu'à une date toute récente.

Ce système avait été conçu et étudié pour une liaison en courant continu et, bien que le code de signalisation utilisé ne fut pas réellement trivalent, l'état « O » n'ayant pas de signification, il supposait cependant la possibilité d'émettre sur la voie de transmission trois polarités distinctes : positive, négative ou nulle. Il était par conséquent inutilisable sur les voies de télégraphie harmonique qui constituent maintenant la quasi-totalité du réseau français et international.

C'est pourquoi, le département R.M.E. (groupe Télégraphe) lança dès la fin de 1960, l'étude d'un nouveau système de bisecteur adaptable à la télégraphie harmonique, dont nous allons exposer le principe.

Pour transmettre sur une voie de télégraphie harmonique exploitée en modulation rythmique, les

deux signaux supplémentaires correspondant aux polarités permanentes, on pouvait envisager deux solutions.

On pouvait d'abord songer à introduire sur les caractères un 6^e élément de codage ; le code devenait alors largement surabondant puisqu'il offrait 64 caractères différents pour 34 signaux seulement, mais en contrepartie, le minimum théorique de la vitesse de modulation nécessaire sur la voie rythmique se trouvait porté à 80 bauds au lieu de 66 $\frac{2}{3}$, ce qui excède les possibilités de la plupart des voies harmoniques usuelles à largeur de bande de 120 Hz.

On pouvait d'autre part, conserver les caractères à cinq moments, mais introduire une certaine possibilité de modulation trivalente ; dans le cas présent, comme deux signaux supplémentaires seulement étaient nécessaires, cette possibilité pouvait être limitée à un seul des cinq moments.

C'est cette solution qui fut retenue, et le 4^e moment de code qui fut choisi pour l'application de cette modulation trivalente réalisée de la façon suivante : la voie harmonique étant utilisée en modulation de fréquence selon la méthode habituelle avec deux fréquences situées à ± 35 Hz de part et d'autre de la fréquence centrale de la bande pour correspondre aux deux polarités des moments de code ordinaires. La troisième valence possible pour le 4^e moment consiste en un affaiblissement de 30 dB de l'onde transmise dont l'amplitude à l'émission reste constante dans tous les autres cas.

C'est en définitive cette « faille » sur le 4^e moment qui caractérisera les signaux de polarité permanente. Cette caractéristique trivalente se présente en somme comme une modulation bivalente d'une autre nature que la modulation principale de fréquence ; on peut ainsi transmettre sans élargir la bande passante des signaux supplémentaires ayant les mêmes qualités que les signaux normaux au point de vue de la distorsion.

Cette disposition présente, en outre, l'avantage considérable d'apporter une solution au problème de la prise de phase automatique et de la reprise automatique en cas de perte de phase en cours de transmission. Le récepteur rythmique « sait » en effet, lorsqu'il détecte une « faille » dans le signal reçu, que celle-ci ne peut se trouver que sur le quatrième moment d'un caractère. Il pourra donc prendre la phase automatiquement dès la mise en service sur la transmission des signaux d'inoccupation, et se remettre éventuellement en position correcte en cours de transmission à chaque réception d'un signal spécial.

Cela constitue un perfectionnement important par rapport à l'ancien modèle qui exigeait une intervention manuelle à chaque extrémité avec interruption du trafic pour chaque prise ou reprise de phase ; il ne fournissait même aucun moyen de signaler une perte de phase en cours de transmission sinon par l'incohérence des textes reçus.

Dans le présent système, des signaux d'attente, sur lesquels peut être faite la reprise de phase se trouvent introduits systématiquement sur chaque voie, même en cas de transmission à cadence maximale car la vitesse du rythmique a été choisie

sensiblement supérieure au minimum théorique, soit 68,59 bauds au lieu de 66 2/3. Cela correspond à un cycle de fonctionnement du rythmique de 145,79 ms. Les voies arythmiques entrantes ne pouvant dépasser la cadence maximale d'un cycle de 150 ms, un signal d'attente se trouvera nécessairement intercalé sur chaque voie tous les 36 caractères au moins, pouvant déclencher la reprise de phase.

Dans la pratique toutefois, afin d'éviter une fausse reprise de phase sur une interruption brève accidentelle du signal, interprétée à tort comme une « faille », on ne déclenche effectivement la reprise de phase qu'après la détection de quatre failles consécutives en des places anormales.

Les quatre autres moments de code des signaux spéciaux sont utilisés comme suit : le troisième pour caractériser la nature de la polarité permanente à transmettre : « attente » ou « fin », enfin les trois derniers moments, de rang 1, 2 et 5, pour identifier la voie à laquelle le signal est applicable ce qui permet d'éviter automatiquement les erreurs dues à des inversions de voies. Cela est particulièrement intéressant dans le cas où on utilise des voies à demi et quart de vitesse comme nous le verrons plus loin.

Ce procédé de transmission des polarités permanentes permet d'utiliser les équipements de télégraphie harmonique à modulation de fréquence existant ; il suffit de leur adjoindre, à l'émission un bloqueur pouvant provoquer au moment opportun les « failles » sur l'onde émise, et à la réception, un récepteur à modulation d'amplitude qui détecte les failles de l'onde reçue.

Le diagramme synoptique de l'ensemble du système est représenté sur la figure 3.

L'arrivée d'un signal sur l'une des voies arythmiques entrantes, provoque dès le début du start le déclenchement de la base de temps arythmique qui

commande le test des cinq éléments de code aux instants 30, 50, 70, 90 et 110 ms, ces éléments sont alors enregistrés sur cinq bascules constituant une mémoire primaire. Dès l'instant 130, ces cinq éléments sont transférés en parallèle sur une mémoire secondaire si cette dernière est au repos (sinon, dès qu'elle est revenue au repos).

L'émetteur rythmique comporte une base de temps très stable pilotée par un diapason. Elle commande un dispositif qui, à des intervalles rigoureusement égaux de 72,9 ms provoque alternativement le transfert en parallèle des éléments contenus dans les mémoires secondaires des deux récepteurs arythmiques, dans une mémoire tertiaire.

La base de temps rythmique pilote également un distributeur d'émission qui, à des intervalles rigoureusement égaux de 14,58 ms, envoie sous forme séquentielle, les éléments contenus dans la mémoire tertiaire vers l'émetteur de télégraphie harmonique à modulation de fréquence.

Si, dans l'un des récepteurs arythmiques, au moment du transfert de la mémoire secondaire, à la mémoire tertiaire, la mémoire primaire se trouve au repos, il n'y a pas alors de transfert de I vers II et un signal est envoyé au bloqueur pour lui indiquer que le prochain signal à transmettre sera une polarité permanente ; en outre s'il s'agit d'une polarité négative la bascule n° 3 est inversée dans la mémoire II. Le bloqueur, à l'instant qui lui sera indiqué par la base de temps, provoquera la faille sur le 4^e moment de l'onde émise.

À la réception, les signaux arrivant sur la voie harmonique sont reçus sur deux démodulateurs : un démodulateur de modulation de fréquence, qui renvoie vers le récepteur rythmique la suite ininterrompue des éléments de code détectés, et un démodulateur de modulation d'amplitude qui détecte les failles sur l'onde entrante afin de signaler les caractères correspondant à des polarités permanentes.

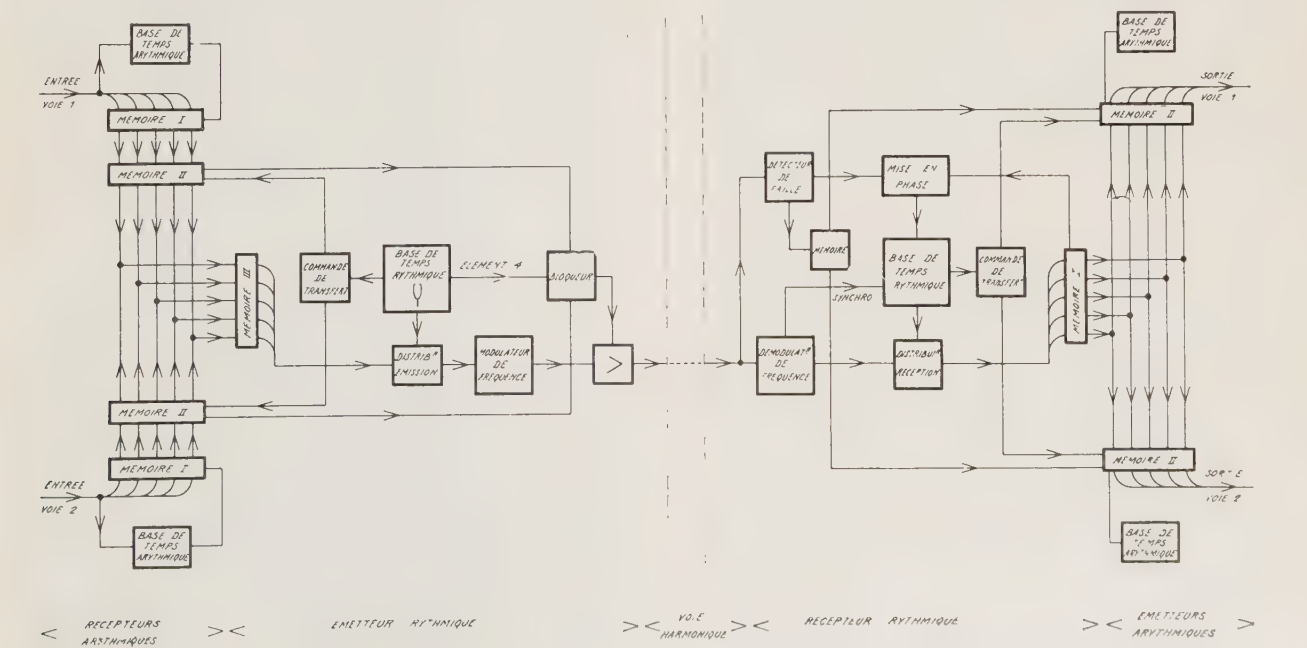


FIG. 3.

La base de temps du récepteur rythmique, également pilotée par diapason, commande un distributeur qui aiguille chacun des cinq éléments d'une séquence sur les cinq bascules d'une mémoire primaire. Le contenu de cette dernière est ensuite transféré alternativement en parallèle toutes les 72,9 ms dans les mémoires secondaires appartenant aux émetteurs arithmiques des voies I et II.

Le synchronisme est assuré en comparant les signaux délivrés par la base de temps avec les instants où se produisent les mutations du signal entrant et en introduisant de légères corrections en conséquence sur la base de temps. On risquerait donc de perdre le synchronisme si le signal entrant n'avait pas de mutations pendant une durée prolongée, ce qui pourrait se produire au cas où des inversions « lettres » successives seraient transmises simultanément sur les deux voies ; cet inconvénient est évité, par l'inversion systématique des fréquences correspondant aux polarités sur les deux voies.

Si le signal entrant correspond à une polarité permanente, le détecteur de faille transmet un signal spécial à l'émetteur arithmique intéressé, par l'intermédiaire d'un dispositif à mémoire.

Les signaux de ce type sont, de plus, utilisés pour la prise automatique de phase ; on utilise pour cela le front positif qui apparaît à la réception du 4^e moment pour mettre ou remettre en position correcte les bascules du distributeur.

Chaque émetteur arithmique comporte une base de temps qui se trouve déclenchée par la commande de transfert de la mémoire I dans la mémoire II. Cette base de temps commande l'émission successive sur la voie arithmique sortante d'un start, puis des cinq éléments indiqués par la mémoire II à raison d'un toutes les 20 ms. Cette émission est suivie d'un stop dont la durée ne pourra être que de 25,8 ms au lieu de 30 puisque les commandes de transfert sur une voie sont espacées de 145,8 ms. Mais cet écourtement du stop ne perturbe en rien le fonctionnement des appareils récepteurs et installations télégraphiques.

S'il s'agit d'un signal de polarité permanente il n'y a aucun transfert dans la mémoire II et l'émetteur arithmique à la commande du détecteur de faille, applique ou maintient la polarité correspondante.

Le système dont nous venons de décrire sommairement le fonctionnement a été entièrement réalisé par le groupe Télégraphe du département R.M.E. avec la collaboration du département « Transmission » pour la partie harmonique, sous la forme de deux prototypes complets émetteurs-récepteurs que l'on verra sur la figure 4 (*). Ces prototypes ont été présentés aux « Journées européennes des télécommunications » à Luxembourg en septembre 1962.

Ces prototypes ont été suivis par une réalisation industrielle de présérie ayant pour objet essentiel l'équipement de quatre circuits transatlantiques du câble TAT2 (fig. 5).

(*) Cf. Etude C.N.E.T. 603 R.M.E. par Emile JULIER Ingénieur des Télécommunications. Translation bisecteur commutable pour voie de télégraphie harmonique

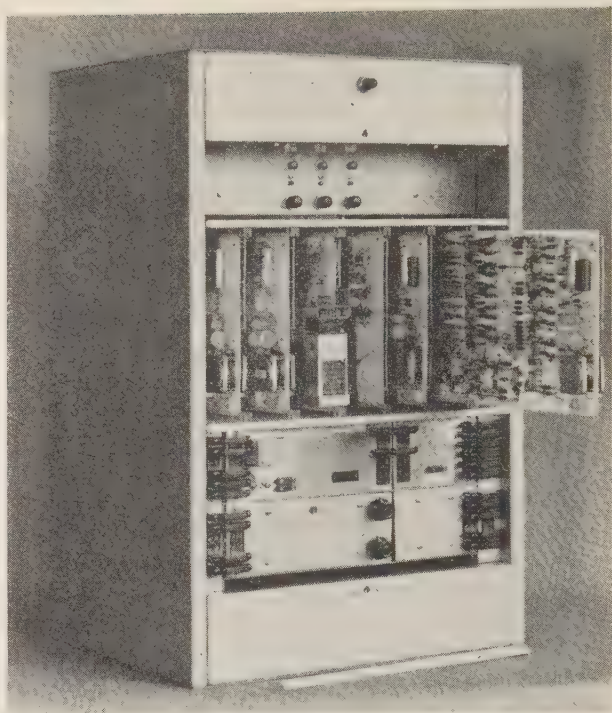


FIG. 4.

La réalisation industrielle en question a introduit un perfectionnement important par rapport aux prototypes : la possibilité de dédoubler chacune des deux voies arithmiques en deux voies dites « à demi vitesse » qui peuvent elles-mêmes être dédoublées en deux voies dites « à quart de vitesse ».

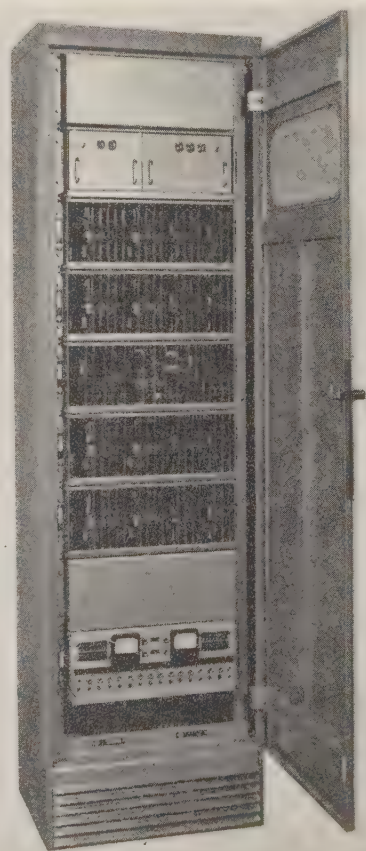


FIG. 5.

En fait, il s'agit là de voies à la vitesse télégraphique normale de 50 bauds mais dont la durée minimale de l'élément d'arrêt, est portée à 180 ms au lieu de 30 ms pour les voies dites à demi-vitesse et à 480 ms pour celles dites à quart de vitesse de sorte que les premières ne peuvent transmettre qu'un caractère en 300 ms et les secondes en 600 ms. On émet sur la voie arithmique ordinaire dédoublée les caractères des deux voies demi-vitesse alternativement, et de même sur une voie demi-vitesse dédoublée les caractères des deux voies quart de vitesse alternativement. Au total, on peut donc avoir au maximum huit voies quart de vitesse pour l'ensemble des deux secteurs de la liaison.

Chacune de ces voies est équipée d'un récepteur arithmique individuel avec ses deux mémoires primaire et secondaire, et la commande de transfert dans la mémoire tertiaire du rythmique est aiguillée à tour de rôle sur les mémoires secondaires des deux sous-voies d'une voie dédoublée au moyen d'un organe supplémentaire de chaque secteur appelé distributeur de voies. A la réception, une distribution analogue répartit les caractères reçus sur les émetteurs arithmiques des différentes voies ou sous-voies.

Afin d'éviter toute erreur qui pourrait résulter d'une permutation de voie entraînant un faux aiguillage des caractères, il est prévu que tout caractère spécial de polarité permanente comporte l'identification de la voie à laquelle il se rapporte. On a vu, en effet, que dans ces caractères spéciaux, trois éléments (de rangs 1, 2 et 5) demeuraient disponibles pour l'identification des voies, or comme le nombre maximal des voies est de huit, il est possible de les caractériser par une combinaison de ces trois éléments.

En outre, on a prévu un mélange des éléments au cours du transfert des mémoires secondaires dans la mémoire tertiaire, dans un ordre bien déterminé mais différent selon les voies, afin d'éviter qu'en aucun cas il ne puisse y avoir réception en clair sur une voie des caractères destinés à une autre ; cela, d'une part pour assurer le secret, et d'autre part pour signaler immédiatement à l'utilisateur une erreur d'aiguillage par l'incohérence de la réception.

Ces voies à demi et quart de vitesse, ne peuvent pas être commutables à cause des délais exagérés dans lesquels les signaux de commutation seraient retransmis ; mais elles intéressent certains usagers privés qui peuvent ainsi louer les liaisons permanentes pour un prix inférieur à celui des voies ordinaires.

D'autre part, l'exploitation de ces voies nécessite évidemment un matériel spécial à l'émission, constitué par des lecteurs de bandes automatiques à démultiplication de cycle, pouvant transmettre à demi ou quart de la cadence normale.

Ce matériel de présérie a été mis en service en août 1962 sur les circuits transatlantiques auquel il était destiné, et a fonctionné depuis de façon satisfaisante malgré quelques difficultés concernant principalement le réglage du détecteur de faille. Il a même été jugé tellement intéressant que les compagnies américaines exploitant les circuits sur lesquels il a été essayé ont demandé à l'acquiescer.

Nous avons dit plus haut que le système bisecteur était incapable de transmettre les signaux de commutation du code B et les signaux de cadrans ce qui limitait les possibilités d'utilisation des voies commutables qu'il fournit. Il serait évidemment intéressant de supprimer cette limitation ; cela a fait l'objet d'une étude complémentaire de la division Télégraphe du département Commutation en vue de réaliser un dispositif auxiliaire pouvant être éventuellement adjoint aux équipements de voies pour permettre au système de transmettre ce genre de signaux.

Pour les impulsions de 25 ms du code B, le problème a été résolu de façon très simple par la transmission systématique d'une 32^e combinaison pour tout front positif suivant un négatif prolongé. Si ce front est le début d'une impulsion de 25 ms, celle-ci ressortira sous forme de l'élément positif d'arrêt de la 32^e combinaison qui est précisément de 25,8 ms comme on l'a vu plus haut, ce qui reste dans les normes. Si au contraire ce front est le début d'un positif permanent, celui-ci sera retransmis également par le stop de la 32^e suivi du maintien du positif.

La retransmission des signaux de cadran posait un problème plus difficile, aucune suite de signaux du code arithmique ne pouvant imiter même grossièrement les trains d'impulsions 60/40 envoyés par un cadran d'appel. Il devient alors indispensable de prévoir un dispositif qui se substitue automatiquement à une partie des circuits du récepteur et de l'émetteur arithmique quand la voie se trouve dans l'état correspondant à la transmission des signaux de cadran, état caractérisé en code B par la polarité négative sur le fil opposé.

La solution consiste, lorsqu'on se trouve dans ce cas, à tester la polarité du fil d'entrée du récepteur arithmique avec des impulsions pilotées par le rythmique et espacées de 29,16 ms. Le résultat de cette analyse est transmis sur le rythmique par paquets de 5. A la réception, les impulsions correspondantes aux moments reçus sont régénérées à raison d'une toutes les 29,16 ms et la modulation est réémise par l'intermédiaire d'une bascule monostable qui se déclenche pour 55 ms à la première impulsion négative reçue. Finalement les négatifs sont ainsi retransmis selon une durée uniforme de 55 ms mais ils peuvent être séparés par des positifs de 32,5 ou 62 ms selon les cas.

Ce résultat est suffisant dans la pratique pour faire fonctionner convenablement les organes de commutation mais il n'est pas pleinement satisfaisant car il sort des normes fixées par le C.C.I.T.T. Pour y satisfaire, un dispositif beaucoup plus compliqué et coûteux aurait été nécessaire.

Il convient de souligner ici que la difficulté rencontrée pour retransmettre ces signaux de cadran n'est pas relative au système particulier que nous avons décrit, mais au principe même du multiplex télégraphique dans le temps. Et c'est justement un des avantages essentiels du système de signalisation A et de la sélection au clavier, sur le système B et la sélection par cadran, que d'être beaucoup mieux adapté à ce mode de transmission appelé sans aucun doute à un grand avenir, du fait qu'ils ne font inter-

venir que les signaux du code arithmétique ou les polarités permanentes.

Cela est si vrai que même les administrations étrangères qui ont été jusqu'à maintenant les partisans les plus résolus du code B, envisagent d'utiliser le code A sur toutes les liaisons équipées de multiplex dans le temps.

Toutefois, même avec le code A, la réalisation de voies multiplexées dans le temps et commutables dans le réseau général soulève un certain nombre de difficultés qu'il serait peu objectif de passer sous silence.

Ces difficultés sont dues essentiellement à l'incertitude, inhérente au principe même du système, sur le délai dans lequel un signal est retransmis. On comprend en effet aisément que selon l'instant où un signal de commutation, par exemple le passage en positif sur un fil, se présente par rapport aux impulsions de transfert du rythmique, il pourra être transmis sur la voie rythmique, presque immédiatement ou au contraire devra attendre une durée presque égale à un cycle complet (soit 145,8 ms pour le bisecteur modèle C.N.E.T.). Il y aura donc inévitablement une incertitude sur le délai de retransmission au moins égale à un cycle du rythmique, et qui peut même aller jusqu'à deux cycles si on tient compte de la distorsion qui peut déjà affecter le signal entrant.

Cette incertitude qui n'a aucune importance pour les signaux de conversation ou de message, peut être dans certains cas assez fâcheuse pour les signaux de commutation. Les organes automatiques qui échangent ces signaux sont en effet munis, comme tous les systèmes de commutation, de circuits de contrôle de temps, qui vérifient que certaines opérations doivent être faites dans des délais déterminés et provoquent l'annulation des sélections ou la mise en faute dans le cas contraire.

Par exemple, les avis du C.C.I.T.T. pour la signalisation internationale du type A, précisent qu'en réponse au signal d'appel constitué par l'envoi du positif sur un fil, un signal dit de « confirmation d'appel », constitué par l'envoi du positif sur l'autre fil, et renvoyé par l'équipement de ligne à l'autre extrémité doit être retourné à l'extrémité appelante dans un délai de 150 ms au maximum. Il est clair qu'une telle condition ne peut pas être remplie par une voie fournie par un multiplex synchrone puisqu'elle ajoute au délai normal un délai supplémentaire pouvant aller jusqu'à un cycle soit une valeur presque équivalente. Il faudrait donc reconsidérer la valeur fixée pour ce délai et modifier en conséquence les circuits de contrôle de temps.

Un autre exemple caractéristique peut être fourni dans le réseau français par le fonctionnement de certains organes des chaînes de taxation des centraux télégraphiques appelés « marqueurs de taxation » et qui ont pour rôle de vérifier que la communication a bien été effective en contrôlant l'émission de l'indicateur de l'abonné demandé. Cette « émission » qui est nécessairement automatique est donc caractérisée pour le marqueur de taxation par le passage de 20 caractères à la cadence maximale.

Or nous avons vu que le système bisecteur intercalait systématiquement sur chaque voie des signaux d'attente, même pour une transmission à cadence maximale (à raison d'un environ tous les 36 caractères dans ce cas). Il en résulte que la séquence des 20 signaux d'un indicatif, transmis par un tel système aura les plus grandes chances de parvenir au marqueur de taxation « coupée en deux » d'une façon imprévisible. Cet organe risque alors de ne pas reconnaître cette séquence comme un indicatif et de provoquer la mise en faute du poste demandé.

C'est pour cette raison d'ailleurs que l'administration a été amenée à faire modifier les marqueurs de taxation à l'occasion d'autres modifications de façon à leur faire reconnaître comme valable un indicatif éventuellement coupé en deux. On voit cependant par cet exemple le genre de problèmes parfois imprévus que soulève l'introduction de systèmes de transmission nouveaux dans un réseau commutable.

Tout porte à penser que les avantages considérables des multiplex télégraphiques dans le temps amèneront de même les différentes administrations à réaliser les quelques aménagements nécessaires du réseau. Ce domaine reste actuellement en pleine évolution et les recherches s'y poursuivent activement en particulier à la division « Télégraphe » du C.N.E.T.

Après le doublement de capacité des voies harmoniques ordinaires réalisé avec succès par le système bisecteur, les recherches se sont orientées tout naturellement vers l'équipement des voies de télécommunications du « modèle au dessus », c'est-à-dire des voies à caractéristiques téléphoniques.

De telles voies offrent évidemment des possibilités incomparablement plus grandes, rien n'empêchait donc d'adopter la solution d'un sixième élément de code pour avoir un nombre de combinaisons suffisant, compte tenu des deux signaux supplémentaires de polarités permanentes. Le code étant ainsi surabondant, on peut utiliser pour la prise de phase, l'envoi de séquences spéciales qu'il est impossible de former avec les signaux ordinaires. Ce procédé est d'un fonctionnement plus sûr et moins délicat de réglage que celui de la « faille » utilisé pour le bisecteur.

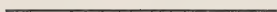
Compte tenu de ce sixième élément, on s'aperçoit aisément que la vitesse de modulation sur le rythmique doit être de 40 bauds par voie. Or les premières expériences ont établi qu'une voie à largeur de bande téléphonique de bonne qualité pouvait transmettre aisément 3 600 bauds, ce qui correspond donc à 90 voies télégraphiques à vitesse normale.

Ce résultat apparaît comme tout à fait remarquable si l'on se rappelle que la méthode actuellement utilisée du multiplexage en fréquence et qui constitue la structure du réseau télégraphique français, ne permet d'obtenir que 24 voies pour une largeur de bande téléphonique.

Ce résultat s'explique principalement par une utilisation plus rationnelle de la bande passante, évitant les « interbandes » inutilisées que le multiplexage en fréquence doit nécessairement ménager entre les voies.

Si l'on ajoute à cela que le prix de revient de l'équipement par voie sera probablement inférieur pour le multiplex temporel, essentiellement parce qu'il permet d'économiser les filtres qui constituent la plus grande partie du prix de revient des voies de télégraphie

harmonique, on conçoit qu'il n'est pas déraisonnable d'attendre de ces recherches, dans un proche avenir, un abaissement sensible du coût des voies de télégraphie, surtout pour les faisceaux importants et à très grande distance.



PERFUSION ASSERVIE DE CURARE

ÉTUDE D'UN SERVOMÉCANISME

APPLIQUÉ A L'ANESTHÉSIE *

PAR

Le Docteur M. DUVELLEROY

Attaché d'Anesthésiologie à l'Hôpital Laennec

Assistant de Physique à la Faculté de Médecine de Paris

1. Introduction

L'anesthésie doit provoquer le sommeil, éviter la douleur, faciliter l'acte chirurgical. Le curare est utilisé pour provoquer le relâchement musculaire nécessaire à la chirurgie. Il convient de donner la dose permettant à la fois le meilleur confort chirurgical et, au réveil, une récupération complète de la force musculaire.

Ni trop, ni trop peu, tel devrait être le but d'un dispositif adaptant automatiquement la dose aux besoins de relâchement musculaire.

Le critère choisi pour le réglage est simple car le mécanisme d'action du curare est simple par rapport à de nombreuses autres drogues. Le curare agit au niveau de la jonction neuro-musculaire et uniquement à ce niveau.

Il est classique de juger du degré de la paralysie à une stimulation électrique portée au niveau du nerf, en mesurant l'amplitude de la réponse mécanique ou électrique du muscle.

2. Principe de l'appareil

Le principe de l'appareil est le suivant :

Un stimulateur applique au niveau d'un tronc nerveux des impulsions qui provoquent au niveau du muscle la naissance d'un potentiel d'action lorsque la transmission neuro-musculaire est intacte.

Ces potentiels d'action dont la fréquence est identique à celle de l'onde de stimulation qui les fait

naître et les synchronise, sont amplifiés, détectés et intégrés de sorte que l'on recueille à la sortie de l'appareil un courant moyen d'autant plus élevé que le potentiel global du muscle est plus ample.

Ce courant de sortie agit sur une électrovanne par tout ou rien, c'est-à-dire, maintenant ouverte ou fermée la perfusion du curare se rendant à l'animal ou à l'opéré (fig. 1).

Ainsi, l'administration du curare se règle-t-elle d'elle-même : initialement ouverte, la perfusion laisse s'écouler la quantité de curare, qui (après un certain temps de latence dont il faut évidemment tenir compte dans le réglage du débit) va faire baisser le potentiel intégré en dessous du seuil nécessaire au maintien de l'ouverture de la vanne. Celle-ci se ferme et reste fermée tant que le potentiel d'action n'a pas atteint la valeur nécessaire à l'ouverture de l'électrovanne.

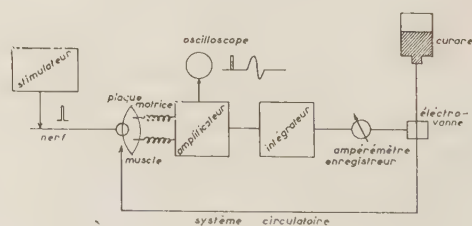


FIG. 1.

Le phénomène est périodique, la fréquence des réinjections dépend du curare choisi. La plupart des expériences présentées ici tant chez l'animal que chez l'homme, sont faites avec du *succurarium* dont la

(*) Conférence prononcée le 23 février 1964 devant la 12^e Section de la S.F.E.R.

brèveté d'action est favorable à la mise au point de l'appareil.

Dès le début nous avons été frappés par la régularité du phénomène; l'enregistrement graphique du courant de sortie de l'appareil donne en effet des courbes tout à fait remarquables pour un oscillateur biologique.

La figure 2 a été relevée chez l'animal.

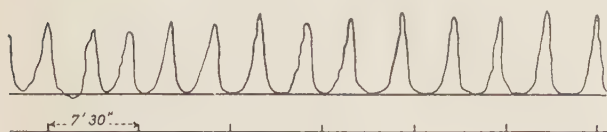


FIG. 2.

En abscisse : le temps ; en ordonnée : l'amplitude du courant moyen délivré par l'intégrateur.

Sur 49 réinjections s'étageant sur une durée de plus de 3 h, la durée de la période, c'est-à-dire l'instant écoulé entre chaque ouverture de la vanne, est de 220 s avec un coefficient de variation de 10 %. Les portions ascendantes de la courbe, correspondent aux stades d'allègement de la paralysie. Un tel système est nécessairement instable. Le seuil d'ouverture de la perfusion est plus élevé que le seuil de fermeture (fig. 3).

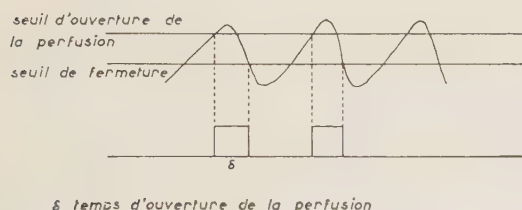


FIG. 3.

L'administration de curare se fait donc trop près de l'instant où l'animal est complètement décurarisé. La perfusion s'écoule également trop longtemps. Nous en donnions avec ce premier système *trop tard et trop*. Cette grande instabilité peut être partiellement corrigée (fig. 4) :

— en choisissant le seuil d'ouverture le plus bas possible,

— en limitant la durée d'ouverture par une minuterie pré-réglée (l'ensemble correspondant à une avance de phase).

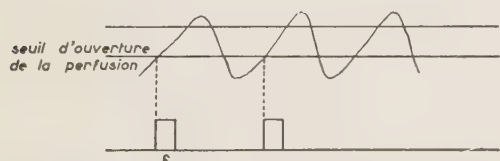


FIG. 4.

La figure 5 montre l'amélioration apportée par la limitation en durée de la perfusion. La période est fonction croissante de la dose injectée.

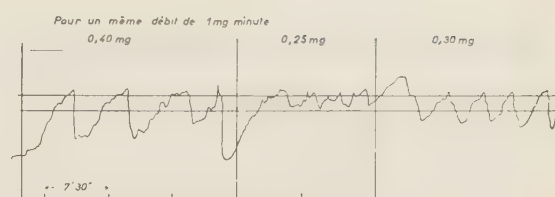


FIG. 5.

2.1. RELATION EXPÉRIMENTALE : PÉRIODE-DOSE

29 expériences faites chez le lapin, et dont la durée variait de 5 à 12 h, ont permis de dégager deux ordres de faits :

— avec le curare choisi (chlorure de succincurarium) (le plus bref de tous), tant que l'expérience ne dépasse pas 4 h ou tant que les doses injectées sont restées inférieures à une certaine dose critique, le curare agit chaque fois de façon identique et il est possible d'établir une relation expérimentale entre période des oscillations et dose injectée;

— au delà d'une certaine dose critique, on assiste à l'allongement progressif de la période bien que la dose prédéterminée soit toujours la même (fig. 6).

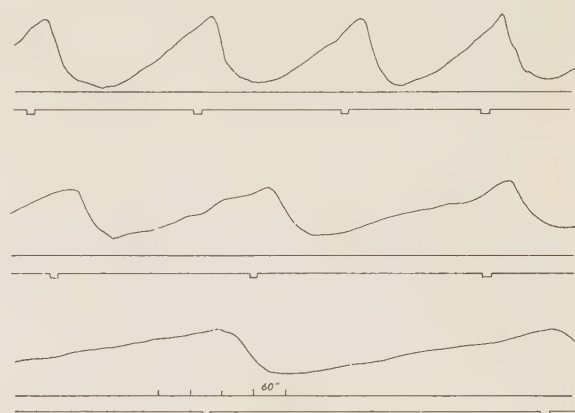


FIG. 6.

Pour éliminer ce facteur (dont l'étude ne sera pas abordée ici), nous avons recueilli les résultats portant sur le premier tiers de chaque expérience ou la totalité des résultats expérimentaux dans lesquels aucun allongement de T n'a été constaté.

Le diagramme (fig. 7) montre les points représentatifs de T en fonction du logarithme de la dose injectée. Le coefficient de corrélation est de 0,75 ce qui, compte tenu des conditions expérimentales, nous autorise à admettre une relation *linéaire* entre T et le logarithme de la dose injectée. Une telle relation expérimentale révèle la loi de destruction du produit dans l'organisme :

$$q = Q_0 e^{-\frac{t}{T_2}}$$

avec q quantité agissante à l'instant t ,

Q_0 quantité injectée à l'instant t_0 ,

t variable de temps,

T_2 constante de destruction du produit.

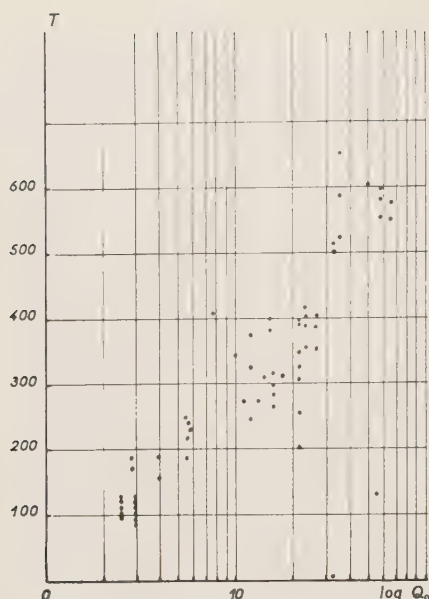


FIG. 7.

Il est alors facile d'étudier les variations de la concentration lors des injections intermittentes que l'on va considérer comme des impulsions de curare.

Le schéma analogique est donné figure 8.

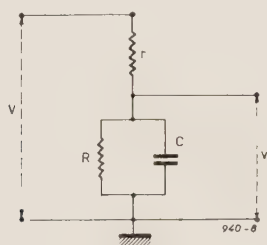


FIG. 8.

V est l'amplitude de l'échelon rectangulaire de tension appliquée au circuit. C'est donc l'analogue de l'impulsion de curare;

v est la tension recueillie aux bornes du condensateur. C'est l'analogue de la concentration de succurarium.

Dans cette analogie V a les dimensions d'un débit, la surface de l'impulsion représente la quantité injectée. Les impulsions de tensions de période T , de largeur θ , appliquées à ce circuit ont pour réponse une fonction périodique qu'il est classique de calculer par le calcul symbolique.

La transformée de Carson-Laplace de la fonction appliquée au système est :

$$V(p) = \frac{1 - e^{-\theta p}}{1 - e^{-T p}}.$$

La fonction de transfert du circuit est :

$$\frac{v(p)}{V(p)} = \frac{\alpha}{p + \gamma},$$

en posant :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{rc}, \\ \beta &= \frac{1}{RC}, \\ \gamma &= \alpha + \beta. \end{aligned}$$

Si $r \gg R$, γ est voisin de $\frac{1}{RC}$

La réponse image est donc :

$$v(p) = V \frac{1 - e^{-\theta p}}{1 - e^{-T p}} \frac{\alpha}{p + \gamma}$$

En développant en série $\frac{1 - e^{-\theta p}}{1 - e^{-T p}}$ et en appliquant le théorème du retard, on construit graphiquement la réponse (fig. 9).

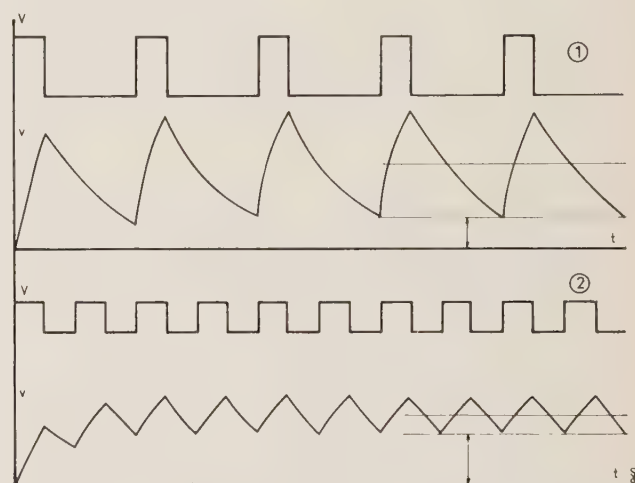


FIG. 9. — La concentration minimale de succurarium obtenue par injections deux fois moins abondantes mais deux fois plus fréquentes est plus élevée.

Le calcul montre que la valeur maximale du potentiel atteint aux bornes de C est donné en régime permanent par :

$$v = V \frac{R}{R + r} \frac{1 - e^{-\gamma \theta}}{1 - e^{-\gamma T}}.$$

En comparant les deux courbes de la figure 9 :

$$(1) \theta = \frac{RC}{2}, \quad T = 2\theta;$$

$$(2) \theta = \frac{RC}{2}, \quad T = 4\theta \quad \text{avec une amplitude de l'impulsion deux fois moins grande.}$$

Il apparaît que pour une même dose totale de curare la concentration minimale tombera d'autant moins bas que les injections seront plus fréquentes.

On conçoit donc (ce qui est du reste intuitivement évident avec ce curare d'action très brève) qu'on puisse donner une quantité de curare totale moins élevée en en donnant peu mais souvent, qu'en en donnant davantage à intervalles espacés.

Cette dernière manière de faire n'apporterait qu'une très faible prolongation de l'effet en regard du surdosage.

L'idéal est donc de donner un débit continu juste égal à la vitesse d'hydrolyse.

C'est donc dans le but d'asservir exactement le débit de succicurarium que nous avons substitué à l'ancienne électrovanne agissant par tout ou rien, un servomoteur réglant le goutte à goutte de façon continue : lorsque le potentiel moyen croît, c'est-à-dire lorsque la curarisation s'allège, le servomoteur agit de manière à augmenter le débit. Le contraire survient lorsque la curarisation s'approfondit.

On pourrait penser atteindre ainsi un équilibre survenant après quelques oscillations amorties. C'est effectivement ce qui se produit lorsque le système est stable. Mais l'expérience nous a montré qu'il y avait de nombreuses causes d'instabilité et la présente étude envisagera le problème sous son aspect théorique avant de présenter les faits expérimentaux.

2.2. DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE A DÉBIT CONTINU

2.2.1. Stimulateur

Le stimulateur applique en monopolaire des impulsions brèves :

- de largeur pouvant varier entre 0,2 et 1 ms,
- d'amplitude réglable jusqu'à 150 V au maximum,
- appliquées par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement et d'une résistance d'imposition de 2 000 Ω ,

— au niveau du nerf cubital à l'aide d'une électrode superficielle en argent, maintenue dans la gouttière cubitale,

— suivant un rythme réglable de 20 à 150 par minute.

2.2.2. Amplificateur

L'amplificateur de potentiel est représenté figure 10, c'est un amplificateur différentiel à entrée symétrique. Il est évidemment capital que les potentiels musculaires recueillis au niveau de l'éminence hypothenar par deux électrodes-aiguilles soient bien différenciés de l'onde de stimulation qui doit rester à peine visible sur l'oscilloscope.

2.2.3. Intégrateur

Cet amplificateur est à sortie asymétrique. Il attaque par l'intermédiaire d'un cathode follower un intégrateur à transistors. Lorsqu'un signal positif est appliqué sur la base du premier transistor la résistance collecteur-émetteur augmente et modifie la tension existant aux bornes du condensateur. Celle-ci agit sur la polarisation de T_2 . Les trois transistors montés en amplificateur à courant continu délivrent un courant suffisant pour attaquer soit une chaîne de relais, soit le dispositif de commande du servomoteur.

2.2.4. Pont comparateur

Dans le montage avec servomoteur ce courant de sortie $I(t)$ est comparé à un courant de référence réglé par le potentiomètre P_4 , la diagonale CD commande un relais galvanométrique à double contact R_e .

Celui-ci reste sur sa position de repos en cas d'égalité du courant de sortie avec le courant de référence. Il vient coller sur l'un ou l'autre des contacts, suivant

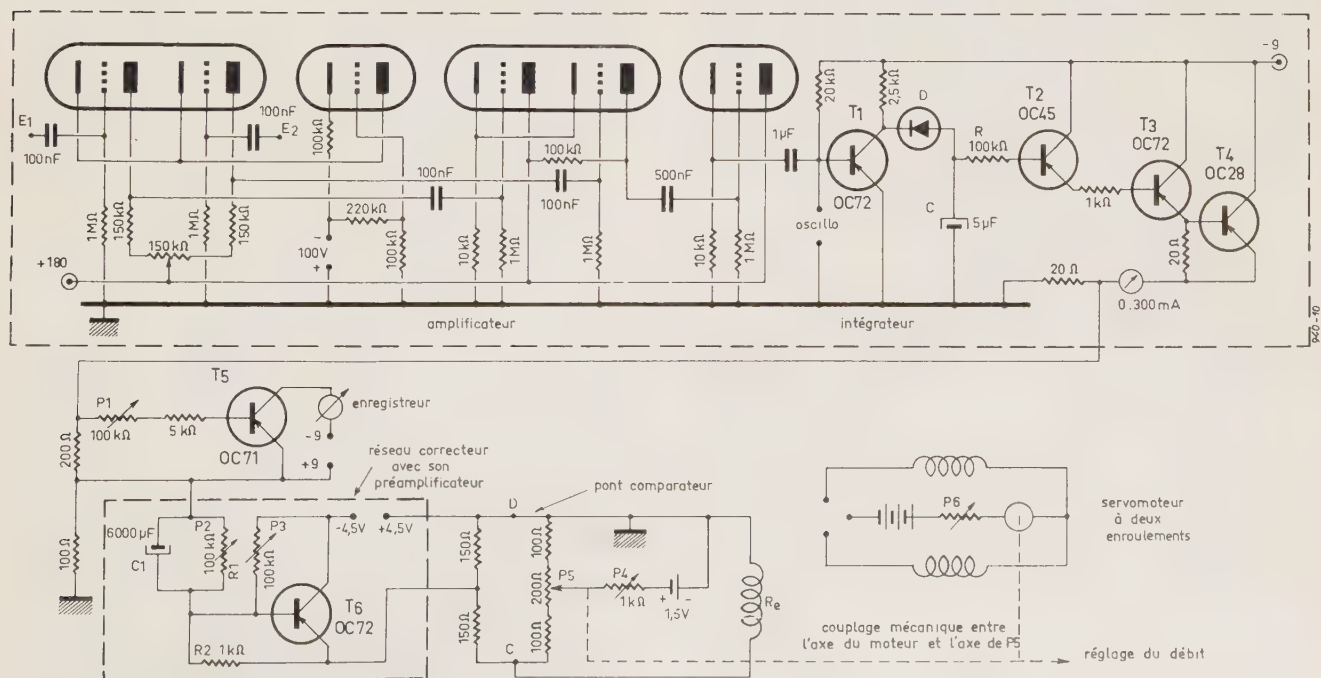


Fig. 10.

le sens d'inégalité, mettant ainsi en route le moteur à double enroulement dans un sens ou dans un autre.

Ce moteur entraîne par l'intermédiaire d'un réducteur :

— d'une part le réglage du débit de la perfusion, évidemment dans un sens tel que l'écart soit corrigé,

— d'autre part le potentiomètre P_5 , ce qui constitue une réaction supplémentaire apportant un signal correctif qui limite l'amplitude des écarts du servomoteur.

La vitesse de rotation du moteur peut être ajustée par le potentiomètre P_6 .

2.2.5. Réseau correcteur

Le réseau correcteur et son préamplificateur sont constitués par le réseau avanceur de phase $R_2R_1C_1$ suivi d'un préampli à transistors dont la polarisation est fixée par le potentiomètre P_3 . Ce réseau avanceur de phase corrige partiellement le retard circulatoire. Sa nécessité sera expliquée en détail plus loin. Un interrupteur, non figuré sur le schéma, peut le mettre en service ou non. Le potentiomètre P_2 ajuste le gain du système.

2.2.6. Enregistreur

L'enregistreur du potentiel musculaire moyen est précédé d'un transistor T_5 destiné à augmenter sa sensibilité de façon à ce que cette mesure ne perturbe pas le phénomène étudié. P_1 permet d'ajuster la sensibilité de l'enregistreur.

2.2.7. Servomoteur

Le servomoteur distributeur de gouttes est de réalisation délicate. Le débit doit pouvoir varier entre quelques gouttes et 100 gouttes/mn sans utiliser de pompe car on connaît les dangers d'injection d'air si le flacon est vide. Le système utilisé est donc le suivant : la tubulure de la perfusion passée dans un tuyau de caoutchouc est engagée dans un tunnel, juste égal à son calibre, creusé dans un bloc de plexiglass. Une tige filetée vient lors de sa rotation comprimer plus ou moins la lumière de la tubulure. Cette tige filetée est solidaire d'un réducteur de vitesse animé par un moteur à double sens de rotation. L'inconvénient est que le débit n'est pas une fonction linéaire de la position de la tige filetée.

2.3. ETUDE THÉORIQUE DE LA PERFUSION ASSERVIE DE SUCCICURARE

Le système précédemment décrit comporte comme tout servomécanisme :

- une chaîne directe, dite chaîne de puissance,
- une chaîne de réaction ou boucle de retour,
- un organe comparateur.

On sait que le but d'un système asservi est de maintenir constante la variable réglée (ici le degré de relâchement musculaire) malgré les perturbations (représentées ici essentiellement par les variations de sensibilité au curare, suivant les individus et les possibilités de changement de sensibilité au cours du temps, chez un même individu).

Dans l'organe comparateur est établie la différence entre la variable réglée $I(t)$ et une grandeur de référence $R(t)$. Cet écart (ou signal d'erreur) est appliqué à la chaîne de commande où l'on trouve successivement en série les organes suivants :

- servomoteur réglant le débit de curare,
- système circulatoire, plaque motrice qui est le lieu d'action du curare,
- muscles, amplificateur de potentiel, intégrateur délivrant la grandeur de sortie $I(t)$.

La chaîne de réaction est ici simplement constituée par une boucle de retour ramenant la variable réglée au comparateur.

Un système de régulation parfait doit être à la fois précis et stable :

— *précis* : toute variation de la grandeur de référence doit être suivie aussi fidèlement et aussi rapidement que possible par la variable réglée ;

— *stable* : la réponse du système à une variation de la grandeur de référence doit se faire sans engendrer d'oscillations durables.

Ce dilemme stabilité-précision fait toute la difficulté de la mise au point. Il existe tout le long de la chaîne de commande des retards facteurs d'instabilité.

Deux constantes de temps sont importantes :

— celle due au retard circulatoire : il s'écoule toujours un délai entre l'injection et le début de l'action de la drogue ;

— celle, d'autre part, due à la constante de temps de destruction du produit.

Si bien que lors des premiers essais faits avec le servomoteur le système était particulièrement instable, la vanne s'ouvrait à fond laissant s'écouler une quantité importante de curare, et ensuite se fermait complètement. Le nouveau dispositif se comportait donc comme l'ancien : succession d'injections discontinues et non pas une régulation précise. Pour aller plus loin et comprendre l'influence des divers paramètres entrant en jeu dans la stabilité (amplitude de la stimulation, concentration de la perfusion, ajustement de la valeur moyenne du débit), il faut procéder comme on le fait habituellement pour tous les servomécanismes :

— à l'établissement d'un diagramme fonctionnel de l'ensemble du système,

— à la mise en équation de chaque système entrant dans la constitution de la chaîne d'asservissement,

— à l'établissement de la fonction de transfert pour chaque élément,

— à la représentation graphique des performances du système,

— à la détermination de la stabilité par application du critère de Nyquist,

— à la correction éventuelle par modification du gain et emploi de réseaux correcteurs de phase.

En fait une telle étude n'est facile que :

— si le système étudié est linéaire, c'est-à-dire susceptible d'être régi par des équations différentielles linéaires,

— si la mise en équation de tous les éléments est réalisable.

Or, une perfusion asservie de curare telle que nous l'avons réalisée n'est pas un système linéaire. La réponse électrique du muscle à une stimulation comporte, par exemple, un seuil et une saturation.

Le curare sur la fibre isolée agit par tout ou rien. Son action graduée sur un groupement de fibres s'explique par la mise en jeu d'un nombre différent d'unités élémentaires. Mais la loi précise à ce sujet est difficile à établir.

Néanmoins, il est toujours possible à condition d'opérer entre des limites suffisamment étroites de considérer un phénomène comme linéaire. Ce genre d'approximation est constamment utilisé dans les servomécanismes.

D'autre part on pourra faire certaines hypothèses simplificatrices sur la partie proprement biologique du système afin de pouvoir établir, du moins dans une première approximation, une vue d'ensemble du système dont il sera possible par l'expérience de montrer ou non la validité.

Le diagramme fonctionnel (fig. 11) réunit les éléments que l'on trouve en série dans la chaîne directe. La fonction de transfert de chaque système est inscrite dans le rectangle correspondant.

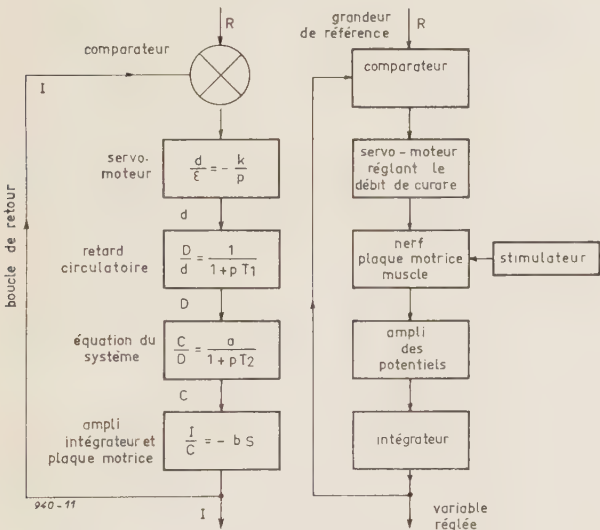


FIG. 11. — Diagramme fonctionnel.

2.3.1. Comparateur

C'est le dispositif de mesure décrit figure 10, comprenant le pont, le relais à double contact. Ce relais délivre en fait au servomoteur un signal discontinu + ou -. Mais par suite du retour potentiométrique indiqué, pages précédentes, on peut admettre que le système est ainsi linéaire et considérer que l'écart $\varepsilon(t)$ appliqué au servomoteur est égal à la différence entre la variable réglée $I(t)$ et la grandeur de référence $R(t)$ ajustée par action sur P_4 .

Ainsi l'équation de bouclage est-elle :

$$\varepsilon(t) = R(t) - I(t)$$

2.3.2. Equation du servomoteur

L'expérience montre que l'on peut considérer que la variation du débit par unité de temps est proportionnelle à l'écart

$$\frac{dd}{dt} = -k \varepsilon(t)$$

d étant le débit en mg/mn, et k une constante dépendant du réducteur de vitesse.

Le distributeur de gouttes actuel n'est pas, en effet, une fonction linéaire de la position de l'axe du servomoteur. Lors du desserrage du tuyau, le débit s'accroît d'abord doucement puis, un même angle de rotation de la vis de serrage entraîne un accroissement très élevé du débit, si bien que le débit en fonction de l'angle de rotation du servomoteur peut être représenté par la courbe suivante :

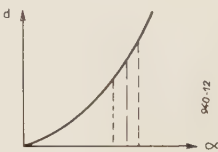


FIG. 12.

La non-linéarité de la vanne utilisée joue un rôle important dans l'apparition d'oscillations.

La stabilité du système dépendra en effet du choix correct du point de fonctionnement (fait constaté expérimentalement).

La fonction de transfert du servomoteur est obtenue par application de la transformation de Carson-Laplace à l'équation du système. Cela conduit, en admettant des conditions initiales nulles et en considérant le système comme partant de son point d'équilibre, à la fonction suivante :

$$\frac{d(p)}{\varepsilon(p)} = -\frac{k}{p}$$

$d(p)$ et $\varepsilon(p)$ étant les transformées de $d(t)$ et de $\varepsilon(t)$.

2.3.3. Retard circulaire

Ce retard dû à la circulation et à la diffusion du curare jusqu'à son lieu d'action peut être représenté par une constante de temps dont la fonction de transfert est :

$$\frac{1}{1 + pT_1}$$

T_1 étant la constante de temps du système (15 à 20s).

On est donc amené à considérer une grandeur différente du débit, que l'on appellera le débit différé $D(p)$:

$$\frac{D(p)}{d(p)} = \frac{1}{1 + pT_1}$$

2.3.4. Equation du système proprement dit

C'est la relation existant entre le débit et la concentration, compte tenu du mode de destruction du produit :

$$T_2 \frac{dC}{dt} + C(t) = a D(t),$$

D est ici le débit différé,

T_2 est la constante de temps d'hydrolyse (90 à 120 s),

$C(t)$ la concentration,

a une constante.

Cette relation différentielle du premier ordre à coefficients constants indique que lorsque le débit est brusquement établi à une valeur constante, la concentration s'élève, pour tendre vers une limite supérieure d'autant plus élevée que le débit est plus grand.

La transformée de cette équation est :

$$\frac{C(p)}{D(p)} = \frac{a}{1 + pT_2}.$$

2.3.5. Relation entre le potentiel musculaire moyen $I(t)$ et la concentration en succinure $C(t)$

Le courant moyen ou électromyogramme intégré $I(t)$ est fonction de l'amplitude de la stimulation et de la concentration de succinure. L'ensemble curare circulant, stimulateur, nerf, jonction neuro-musculaire, muscle, amplificateur-intégrateur peut donc être schématiquement représenté sur un diagramme fonctionnel comme une « boîte » à deux entrées et une sortie.



FIG. 13.

Il est donc nécessaire ici de faire des hypothèses sur la manière dont le succinure agit pour pouvoir déterminer « la fonction de transfert biologique curare activité musculaire ».

On remarquera du reste que c'est la seule fonction de transfert du système qui nous soit inconnue : tous les autres chaînons sont connus puisqu'il s'agit soit de système purement physique (appareillage directement accessible), soit d'un mode de destruction par hydrolyse, soit d'une hypothèse sur le retard circulatoire généralement admise.

La comparaison entre les performances théoriques du système et les performances expérimentales permet donc de juger de la valeur des hypothèses formulées qui sont au nombre de trois :

a) Entre certaines limites suffisamment loin du seuil et de la saturation, l'électromyogramme intégré

peut être considéré comme proportionnel aux nombres de fibres musculaires mises en jeu :

$$I(t) = g N.$$

b) Le nombre de fibres actives est proportionnel à l'amplitude de la stimulation :

$$N_0 = l S.$$

c) Enfin le nombre de fibres paralysées par le curare est proportionnel au logarithme de la concentration (application d'une loi généralement assez admise en physiologie sensorielle ou en pharmacologie) :

$$N_p = N_0 \gamma \log \frac{C}{C_0},$$

N_p nombre de fibres paralysées,

N_0 nombre initial de fibres actives avant action du curare,

C concentration actuelle à un instant donné,

C_0 concentration seuil correspondant expérimentalement à un débit n'ayant aucun effet.

Si bien que le nombre de fibres actives à l'instant t sera la différence $N = N_0 - N_p$, c'est-à-dire :

$$N = N_0 \left(1 - \gamma \log \frac{C}{C_0} \right).$$

Si l'intégrateur de potentiel est linéaire :

$$I(t) = g l S \left(1 - \gamma \log \frac{C}{C_0} \right) = AS \left(1 - \gamma \log \frac{C}{C_0} \right)$$

On a tracé sur la figure 14 les familles de courbes théoriques pour différentes valeurs de S et de γ .

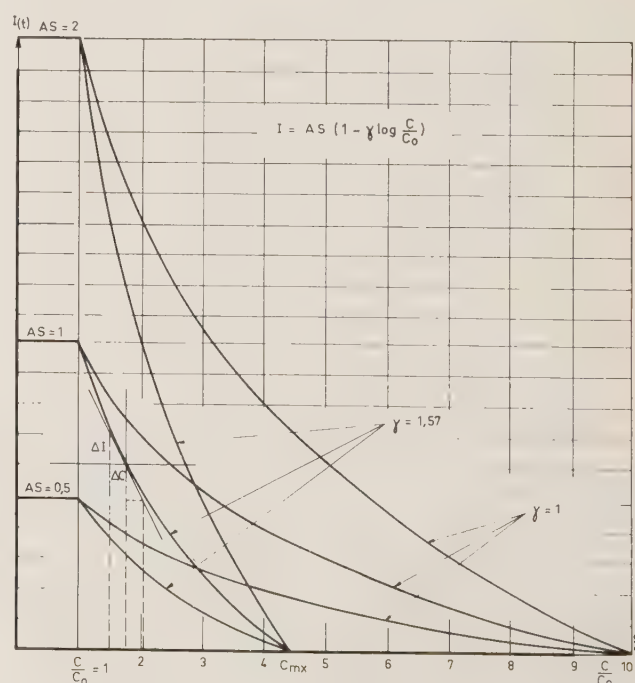


FIG. 14. — Courbes de variation du potentiel moyen en fonction de la concentration du succinure pour diverses valeurs de l'amplitude S et du facteur de sensibilité γ .

Elles concourent pour une valeur donnée de γ en un point qui correspond à l'annulation du terme

$$1 - \gamma \log \frac{C}{C_0}.$$

Il existe en effet une concentration juste suffisante pour annuler la réponse du muscle, quelle que soit l'amplitude de la stimulation. Cette valeur de C ($C_{\max}$) peut être déterminée expérimentalement et permet de fixer le paramètre γ :

$$\gamma = \frac{1}{\log \frac{C_{\max}}{C_0}}.$$

En se reportant à la figure 14 il est possible de considérer que les écarts de concentration de part et d'autre d'une concentration correspondant à l'état d'équilibre sont suffisamment faibles pour qu'on puisse assimiler le segment de courbe à une droite et écrire :

$$\frac{dI(t)}{dC(t)} = -\gamma AS.$$

L'application de la transformation de Laplace est encore possible par un changement de variable, si l'on appelle :

I la transformée de $I(t)$, et

C la transformée de $C(t)$,

on aboutit à la relation :

$$\frac{I}{C} = -\gamma AS,$$

c'est-à-dire à une fonction de transfert constante pour une stimulation fixée.

2.3.6. Fonction de transfert théorique en boucle ouverte

La fonction de transfert de l'ensemble du système est égale au produit des fonctions de transfert en série, précédemment établies :

$$G(p) = -\frac{k}{p} \frac{1}{1 + pT_1} \frac{a}{1 + pT_2} (-\gamma AS)$$

$$G(p) = \frac{K}{p(1 + pT_1)(1 + pT_2)}.$$

En posant : $K = kaA\gamma S$.

Une telle fonction est celle d'un asservissement du 3^e ordre; l'application des critères de stabilité, au lieu de transfert correspondant, montre que la stabilité d'un tel système, dit régulier, dépend du gain K .

Si ce gain K dépasse une certaine valeur, le système devient instable et des oscillations prennent naissance. Leur amplitude est en fait limitée par les caractéris-

tiques du système. On dit encore qu'il y a pompage, ce que nous cherchons à éviter.

T_1 et T_2 sont les constantes de temps biologiques du système. Respectivement de 15 à 20 s pour le retard circulatoire, de 90 à 120 s pour la destruction du produit employé. T_2 est susceptible de varier au cours de curarisation prolongée, dans le sens d'un accroissement, ce qui augmente encore la tendance à l'instabilité.

Le gain dépend en fait de plusieurs paramètres :

k constante liée à la concentration de la perfusion et au réglage du servomoteur (vitesse du moteur, rapport des engrenages de transmission),

S amplitude de la stimulation,

a constante fixée par le gain des différents amplificateurs utilisés dans la chaîne,

A constante représentant l'efficacité de la stimulation,

γ paramètre de sensibilité susceptible de varier d'un sujet à l'autre.

On peut donc faire varier le gain en ajustant k , S , a .

On a constaté effectivement par l'expérience :

— que l'augmentation de ces facteurs augmentait l'instabilité,

— qu'inversement, en diminuant le gain par ajustement de la concentration de la perfusion, diminution de l'amplitude de la stimulation, on pouvait aboutir à la stabilité qui se manifeste par l'amortissement des oscillations (voir partie expérimentale).

Par contre, certains paramètres échappent au contrôle :

— la sensibilité en particulier. Plus le sujet est sensible, plus γ est grand, plus le gain est élevé et le réglage délicat. La variation de sensibilité d'un sujet à l'autre exige donc que l'on ait « une marge de gain suffisante ».

— le paramètre A représente l'efficacité de la stimulation. Il peut diminuer lorsque l'expérience se prolonge. On peut, en effet, penser qu'un certain pourcentage de fibres deviennent insensibles à la stimulation, soit par fatigue, soit par accumulation d'un sous-produit d'hydrolyse du curare utilisé. Cette diminution de A explique partiellement la tendance à la stabilisation observée dans certaines expériences (Exp. n° 4 chez le lapin).

De toute façon, avec les constantes de temps particulièrement longues qui nous sont imposées, l'étude de la fonction de transfert théorique montre que *le gain doit être faible pour que le système soit stable*. Nous avons donc choisi actuellement un compromis sans que l'on sache exactement la valeur du gain que nous ajustons à la demande suivant la sensibilité du sujet et les besoins chirurgicaux.

La mesure du gain

Le gain de ce servomécanisme ne pourra en fait être déterminé que par une étude expérimentale en boucle ouverte. Il est classique de faire cette étude dans tous les servomécanismes et nous projetons de

la faire chez l'animal. Il suffira d'appliquer au comparateur :

— à la place du retour $I(t)$, un courant constant fixé par une source accessoire,

— à la place de la grandeur de référence $R(t)$, un signal sinusoïdal de très basse fréquence et d'amplitude constante.

Pour chaque fréquence de ce signal, on mesurera alors le rapport des modules (sortie, entrée) et la phase correspondante; le lieu de transfert expérimental ainsi obtenu sera comparé au lieu théorique, ce qui permettra d'ajuster le gain à la valeur optimale et, en même temps, de confirmer ou non les hypothèses relatives aux fonctions de transfert biologiques.

En conclusion, une telle étude théorique permet de dégager davantage les difficultés propres aux systèmes d'asservissement comprenant des chaînons biologiques, difficultés dues essentiellement :

- aux constantes de temps longues,
- au retard circulatoire qui devra toujours être combattu chaque fois qu'on essaiera de mettre au point une perfusion asservie (qu'il s'agisse de curarisants, d'anesthésiques, de vaso-constricteurs),
- à la non-linéarité des phénomènes biologiques,
- aux variations de sensibilité d'un individu à l'autre,
- aux variations au cours du temps des paramètres en cause.

2.3.7. Compensation du système par avance de phase

Il est facile de concevoir intuitivement le rôle joué par le retard circulatoire dans l'apparition d'oscillations. L'écart est corrigé à la fois avec retard et avec trop d'amplitude.

Avec retard : la trop grande décurarisation va entraîner une poussée abdominale gênant la chirurgie;

Avec trop d'amplitude, il y aura surdosage.

Il faut, en fait, contrer à temps, ce qui suppose que l'on est capable de prédire la réponse du système. Or c'est précisément la difficulté puisque le mode d'action du curare est susceptible de varier au cours du temps. Nous avons néanmoins essayé de compenser l'asservissement à l'aide du réseau avanceur de phase. Un tel réseau (fig. 15) fournit un signal de sortie proportionnel à la dérivée du signal d'entrée. Ainsi si l'équilibre recherché est atteint, la dérivée d'une constante étant nulle, aucune correction n'est apportée au débit.

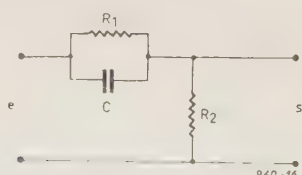


FIG. 15. — Schéma du réseau avanceur de phase

Si le courant moyen vient à baisser, la dérivée devient négative, la correction se fait dans le sens d'une diminution du débit et inversement. La difficulté est ici de rattraper un aussi long retard dont la constante de temps est de l'ordre de 15 à 20 s. La fonction de transfert du réseau est :

$$F(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_1 C p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C p}$$

plus souvent écrite sous la forme :

$$F(p) = \frac{1}{a} \frac{1 + a\tau p}{1 + \tau p}$$

En posant :

$$a = 1 + \frac{R_1}{R_2},$$

$$\tau = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} C.$$

Pour compenser l'effet du retard circulatoire représenté par $\frac{1}{1 + pT_1}$, on choisira a et τ de manière que $a\tau = T_1$.

Ce réseau est associé à un préamplificateur dont le gain doit compenser l'affaiblissement introduit par le réseau. Lorsqu'un tel réseau est mis en série dans la chaîne, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$g_2(p) = \frac{K(1 + ja\tau\omega)}{j\omega(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)(1 + j\omega\tau)}$$

Pour $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$,

$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$,

$C = 3\,000 \text{ }\mu\text{F}$,

$a = 6$,

$\tau = 2,5 \text{ s}$,

$a\tau = T_1 = 15$,

$$g_2(p) = \frac{K}{j\omega(1 + j2,5\omega)(1 + j90\omega)}$$

Si on choisit $C = 6\,000 \text{ }\mu\text{F}$ et $\tau = 5 \text{ s}$:

$$g_3(p) = \frac{K(1 + j30\omega)}{j\omega(1 + j15\omega)(1 + j90\omega)(1 + j5\omega)}$$

Les différents lieux de transfert avant et après correction sont résumés par la figure 16.

Le gain K est fixé arbitrairement à $1/30$.

On voit que les lieux corrigés s'écartent davantage du point critique $A(j = 0 - 1)$. Expérimentalement on verra, du reste, qu'effectivement la stabilité est accrue par l'emploi de ce réseau correcteur.

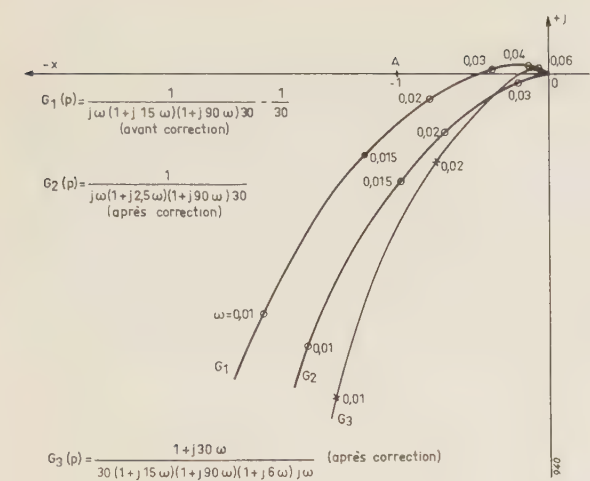
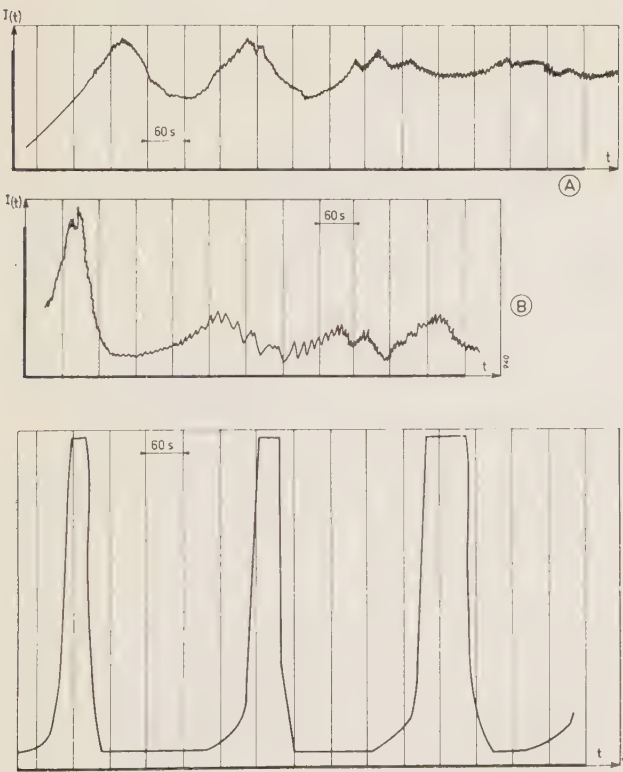


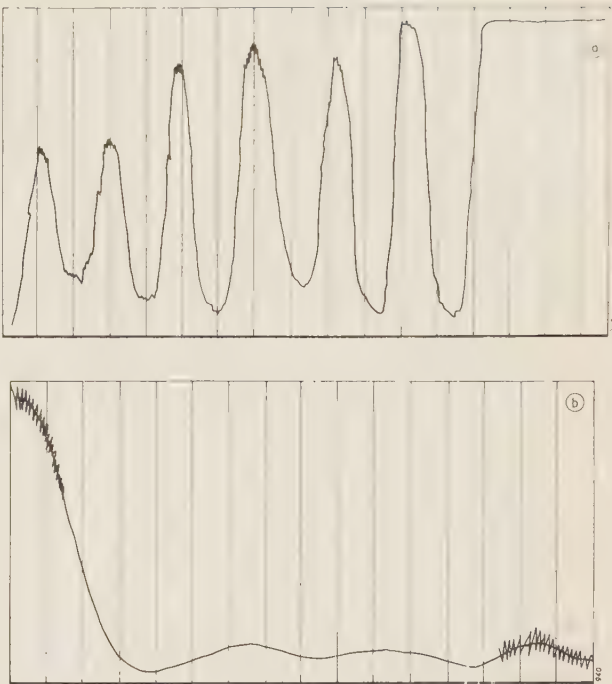
FIG. 16. — Lieu de transfert (plan de Nyquist).

3. Expérimentation animale

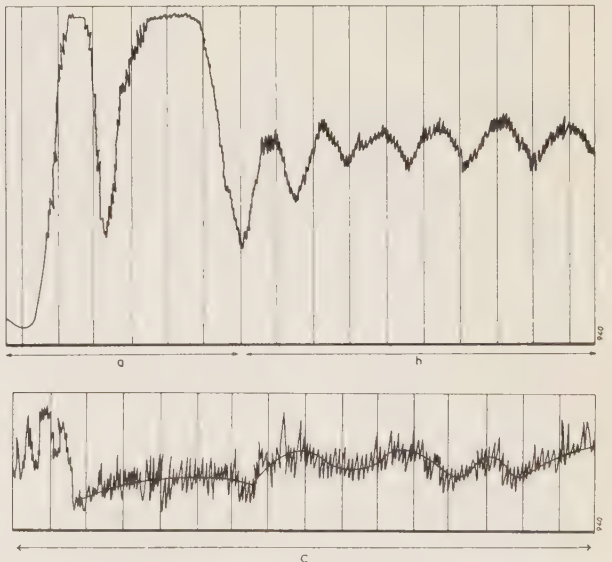
Tous les essais du servomoteur ont été faits chez le lapin avec du chlorure de succinylcholine. L'induction et le maintien de l'anesthésie étaient assurés par du



Expérience N° 1 : Concentration : 0,3 mg par cm³ ; stimulation faible.
A, B : utilisation du servomoteur permettant l'amortissement des oscillations
C : l'augmentation de la stimulation entraîne de nouveau l'instabilité ; grandes oscillations de relaxation. Le fonctionnement devient identique à ce qu'il était avec l'électrovanne par tout ou rien.



Expérience N° 2 : Concentration 0,1 mg par cm³.
a : la diminution de la concentration diminue l'instabilité : le mode oscillatoire devient sinusoïdal.
b : la limitation du débit à 20 gouttes/minute améliore la stabilité.



Expérience N° 3 : Concentration : 0,1 mg par cm³. Cette expérience compare deux types de fonctionnement chez le même animal.
a : électrovanne fonctionnant par tout ou rien.
b : servomoteur avec réseau avanceur de phase.
c : servomoteur sans réseau avanceur de phase.

penthotal. La respiration était contrôlée mécaniquement.

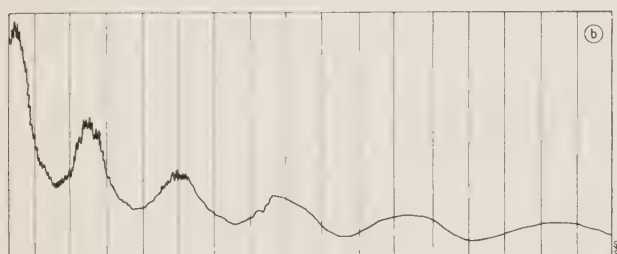
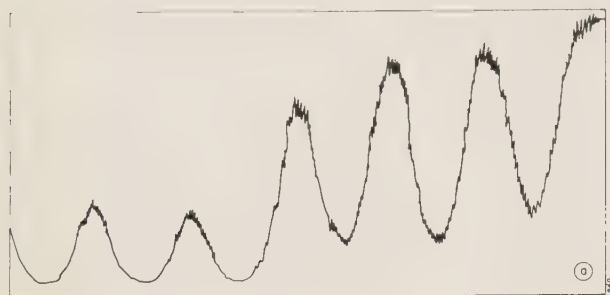
Ces expériences ont permis de déterminer le rôle des différents facteurs intervenant dans la stabilité du servomécanisme :

- concentration de la perfusion,
- amplitude de la stimulation,

— réglage du débit moyen d'équilibre,

— étude de circuits corrigeant partiellement le retard circulatoire.

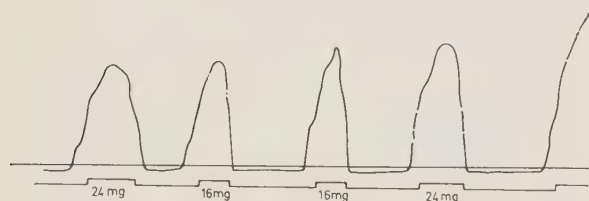
Les graphiques représentent les variations du potentiel musculaire moyen en fonction du temps (échelle : 5 mm = 60 s).



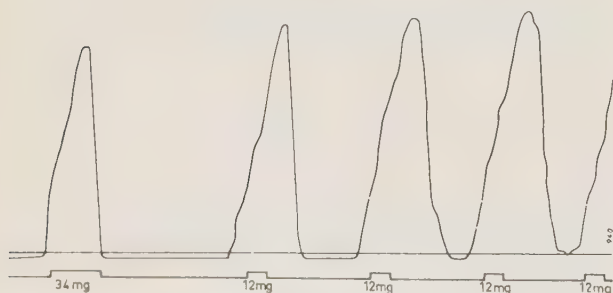
Expérience N° 4 : On voit également l'importance de la polarisation correcte du préamplificateur pour éviter le pompage.

a : lorsque la position moyenne du distributeur de gouttes est telle que le débit est moins élevé, la curarisation s'allège en même temps que les oscillations s'accroissent.

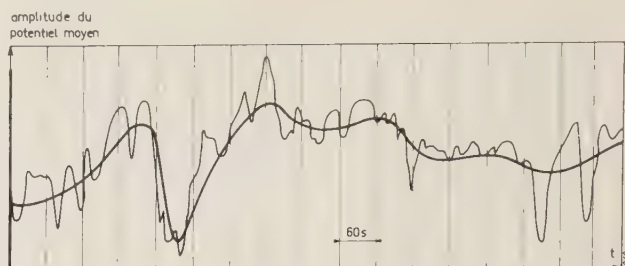
b : Concentration 0,1 mg par cm³. L'amélioration apportée par le servomoteur avec son réseau correcteur est nette.



Expérience H5 : Electrovanne par tout ou rien.

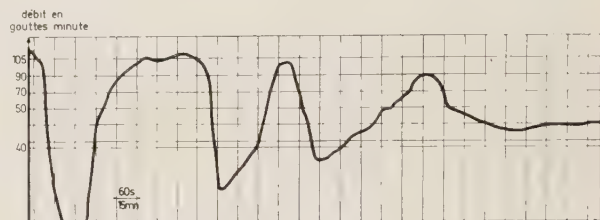


Expérience H6 : Electrovanne par tout ou rien.



Expérience SM4 chez l'homme.

Réponse transitoire amortie après perturbation (servomoteur).



Expérience SM6. Servomoteur avec amortissement.

Concentration de la perfusion 0,1 mg/cm³.

4. Utilisation en anesthésie

Utilisée dans une vingtaine d'interventions chirurgicales, la perfusion asservie de curare a permis chez l'homme de diminuer la dose totale de curare administrée.

La consommation moyenne par heure a été plus faible avec le servomoteur (372 mg/h) qu'avec l'électrovanne par tout ou rien (418 mg/h).

L'asservissement de la perfusion permet de réduire les doses, évite toute curarisation au réveil et donne dans l'ensemble un confort chirurgical satisfaisant (H5, H6, SM4, SM6).

Son utilisation nous a montré qu'au cours des interventions prolongées le curare utilisé pouvait changer de mode d'action comme d'autres auteurs l'ont souvent décrit. Les corrections prédéterminées, introduites dans le système, ne sont alors plus valables. C'est la difficulté propre des servomécanismes biologiques à laquelle se sont heurtés d'autres auteurs dans la mise au point d'appareil d'anesthésie automatique. La parfaite stabilité n'est, du reste, pas toujours nécessaire. Bien au contraire, un fonctionnement trop parfait de l'appareil pourrait masquer un surdosage progressif. Et il est bien évident qu'aucun appareil, si parfait soit-il, ne peut dispenser d'une surveillance clinique rigoureuse.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BICKFORD R.G. — Le contrôle électro-encéphalographique de l'anesthésie générale. *Electroencephalography*, février 1950, 2, n° 1, 93-94.
 - [2] BICKFORD R.G. — Neurophysiological applications of automatic Anesthesia Regulator controlled by Brain Potentials. *Ann. J. Physiol.*, 159, Dec. 1949, p. 562.
 - [3] CARA M. — Enregistrements au cours de l'anesthésie. Rapports Congrès International d'Anesthésiologie. *Anesthésie, Analgésie*, tome 8, juin 1951, n° 2, Paris.
 - [4] DUVELLEROY M. et DURANTEAU A. — Curarisation automatique. *Anesthésie, Analgésie*, tome XX, 1963, n° 1.
 - [5] FINK R. — A method of monitoring muscular relaxation by the integrated abdominal electromyogram. *Anesthesiology*, 1960, vol. 21, n° 1.
 - [6] GILLE, DECAULNE, PÈLEGRIN. — Théorie et calculs des asservissements. Dunod Editeur.
 - [7] JACQUET R. — Automatisation des essais pharmacodynamiques. *Electronique médicale*, nov.-déc. 1961.
 - [8] VERZEANO M. — Intégration par servomoteur de l'activité électrique du cerveau et son application au contrôle automatique de l'anesthésie. *Electroencephalography*, février 1951, 3, n° 1, 25-30.
-

RADIOALTIMÈTRE A MODULATION DE FRÉQUENCE

PAR

J. P. FOUILLOY

*Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques
T.R.T.*

1. Historique

Le radioaltimètre à modulation de fréquence n'a suscité un réel intérêt dans les milieux de l'aéronautique que depuis quelques années. Pourtant, ses principes généraux ont été énoncés dans la décade qui précéda la seconde guerre mondiale, et les premières réalisations datent également de cette époque. Il a donc fallu plus de vingt ans pour que cet appareil puisse être considéré comme un matériel de bord utilisable et sûr, contrairement à son homologue, le radar à impulsions, qui a connu une fortune extrêmement rapide.

Cette situation résulte de plusieurs facteurs : alors que le radar à impulsions s'est montré d'emblée apte à fournir des renseignements d'importance vitale, le radioaltimètre à modulation de fréquence, outre un intérêt général plus limité, a connu une longue période douteuse pendant laquelle il était incapable de fournir des informations intéressantes dans la zone la plus importante : au voisinage du sol. De plus, sa précision, sa fidélité, n'avaient pas la confiance des équipages qui fondaient leur jugement sur des matériels techniquement peu évolués.

Ce retard par rapport à l'évolution générale du matériel de bord était corollaire d'un apparent avantage du système : sa simplicité. Cette simplicité de principe et celle des premières réalisations constitue un lourd héritage pour les constructeurs actuels qui doivent, compte tenu d'impératifs nouveaux en ce qui concerne les caractéristiques, satisfaire les habitudes des aviateurs pour qui un radioaltimètre est avant tout un matériel simple, économique, léger et peu encombrant.

Pourtant les exigences du pilotage ont évolué rapidement : alors qu'il s'est agi longtemps de fournir des indications sur l'altitude à un pilote humain avec un temps de réponse de quelques secondes, les problèmes actuels consistent à fournir une mesure de l'altitude avec une précision de quelques pour-cent et un temps de réponse de l'ordre de 0,1 s.

Evidemment, à ces exigences nouvelles ont répondu des possibilités nouvelles en ce qui concerne la technique employée. Les fréquences utilisées à l'émission ont pu s'accroître dans un rapport de dix, ce qui a permis d'améliorer grandement les possibilités de l'appareil. La même évolution s'est manifestée dans la technologie qui a permis de réaliser des appareils beaucoup plus condensés.

Parallèlement, s'est posée la question de la définition précise de la grandeur mesurée. La définition classique (distance verticale qui sépare un point de l'aéronef de la terre), fournit une grandeur essentiellement fluctuante qui peut se révéler difficile à utiliser dans un dispositif de pilotage automatique, ou même difficile à interpréter pour un opérateur humain. Il s'agit donc, en général, de mesurer l'altitude par rapport à un plan moyen; l'utilisation de faisceaux d'émission ayant une certaine ouverture angulaire contribue un peu à permettre cette évaluation moyenne.

La valeur de l'altitude est alors une moyenne entre de nombreuses mesures successives de distance à des points situés autour de la verticale. Cela s'oppose évidemment à la connaissance instantanée de l'altitude.

Les améliorations apportées aux caractéristiques d'utilisation des radioaltimètres sont donc dues, jusqu'à présent, plus à des perfectionnements techniques et technologiques, à une évolution des termes en lesquels se posent les problèmes, à une réflexion sur le mécanisme de formation du signal, à une expérimentation systématique et précise d'une multitude de solutions, à l'analyse et à la comparaison d'un grand nombre d'essais en vol, qu'à une révolution des principes.

2. Principe des radioaltimètres classiques

2.1. MESURE DE L'ALTITUDE

Un radioaltimètre classique se compose d'un émetteur modulé en fréquence selon une loi $F(t)$, qui rayonne son énergie vers le sol, d'un récepteur qui recueille le signal d'écho fourni par diffusion ou

réflexion après un retard τ proportionnel à la distance h de la cible. Le récepteur effectue la comparaison entre la fréquence du signal d'écho $F(t-\tau)$ et la fréquence émise $F(t)$ appelée, cette fois, oscillation locale. La fréquence différentielle instantanée, ou fréquence de battement instantanée f_{bi} , s'écrit évidemment :

$$f_{bi} = F(t-\tau) - F(t) = F'(t)\tau, \quad (2.1)$$

à condition que $F(t)$ soit continue, dérivable et que τ soit assez petit pour que $F(t)$ varie peu pendant cet intervalle.

Cette relation est difficilement utilisable car, d'une part, on ne connaît pas en général $F'(t)$, et d'autre part, le rapport $f_{bi}/F'(t)$ qui est proportionnel à l'altitude est difficile à mesurer.

Par contre, il est facile de compter le nombre de cycles du signal de battement pendant un intervalle de temps ΔT , en comptant par exemple le nombre de passages par zéro.

Effectuons ce comptage en faisant l'hypothèse supplémentaire que $F'(t)$ ne change pas de signe dans cet intervalle, on a :

$$N = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} F'(t)\tau dt = \tau[F(t_0 + \Delta T) - F(t_0)]. \quad (2.2)$$

Le nombre de cycles ne dépend donc que des valeurs des fréquences $F(t_0)$ et $F(t_0 + \Delta T)$ et non de la façon dont cet intervalle est parcouru. Si $F(t)$ est une fonction récurrente dont $F(t_0)$ et $F(t_0 + \Delta T)$ sont les extrêmes, sa période est $2\Delta T$, sa fréquence f_r on a évidemment :

$$F(t_0 + \Delta T) - F(t_0) = 2\Delta F.$$

Cette quantité ΔF est appelée excursion de fréquence.

Si on effectue le comptage sur une durée d'une seconde, on obtient la fréquence moyenne de battement :

$$f_{bm} = 4\Delta F f_r \tau. \quad (2.3)$$

Cette quantité, facile à mesurer avec un compteur de fréquence, est liée linéairement au retard τ et à deux quantités faciles à mesurer : la fréquence de récurrence de la modulation et l'excursion de fréquence.

Le principe général consiste donc, connaissant ΔF et f_r qui sont des caractéristiques de l'émission, à mesurer la fréquence moyenne de battement, fonction linéaire de l'altitude.

2.2. LIMITE DE LA PRÉCISION OBTENUE SUR UNE CIBLE IMMOBILE

Le comptage par valeur entière des cycles de modulation introduit dans la mesure une discontinuité qu'il est facile de chiffrer.

Quand $F(t)$ varie de $2\Delta F$, on compte selon la relation (2.2) $N = 2\Delta F\tau$ cycles. Cherchons la quantité $\Delta\tau$ qui fait varier N d'une unité, c'est :

$$\Delta\tau_1 = \frac{1}{2\Delta F}.$$

Dans le cas où le balayage de fréquence s'effectue dans un seul sens, il est intéressant de compter N par valeur demi-entière (c'est-à-dire les alternances du signal de battement), dans ces conditions :

$$\Delta\tau_2 = \frac{1}{4\Delta F}. \quad (2.4)$$

Par contre, et c'est le cas général, si le balayage s'effectue selon un aller-retour symétrique, il est suffisant de compter les cycles pour atteindre la précision donnée par (2.4).

En effet, cette mesure s'effectue en comptant les passages par zéro avec dérivée positive du signal de battement. Les passages par zéro comptés pendant la période décroissante de $F(t)$ correspondent aux passages par zéro avec dérivée négative comptables pendant la période croissante, ce qui nous ramène au cas précédent.

Avec $\Delta t = \frac{2\Delta h}{c}$, l'erreur sur l'altitude est donc :

$$\Delta h = \frac{c}{8\Delta F}. \quad (2.5)$$

Dans le calcul de l'altitude mesurée ou celui de l'erreur, les seules hypothèses que l'on a faites sur la loi de modulation $F(t)$ concernent la monotonie de la fonction entre ses extrêmes et la position de ceux-ci. La mesure est donc, en première analyse, indépendante de la loi de modulation, et la précision absolue ne dépend que de la largeur du spectre d'émission.

En fait les lois de modulation utilisées généralement sont soit sinusoïdales, soit linéaires. Elles sont sinusoïdales quand la modulation s'effectue au moyen d'un système vibrant mécanique dont la bande passante est insuffisante pour permettre un déplacement en dent de scie. Elles sont linéaires, quand cela est possible, afin de maintenir constante la fréquence instantanée de battement et de réduire l'encombrement du spectre en basse fréquence.

Il est facile, dans ce dernier cas, de trouver un autre mode d'évaluation de l'erreur, moins lié que le précédent à la méthode de mesure.

Supposons que la fréquence varie linéairement de la quantité $2\Delta F$ pendant le temps ΔT . La fréquence de battement sera évidemment :

$$f_b = \frac{2\Delta F}{\Delta T} \tau. \quad (2.6)$$

En dehors de l'intervalle de temps ΔT , f_b est nulle.

Dans ces conditions, le spectre du signal de battement est la transformée de Fourier d'une fonction nulle hors de l'intervalle ΔT et sinusoïdale de fréquence f_b à l'intérieur de ΔT , il s'écrit :

$$\Phi(f) = \frac{\sin \pi(f_b - f)\Delta T}{\pi(f_b - f)}. \quad (2.7)$$

La mesure de la fréquence centrale de ce spectre

s'effectue avec une précision égale approximativement à sa demi-largeur, soit :

$$\Delta f_b = \frac{1}{2\Delta T}.$$

En portant cette valeur dans (2.6), on arrive de nouveau à la relation :

$$\Delta\tau = \frac{1}{4\Delta F}.$$

Par contre, en recommençant n fois cette opération, avec l'hypothèse supplémentaire de l'indépendance de chaque mesure et d'une distribution gaussienne des valeurs trouvées à chaque opération, la précision est améliorée dans un rapport égal à $\sqrt{n}$. Cela n'est toutefois pas rigoureux puisque le spectre n'est pas gaussien mais peut être approché en émettant un signal qui varie en amplitude selon une loi approximativement gaussienne pendant l'intervalle de temps ΔT .

Deux mesures successives seront indépendantes si les phases des signaux de battement correspondant à chaque alternance de modulation n'ont aucune relation entre elles, autrement dit s'il n'y a aucune cohérence de phase entre deux trains de signaux.

En général, dans le cas d'une cible immobile et d'une modulation récurrente, cette condition n'est pas satisfaite et le spectre continu (2.7) est remplacé par un spectre de raies ayant même enveloppe, les raies étant séparées dans le domaine des fréquences d'une quantité égale à la fréquence de récurrence. La fréquence mesurée prend alors des valeurs discrètes correspondant à ces fréquences. La précision, dans ce cas, reste égale à $1/4\Delta F$.

Par contre lorsque les trains de signaux n'ont pas de cohérence de phase, si la fréquence de récurrence est f_r , et si on effectue la mesure pendant l'intervalle de temps T_r , l'erreur devient :

$$\Delta\tau = \frac{1}{4\Delta F} \frac{1}{\sqrt{n}} = \frac{1}{4\Delta F \sqrt{f_r T_r}}. \quad (2.8)$$

Examinons comment cette condition d'incohérence de phase peut être satisfaite dans les cas où la cible est immobile.

Il est possible de réaliser, sur la voie d'oscillation locale ou sur la voie du signal émis, un déphasage différent à chaque mesure : le déphasage sur une de ces deux voies se traduit effectivement par un déphasage égal sur le signal de battement. Il est préférable que le déphasage ne varie pas pendant la durée ΔT afin de ne pas élargir inutilement le spectre.

Plusieurs méthodes sont utilisables pour opérer un déphasage variable sur une voie hyperfréquence :

- déphasage par diodes à capacité non linéaire commandées par une tension extérieure,
- déphasage par ferrite,
- déphasage par tube à hélice,
- déphasage par un modulateur à bande latérale unique,

— déphasage par système mécanique (par exemple deux antennes en hélice dont une est en rotation autour de son axe).

Dans ce dernier cas, le déphasage est continu si l'antenne est animée d'un mouvement de rotation régulier.

Les procédés utilisant les propriétés d'un ferrite ou celles d'un tube à hélice ont été expérimentés en laboratoire. La figure 1 montre l'amélioration obtenue en rendant incohérents les trains de signaux successifs. Ces enregistrements ont été réalisés au moyen d'un radioaltimètre mesurant une altitude lentement variable pour mettre en évidence les phénomènes de comptage discontinus. Le diagramme 1a fait apparaître des discontinuités de valeur $C/8\Delta F$ tandis que le diagramme 1b montre un signal beaucoup plus régulier. Le rapport d'amélioration, égal à $\sqrt{f_r T_r}$, était choisi voisin de 4. Le déphasage était effectué au moyen d'un amplificateur à onde progressive dont la tension d'hélice était modulée par un signal en créneaux d'une durée ΔT , synchrone avec le balayage de fréquence de l'altimètre, et d'amplitude aléatoire. Les résultats obtenus sont très cohérents avec la formule (2.8).

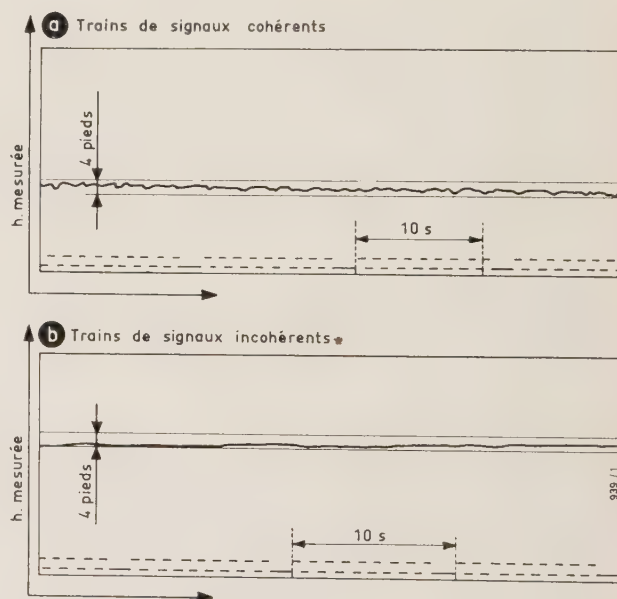


FIG. 1. — Influence de la cohérence des trains de signaux (altitude mesurée pour une altitude croissant linéairement avec le temps).

Il est encore possible de déplacer les fréquences extrêmes $F_1(t)$ et $F_2(t)$ de la quantité δF , en maintenant en moyenne l'intervalle $2\Delta F$ constant. Cela revient à introduire sur la voie du signal d'écho un déphasage variable égal à

$$\delta\phi = 2\pi\tau\delta F. \quad (2.9)$$

Ce déplacement peut s'effectuer facilement par superposition à la fonction $F(t)$ d'une autre fonction $g(t)$, de préférence aléatoire, d'une amplitude moyenne petite vis-à-vis de celle de $F(t_0)$.

La figure 2 donne une représentation des résultats obtenus dans deux cas : celui d'une superposition d'un signal $g(t)$ en créniaux d'amplitude aléatoire identiques à ceux du cas précédent (fig. 2a) et celui d'une superposition d'un signal $g(t)$ sinusoïdal de fréquence égale à une fraction non entière de la fréquence de modulation (fig. 2b).

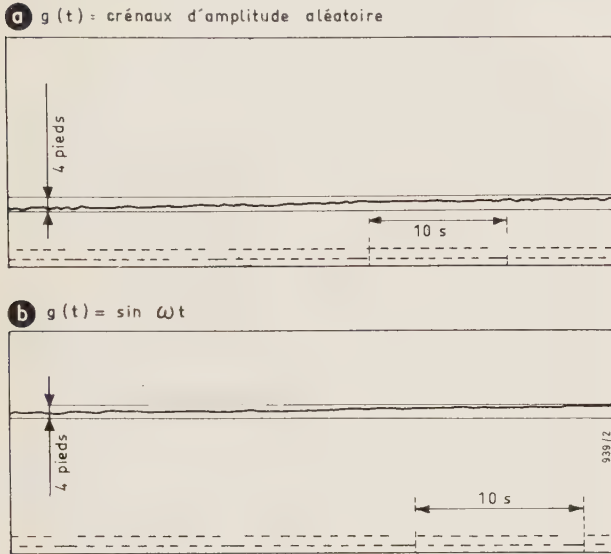


FIG. 2. — Influence de la cohérence des trains signaux, superposition d'un signal $g(t)$ à $F(t)$.

Une autre possibilité consiste à faire varier la durée ΔT de l'intervalle de temps pendant lequel s'effectue le balayage, c'est-à-dire à moduler en phase la fonction récurrente $F(t)$.

Les signaux correspondant à chaque train ne sont plus exactement à la même fréquence et il n'est plus question cette fois de parler de rapport de phase. Nous nous trouvons en présence d'un spectre continu, mais légèrement élargi par rapport à la formule (2.7).

Les résultats d'expérimentation sont représentés figure 3. Ils ont été réalisés dans des conditions semblables aux enregistrements des figures 1 et 2.

Les deux procédés illustrés en figure 2 et 3 présentent l'inconvénient de rendre l'amplitude du déphasage proportionnelle à l'altitude à mesurer. De ce fait, en ajustant la fonction $g(t)$ (ou son équivalent dans la

seconde méthode) à sa valeur minimale pour obtenir une répartition des phases sur 2π à l'altitude minimale, les déphasages relatifs se répartissent ensuite sur beaucoup plus de 2π , ce qui risque d'élargir inutilement le spectre du signal de battement.

Enfin, il est encore possible de modifier, non pas la phase du signal HF, mais celle du signal de battement de façon à rendre incohérents les différents trains de signaux. Toutefois, cela est assez délicat car ce signal peut se déplacer en fréquence sur plusieurs octaves.

Il faut noter aussi qu'au lieu de chercher à modifier la phase du signal de façon aléatoire, il est possible de créer n signaux de battement, décalés en phase de $2\pi/n$; en utilisant n mélangeurs décalés sur la voie d'oscillation locale par exemple de λ/n . En effectuant la somme des passages à zéro de tous ces n signaux, l'erreur en $1/4\Delta F$ est divisée par n (et non par $\sqrt{n}$ car les signaux sont cohérents) ce qui est a priori très intéressant; à notre connaissance, ce procédé n'a jamais été utilisé, peut-être parce qu'il conduirait à des appareils atteints de gigantisme.

La solution utilisée dans la version du radioaltimètre AHV-3 pour hélicoptère consiste à faire varier de façon pseudo-aléatoire ΔT la période T de modulation et cela simplement pour les altitudes les plus basses (en dessous d'une vingtaine de pieds). Dans le cas de l'utilisation sur avion ou sur hélicoptère au delà de cette altitude, le mouvement du sol est suffisant pour détruire la cohérence des trains de sinusoïde.

2.3. CAS D'UNE CIBLE MOBILE FLUCTUANTE

Dans le cas général où la cible est mobile, la fréquence de battement instantanée est fonction de deux variables indépendantes $\tau(t)$ et $F'(t)$, et, si $F'(t)$ est décomposable en série de Fourier, le produit $F' \cdot \tau$ ne l'est pas car $\tau(t)$ suit une loi de variation a priori aléatoire. Cela veut dire que chaque mesure est indépendante de ses voisines si elle s'effectue pendant la durée ΔT et que les systèmes décrits au chapitre précédent pour améliorer la précision sont inutiles; les variations de distance de la cible introduisent un déphasage aléatoire suffisant pour permettre le moyennage de la mesure sur n périodes de modulation.

L'expérience est en accord avec ces principes, surtout lorsqu'il s'agit de mesurer la distance d'une cible qui présente une certaine étendue : la surface du sol embrassée par le faisceau rayonné par les antennes est très grande vis-à-vis de la longueur d'onde et comporte une multitude de points brillants indépendants en phase et en amplitude. Chacun d'entre eux donne lieu à un signal dont la somme a les caractéristiques d'un bruit aléatoire à bande étroite. Dans ces conditions le signal de battement est formé de train de signaux ayant les caractéristiques d'un bruit à bande étroite, dont la mesure de la fréquence peut être moyennée sur un temps assez long.

Cela est exact dans le cas d'un sol présentant des discontinuités d'un ordre de grandeur égal ou supérieur à la longueur d'onde d'émission. Pourtant certains sols présentent des caractéristiques différentes; une nappe d'eau calme ou une surface plane cimentée se comportent comme un miroir. Alors, on retrouve le cas d'une cible ponctuelle (l'image des antennes)

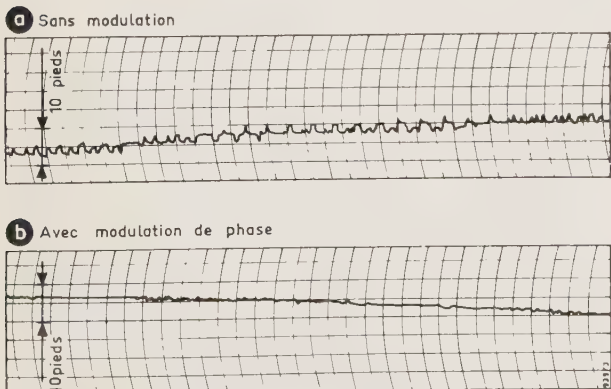


FIG. 3. — Influence de la cohérence des trains signaux. Modulation de phase de la fonction $F(t)$ de modulation.

et l'écho ne peut plus être considéré comme un bruit à bande étroite. Si l'aéronef est immobile ou lent (hélicoptère par exemple) les phénomènes discontinus décrits au paragraphe précédent réapparaissent.

On voit que la précision de la mesure de l'altitude est une fonction de l'état du sol : si celui-ci est un miroir vis-à-vis de l'onde émise, la précision est déterminée par la relation (2.4). Si le sol est diffusant, la précision de la mesure peut être supérieure grâce à l'incohérence des sources secondaires situées sur le sol et au mouvement de l'aéronef. Pourtant dans le dernier cas, ce même phénomène constitue également une limite à la précision à cause de la dispersion en distance des sources secondaires.

2.4. DISPERSION EN DISTANCE DES SOURCES SECONDAIRES SUR LE SOL

On a vu que si le sol survolé est diffusant, le signal d'écho apparaît comme la somme d'une multitude de signaux réfléchis par des « points brillants » qui se trouvent au voisinage de la verticale. La distance de ces points à l'aéronef est supérieure à l'altitude, et l'appareil mesure la valeur moyenne d'une distribution de distance un peu supérieure à l'altitude.

Essayons de chiffrer cette erreur.

Supposons que le sol est parfaitement diffusant et que les aériens d'émission et de réception sont omnidirectionnels ; un élément de surface du sol ds reçoit une puissance :

$$dW_1 = \frac{W_e ds}{4\pi r^2} \cos \alpha, \quad (2.9)$$

W_e étant la puissance émise, r la distance à l'aéronef et α le complément de l'angle d'incidence ($\cos \alpha = h/r$).

L'énergie reçue par l'antenne de réception de surface $s = \lambda^2/4\pi$ en provenance de ds est égale à :

$$dW_2 = \frac{W_e \lambda^2 h ds}{(4\pi)^3 r^5}. \quad (2.10)$$

Traçons sur le sol des couronnes circulaires de rayon a , de largeur da , centrées sur la verticale à l'aéronef ; la surface d'une couronne est :

$$ds = 2\pi a da.$$

En dérivant l'expression $r^2 = h^2 + a^2$ par rapport à a et en portant la valeur dans l'équation de la surface d'une couronne, on a :

$$ds = 2\pi r dr,$$

que nous portons en (2.10), qui devient :

$$dW_2 = \frac{W_e \lambda^2 h}{32\pi^2} \frac{dr}{r^4}. \quad (2.11)$$

En divisant les deux membres par dr , l'expression représente alors la densité de puissance en fonction de la distance r de la couronne considérée :

$$\frac{dW_2}{dr} = \frac{W_e \lambda^2 h}{32\pi^2} \frac{1}{r^4} \quad \text{avec } h < r < \infty.$$

Cette « distribution de distance pondérée » présente un maximum pour $r = h$, et une décroissance en $1/r^4$ pour des distances supérieures. En particulier, le point où la densité de puissance est tombée de moitié est obtenu pour :

$$r = h \sqrt[4]{2} = 1,19 h.$$

En général, la décroissance sera plus rapide pour deux raisons : d'une part, les antennes ont un diagramme directif qui favorise les rayons proches de la verticale, et d'autre part le coefficient de diffusion du sol est souvent fonction de l'angle d'incidence ψ avec un maximum pour la normale. Cela est particulièrement net au-dessus de la mer. Par mer calme, les caractéristiques du plan d'eau approchent de celles d'un miroir : le coefficient de diffusion décroît de 40 dB lorsque ψ passe de 90 à 60°. Par contre, par mer assez agitée, ce même coefficient ne décroît que de 20 dB dans les mêmes conditions. Cela introduit une pondération supplémentaire dans l'influence des rayons écartés de la verticale et la largeur à mi-puissance calculée plus haut est beaucoup plus réduite.

Par contre, au-dessus de la terre qui présente des discontinuités courantes, le coefficient de diffusion est pratiquement indépendant de l'angle d'incidence. Dans ce cas, la largeur de la distribution d'altitude dépend un peu du lobe de rayonnement des antennes.

Cela montre qu'une mesure précise de l'altitude, au sens classique, impose un diagramme de rayonnement très étroit définissant la verticale. En fait, cela n'est pas réalisable car la mesure est alors très affectée par l'assiette de l'avion. Toute évolution angulaire de l'aéronef autour d'un de ses axes horizontaux se traduit par une augmentation de la distance mesurée. Il faudrait alors calculer l'altitude h en tenant compte de la distance mesurée r et de l'inclinaison, ou encore asservir le faisceau sur la verticale. Cette solution serait évidemment la meilleure, mais elle est repoussée par les avionneurs comme trop encombrante et trop lourde.

Les solutions utilisées sont alors des compromis ; le diagramme de rayonnement est assez large pour permettre à l'aéronef des évolutions angulaires moyennes ($\pm 30^\circ$ environ), tout en n'éclairant pas une surface trop importante sur le sol.

De toute façon, il est difficile de tenir compte de l'erreur introduite par cette distribution de distance dans le lobe des antennes car elle dépend des variations du coefficient de diffusion avec l'angle d'incidence. Heureusement, l'erreur introduite ne dépasse pas quelques pour-cent de la valeur mesurée.

2.5. NIVEAU DU SIGNAL D'ÉCHO

Supposons que l'antenne d'émission rayonne dans un cône d'axe vertical et de demi-angle au sommet θ ; le gain de cette antenne est :

$$G = \frac{2}{1 - \cos \theta}. \quad (2.13)$$

Dans ces conditions, un élément ds de surface éclairée reçoit la puissance :

$$dW_1 = \frac{W_e G ds}{4\pi r^2} \cos \alpha, \quad (2.14)$$

et l'antenne de réception reçoit de cet élément ds :

$$dW_2 = \frac{W_e \lambda^2 G G_r ds}{(4\pi)^3 r^4} \cos \alpha. \quad (2.15)$$

Si nous posons $G = G_r$ et si nous remarquons que

$$\cos \theta = \frac{h}{r},$$

en portant cette valeur dans l'expression du gain d'antenne, on obtient :

$$G = \frac{2}{1 - \frac{h}{r}},$$

ou

$$r = \frac{G}{G-2} h. \quad (2.16)$$

Cette valeur représente la distance maximale mesurée avec un aérien de gain G .

L'énergie totale s'obtiendra en intégrant (2.15) entre h et la valeur de r définie par (2.16).

$$W_r = \frac{W_e \lambda^2 G^2 h}{2(4\pi)^2} \int_h^r \frac{dr}{r^4} = \frac{W_e \lambda^2}{6(4\pi)^2 h^2} \left(\frac{6G^2 - 12G + 8}{G} \right).$$

Quand G devient assez grand, la quantité entre parenthèses tend vers $6G$ et l'expression de la puissance reçue devient :

$$W_r = \frac{W_e \lambda^2 G}{(4\pi)^2 h^2}. \quad (2.17)$$

Ce calcul présente surtout un intérêt académique car, d'une part, le diagramme de rayonnement est beaucoup trop schématisé et, d'autre part, le sol parfaitement diffusant est une fiction. Il a toutefois le mérite de montrer que le gain des aériens n'intervient qu'au premier degré, ce qui n'est pas le cas pour les radars détectant des cibles ponctuelles, et aussi de fournir des résultats dont l'ordre de grandeur est en accord avec l'expérience pour peu que l'on introduise un « coefficient de diffusion » du sol, en général beaucoup plus petit que 1. Un sol considéré comme correctement réfléchissant (herbe humide par exemple) présente un coefficient de diffusion voisin de 0,1. Un sol sec a couramment un coefficient de diffusion voisin de 0,01. Par contre la surface de la mer agitée présente un coefficient voisin de l'unité.

Un projet de radioaltimètre doit s'établir en fonction de ces données.

2.6. LE RADIOALTIMÈTRE-TYPE

L'application de ces principes permet de définir rapidement l'appareil : un radioaltimètre sera composé, comme un radar à modulation de fréquence :

— d'un émetteur modulé en fréquence le plus linéairement possible avec l'excursion de fréquence définie par la précision à obtenir,

— de deux antennes à faisceau dirigé vers le sol,

— d'un récepteur effectuant le mélange du signal reçu et d'une fraction du signal d'émission. Le signal issu du mélange est convenablement amplifié et, en général, sa fréquence est mesurée par comptage des passages par zéro. Le compteur fournit alors une indication qui dépend linéairement de l'altitude et des paramètres internes de l'appareil.

Après cette revue des principes, il ne serait pas sérieux de passer sous silence le problème fondamental rencontré dans les radars à modulation de fréquence : celui que pose la proximité de l'émetteur et du récepteur en fonctionnement simultané.

Théoriquement, ce problème trouve sa solution naturelle dans le fait même de cette proximité : étant séparés par une distance nulle, les signaux qui peuvent prendre naissance ne peuvent être qu'à fréquence nulle. En fait ce n'est jamais le cas et, de toute façon, les signaux parasites dus à la détection de la modulation d'amplitude prennent naissance quelle que soit la distance entre émetteur et récepteur.

Deux types principaux de signaux parasites sont propres à ces systèmes :

— des signaux de modulation de fréquence dus à des retards internes au système,

— des signaux de modulation d'amplitude dus aux imperfections de l'émetteur et aux résonances des circuits.

Parmi les premiers, on doit compter :

— les signaux dus au couplage entre les deux antennes,

— les signaux dus aux réflexions en bout de feeders sur les adaptations imparfaites des aériens.

Parmi les seconds, l'expérience fait quelquefois découvrir des phénomènes inattendus : par exemple certaines résonances étroites sur des modes parasites dans certains circuits UHF; indécélables par les méthodes classiques de mesure des circuits, ces résonances excitées par le passage périodique du signal sur leur fréquence, fournissent alors des signaux parasites qui peuvent être gênants. C'est dire les extrêmes précautions qui doivent être prises dans ce genre de circuits.

Les signaux de modulation en amplitude possèdent souvent un spectre très large qui vient empiéter sur le spectre utile. Dans certains cas, on est conduit à les éliminer par des filtres réjecteurs placés sur les fréquences harmoniques de la fréquence de modulation (l'appareil est alors aveugle devant les échos fixes).

Certains auteurs ont décrit des systèmes permettant d'annuler les signaux de modulation d'amplitude. Le principe du système repose sur les caractéristiques de

phase relative différentes des raies latérales selon qu'elles sont dues à une modulation d'amplitude ou de fréquence. La complexité du montage est telle qu'il n'est utilisé que sur des installations fixes. D'ailleurs, comme tous les systèmes d'équilibrage ou d'annulation, un tel système permet difficilement de gagner plus de 20 à 30 dB.

En définitive, dans un radioaltimètre, deux procédés sont utilisés principalement pour s'affranchir de la modulation d'amplitude :

- en produire le moins possible,
- chercher à séparer autant que possible les spectres parasites et utiles sur l'axe des fréquences, et opérer par filtrage.

Ces deux moyens sont en fait contradictoires : produire le moins possible de modulation d'amplitude, c'est réduire l'excursion de fréquence; séparer les spectres, c'est élever celui du signal dans le domaine des fréquences en augmentant l'excursion de fréquence.

C'est donc une solution de compromis qui prévaudra. Ce compromis est souvent difficile à trouver, et d'autant plus que le domaine d'altitude à mesurer est plus grand, et les altitudes plus basses.

Quant aux signaux parasites de modulation de fréquence dus aux échos sur les antennes imparfaitement adaptées et au couplage entre celles-ci, ce sont des procédés analogues aux précédents qui sont utilisés pour les combattre : séparations des spectres et filtrage. On voit ici encore qu'une modulation linéaire est favorable puisqu'elle fournit des spectres étroits plus facilement séparables. La solution est encore une solution de compromis; les spectres seront d'autant plus séparables que les feeders seront plus courts devant la distance à mesurer. Toutefois, leur raccourcissement rend difficile la mesure des altitudes très basses, car la fréquence du signal utile vient se situer dans les régions spectrales perturbées par les signaux de modulation d'amplitude.

Les éléments de ce problème d'autobrouillage sont en général trop mal connus et trop complexes, dépendant de grandeurs considérées généralement comme du second ordre, pour qu'il soit soluble complètement par une analyse théorique. Les spectres des signaux parasites sont trop fournis et trop évolutifs pour être susceptibles d'une représentation mathématique utilisable. Les hypothèses simplificatrices sont alors la règle à condition d'être validées par l'expérience.

3. Description du radioaltimètre A.H.V. 3 (fig. 4)

L'appareil présenté est le fruit d'études s'étalant sur six années, au cours desquelles les améliorations ont alterné avec les essais systématiques en vol. Les premières études ont porté sur un appareil qui devait fournir pour un problème de pilotage, une indication proportionnelle à l'écart entre une altitude unique affichée et l'altitude lue. Les résultats encourageants ont conduit à envisager l'étude d'un appareil couvrant sans commutation une zone d'altitude comprise entre 0 et 10 000 pieds, cette limite supérieure étant ramenée, par la suite, à 2 500 pieds en accord avec les règlements internationaux. Dès le début, un gros effort a été

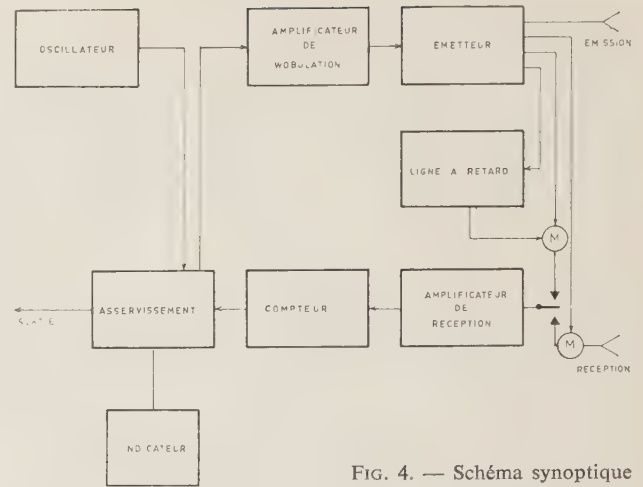


FIG. 4. — Schéma synoptique du radioaltimètre.

fourni en vue de mesurer les altitudes très basses, afin de permettre l'atterrissage aux instruments.

L'appareil répond essentiellement au schéma d'un radioaltimètre-type auquel on a adjoint un servomécanisme dont le rôle est de maintenir le point de fonctionnement dans un domaine où un compromis favorable entre les différents paramètres est assuré. Ceci est obtenu essentiellement par un ajustage de l'excursion de fréquence en fonction de l'altitude.

3.1. LE SERVOMÉCANISME

Le servomécanisme est constitué d'un moteur d'asservissement et de potentiomètres qui ajustent les paramètres de fonctionnement selon l'altitude, de la façon suivante :

— l'excursion de fréquence est ajustée selon une loi linéaire décroissante entre une altitude nulle et une altitude égale à 300 pieds. A l'altitude nulle, l'excursion de fréquence est égale à 120 MHz, ce qui assure une erreur fixe de l'ordre de 2 pieds; à 300 pieds l'excursion de fréquence a diminué de moitié.

Cette grande valeur de l'excursion de fréquence à très basse altitude est nécessaire pour assurer une précision convenable à l'atterrissage. Par contre, elle est difficile à conserver lorsque l'altitude croît car l'amplitude du signal utile diminue très vite dans cette zone (en $1/h$ c'est-à-dire de 40 dB environ entre 3 et 300 pieds). Le rapport-signal-utile/signal-parasite décroît donc très vite et il est intéressant de compenser cette décroissance par une diminution de l'excursion de fréquence qui amène simultanément une diminution de l'amplitude des signaux parasites et une contraction de leur spectre vers les fréquences basses.

— au delà de 300 pieds (et jusqu'à 2 500), l'excursion de fréquence varie comme l'inverse de l'altitude. La fréquence de battement est donc conservée constante ainsi que la précision relative théorique (1,25 %). Cela correspond assez bien aux possibilités d'une mesure d'altitude puisque la précision ultime dépend de la distribution de distance vue par les antennes, qui est une grandeur relative. En outre, cette particularité permet à l'amplificateur de travailler à fréquence constante dans cette zone, ce qui est favorable à la simplicité.

La courbe de réponse de l'amplificateur de réception est ajustée de façon à optimiser le rapport signal utile/signal parasite à chaque altitude, ce qui impose :

— entre 0 et 300 pieds, le déplacement du maximum de gain entre 600 Hz environ et 10 kHz, le gain variant dans le même temps de 30 dB. Cette variation est obtenue par une contre-réaction variable sur des circuits sélectifs. Le servomécanisme permet ici d'ajuster le gain de boucle selon une loi rigoureuse difficile à reproduire par un autre moyen ;

— au delà de 300 pieds, seul le gain de l'amplificateur est ajusté.

La présence de ce servomécanisme introduit les particularités suivantes :

Dans la zone d'altitude inférieure à 300 pieds, la fréquence de battement est une fonction du second degré de l'altitude, puisque f_b dépend linéairement à la fois de h et de ΔF , cette dernière quantité étant une fonction linéaire de h .

Dans la zone d'altitude supérieure à 300 pieds, la fréquence de battement est constante.

La sortie d'altitude s'effectue sur l'arbre du servomécanisme dont l'angle de rotation est lié univoquement à l'altitude. Cette liaison est linéaire de 0 à 300 pieds, logarithmique au-delà afin de mieux exploiter la caractéristique à précision relative constante.

L'arbre mécanique entraîne plusieurs potentiomètres qui peuvent être utilisés d'une manière quelconque, un synchro-transmetteur et six contacts réglables.

Le moteur d'asservissement est couplé à une génératrice tachymétrique dont la tension de sortie est proportionnelle à la vitesse verticale dans la zone linéaire.

On voit tout l'intérêt que présente un servomécanisme qui permet non seulement de réaliser les meilleures conditions de fonctionnement à toute altitude, mais aussi de faciliter grandement la liaison à des organes extérieurs dans un aéronef.

Outre le servomécanisme, le radioaltimètre comprend les éléments suivants :

3.2. L'ÉMETTEUR

L'émission s'effectue à la fréquence centrale de 4 300 MHz réservée à cet usage par les conventions internationales. L'émetteur est essentiellement constitué d'une triode à structure plane 8108 S (version du tube EC 157), montée dans une cavité accordée du côté plaque. Cette cavité est couplée au dispositif de réaction, côté cathode, par où s'effectue le prélèvement de l'énergie. L'oscillation est modulée en fréquence à 125 Hz par déplacement d'un court-circuit sans contact terminant la cavité coaxiale d'anode.

L'énergie est véhiculée vers l'antenne d'émission par une ligne unidirectionnelle qui évite les réactions de la charge sur l'émission.

Revenons au système de modulation : le court-circuit est solidaire d'un dispositif moteur comparable à celui d'un haut-parleur, mais doté d'un circuit de lecture de la vitesse de déplacement composé d'une seconde bobine placée dans le champ d'un aimant. Cette particularité permet d'asservir le mouvement du court-circuit en vitesse et notamment de lui faire

suivre une loi en dents de scie quasi linéaires. Comme la fréquence d'émission et la position du piston sont liées par une relation linéaire, la modulation de fréquence s'effectue en dents de scie quasi linéaires.

Notons encore que l'asservissement du mouvement du court-circuit permet de diminuer la sensibilité aux vibrations extérieures. Des essais ont montré que le dispositif étant excité sur sa fréquence propre, dans son axe de vibration, par une vibration sinusoïdale d'accélération égale à 10 g, la modulation parasite n'atteint pas 1 MHz.

Le dispositif d'émission fournit une puissance de 1 W, avec une modulation en fréquence qui peut atteindre 150 MHz (pour les points -3 dB).

En fait, l'excursion de fréquence est limitée à 120 MHz. Cette grande valeur, autorisée par la fréquence élevée d'émission, correspond à une valeur de l'erreur fixe égale à 62,5 cm.

La fréquence d'émission élevée permet, en outre, d'utiliser sur l'aéronef des antennes relativement proches l'une de l'autre (un demi-mètre environ) sans que leur couplage soit prohibitif. L'erreur dite d'hypothèse, qui correspond aux trajets obliques des rayons à basse altitude est ainsi très réduite (à un mètre du sol, cette erreur est inférieure à 4 cm).

3.3. LE RÉCEPTEUR

L'énergie recueillie par l'antenne de réception est mélangée dans une diode tunnel à une fraction du signal d'émission. La diode tunnel présente plusieurs avantages sur les cristaux mélangeurs classiques :

— c'est une diode à jonction qui n'est pas microphonique,

— son facteur de bruit est négligeable devant celui de l'amplificateur d'entrée,

— enfin le domaine de fonctionnement s'étend facilement vers les niveaux d'oscillation locale très bas (10 à 20 dB en deçà de celui utilisé dans un mélangeur à cristal classique). Cette propriété est intéressante car elle permet de diminuer considérablement les signaux de modulation d'amplitude créés par détection de l'oscillation locale.

Le signal de battement issu du mélangeur est acheminé à travers un amplificateur vers un système de mise en forme. L'amplificateur joue un rôle très important dans la séparation des signaux utiles et des signaux parasites. Sa courbe de réponse et son gain sont ajustés selon l'altitude mesurée avec la même loi de variation que celle du signal utile.

De plus l'amplificateur procède à une première mise en forme du signal par écrêtage progressif d'étage en étage.

Après amplification, le signal est appliqué à un montage analogue à un trigger, destiné à déclencher lors des passages par zéro avec traversée effective de l'axe. Les déclenchements donnent lieu à des impulsions calibrées qui sont intégrées pendant la durée d'une période de modulation, l'intégrateur étant ramené à zéro à la fin de chaque période. Avant remise à zéro, la valeur de la tension d'intégration est mise en mémoire et conservée jusqu'à la fin de la période suivante. On dispose donc d'une tension

continue dont la valeur instantanée représente la fréquence mesurée au cours de la période précédente.

Cette tension, proportionnelle à la fréquence de battement, est utilisée pour commander le servomécanisme.

3.4. LE SYSTÈME DE COMMANDE DU SERVOMÉCANISME

On a vu la destination du servomécanisme. Examinons maintenant la façon dont les signaux de commande sont introduits.

Dans la zone 0 - 300 pieds, la boucle d'asservissement est double. En effet, le signal de commande de l'amplificateur d'asservissement est fourni par la différence de deux tensions variables :

— la tension issue du compteur, proportionnelle à l'altitude et à l'excursion de fréquence, réglée par le servomécanisme,

— la tension issue d'un potentiomètre asservi, qui suit une loi analogue à la première. En fait, c'est cette loi qui fixe la forme de la fonction $f_b(h)$. Elle est réalisée au moyen d'un potentiomètre fonctionnel : c'est une parabole à dérivée seconde négative, dont le sommet vient se raccorder à la droite horizontale (à 300 pieds).

Au delà de 300 pieds, la tension issue du potentiomètre asservi reste constante (partie horizontale) et l'asservissement consiste seulement à évaluer à cette valeur constante la tension issue du compteur de fréquence.

Le potentiomètre réglant l'excursion de fréquence est aussi un potentiomètre fonctionnel dont la loi est linéairement décroissante entre 0 et 300 pieds, et exponentiellement décroissante au delà.

3.5. LE DISPOSITIF D'ALARME ET DE RECHERCHE AUTOMATIQUE

Le domaine de fonctionnement du radioaltimètre est beaucoup trop grand pour que la tension d'erreur du servomécanisme ait toujours le signe convenable pour amener le dispositif à l'équilibre quelles que soient les conditions initiales. Par exemple, supposons que le radioaltimètre soit mis en fonctionnement à 2 000 pieds d'altitude, alors que l'axe de rotation est situé dans une position angulaire correspondant à une altitude très faible : l'excursion de fréquence très élevée qui correspond à cette faible altitude fournit un signal de battement de fréquence située bien au delà du spectre du récepteur ; de plus, le gain de l'amplificateur est beaucoup trop faible. Dans ces conditions, la fréquence de battement mesurée est très faible (puisque le signal est absent), et le signal d'erreur est d'un sens tel qu'il tend à augmenter l'excursion de fréquence alors qu'il faudrait la diminuer. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif capable d'apprécier si le signal utile est reçu ou non, et, s'il ne l'est pas, d'instaurer un balayage systématique de la zone de fonctionnement jusqu'à ce que le signal utile soit reçu.

Deux critères seront utilisés pour décider de la qualité du signal, ce sont :

— la fréquence de battement minimale, qui ne doit pas être inférieure à la valeur qu'elle prend lorsque l'avion est posé sur le sol,

— la tension d'erreur du servomécanisme, qui ne doit pas dépasser une valeur limite définie par les possibilités d'évolution verticale de l'avion.

Si l'une ou l'autre de ces conditions n'est pas remplie, un relais s'ouvre et déclenche, d'une part, un système d'alarme, d'autre part, le balayage automatique. Toutefois l'ouverture de ce relais est temporisée afin qu'un signal parasite très bref ou la disparition éphémère du signal utile ne mette pas le radioaltimètre en alarme. De même, la fermeture du relais est temporisée, elle aussi, de telle façon que l'alarme ne cesse que lorsque le signal utile existe depuis un certain temps.

La mise en alarme est signalée par l'apparition d'un drapeau sur l'indicateur et par la disparition de l'aiguille derrière un cache. De plus, les contacts repos-travail du relais sont accessibles de l'extérieur.

Ces dispositions se sont révélées excellentes dans les conditions d'emploi : le franchissement de l'altitude limite de 2 500 pieds s'accompagne de la mise en alarme ou du retour au fonctionnement normal, sans « hésitation ».

3.6. LE DISPOSITIF DE LIAISON AVEC L'EXTÉRIEUR

Les possibilités d'emploi d'un tel radioaltimètre se sont révélées très souples grâce à la sortie de l'altitude sur un arbre mécanique, celui-ci pouvant entraîner plusieurs potentiomètres linéaires ou fonctionnels selon l'utilisation, un synchro-transmetteur destiné à la liaison avec l'indicateur et utilisable, de plus, pour transmettre des informations angulaires à d'autres dispositifs, de même que les contacts pré-réglés.

Un excellent exemple d'utilisation de ces possibilités est fourni par l'application à l'atterrissage automatique des avions « Caravelle ». Pendant l'approche, le radioaltimètre effectue les opérations suivantes :

— vers l'altitude de 300 pieds, un contact pré-réglé déclenche un dispositif de réduction du gain de boucle sur le faisceau ILS qui continue à prendre l'avion en charge dans les deux plans. Le dispositif de réduction de gain est commandé par un des potentiomètres du radioaltimètre, selon une loi déterminée ;

— vers 60 pieds, le pilote automatique est déconnecté du faisceau ILS dans le plan vertical par un second contact, et reçoit les informations d'altitude fournies par un second potentiomètre du radioaltimètre. La vitesse verticale est alors asservie selon une loi fonction de l'altitude ;

— à 15 pieds, un troisième contact fournit un ordre au pilote automatique qui place l'axe de l'avion parallèlement à l'axe de la piste. Auparavant, l'avion s'avancait dans l'axe de la piste avec un certain angle de dérive dû au vent latéral.

3.7. PRÉSENTATION MÉCANIQUE DE L'APPAREIL

Le radioaltimètre comprend deux coffrets séparés ; l'un contient les parties hyperfréquences (fig. 5) et l'autre le système d'asservissement et les circuits de comptage (fig. 6).

Cette disposition est déterminée par des considérations qui allient la technique et les possibilités d'installation dans un aéronef. On a vu que le choix de la longueur des feeders des antennes était dicté,

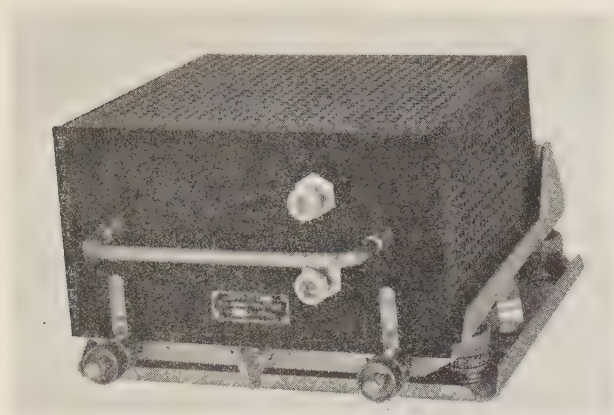


FIG. 5 a. — Radioaltimètre. Coffret contenant les parties hyperfréquences.

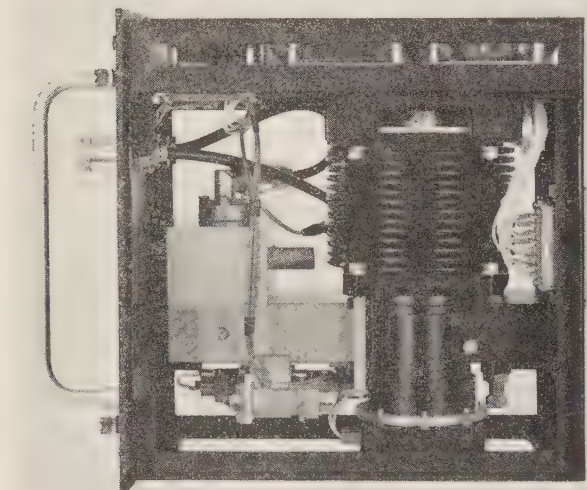


FIG. 5 b. — Radioaltimètre. Coffret contenant les parties hyperfréquences, capot de protection enlevé.

avant tout, par des considérations internes sur le fonctionnement de l'appareil : cette longueur est assez faible (de l'ordre de 2 m) et ne permet pas l'installation du matériel en un point quelconque de l'avion. Par contre, l'installation de la totalité du matériel à proximité des antennes pose des problèmes difficiles à résoudre dans certains aéronefs, et la tendance actuelle est à la concentration du matériel électronique dans une armoire particulière. La division en deux boîtiers permet alors de placer les circuits hyperfréquences dans un boîtier de petites dimensions, (4, 21), à proximité immédiate des antennes sans que cela présente de difficultés d'installation dans l'aéronef. L'autre partie du radioaltimètre peut être à une distance quelconque, dans l'armoire réservée au matériel électronique.

Il est également possible de placer l'émetteur dans le coffret principal, le mélangeur étant situé dans un très petit boîtier à proximité des antennes. Dans ces conditions, vis-à-vis des réflexions sur les antennes et des signaux de couplage direct, seuls comptent les longueurs des feeders, le câble venant de l'émetteur ne comptant que par ses pertes. Toutefois, si cette disposition peut sembler séduisante, la longueur nécessaire pour le câble véhiculant l'énergie hyperfréquence

est telle que les pertes sont supérieures à 10 dB dans la majorité des cas, ce qui diminue d'autant le rapport signal/bruit.

La solution du radioaltimètre en deux coffrets semble donc actuellement la plus rationnelle.

Le coffret contenant les circuits de comptage et d'asservissement a les dimensions normalisées ARINC 3/8 ATR court (*).

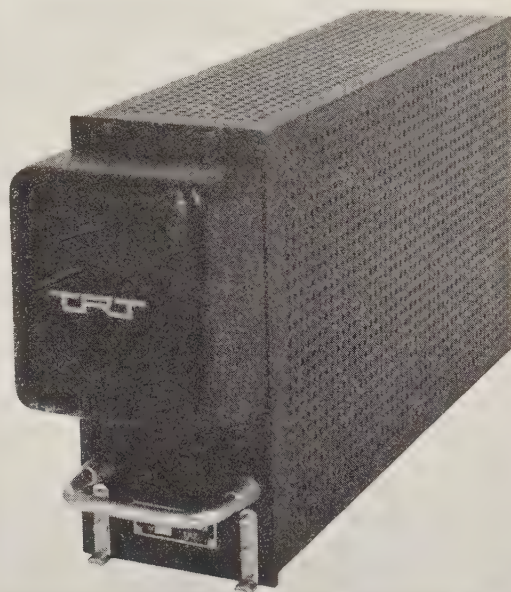


FIG. 6 a. — Radioaltimètre. Coffret contenant le système d'asservissement et les circuits de comptage.

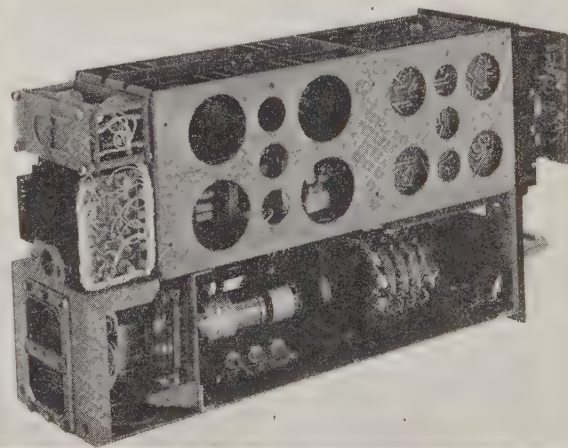


FIG. 6 b. — Radioaltimètre. Coffret contenant le système d'asservissement et les circuits de comptage, capot de protection enlevé.

Les antennes (fig. 7) répondent également du point de vue dimensions aux recommandations ARINC : elles sont encastrées dans un trou d'un diamètre de 135 mm sur une profondeur de 70 mm. Le gain est voisin de 8 dB.

L'indicateur est représenté sur la figure 8.

(*) Dimensions recommandées par l'Aeronautical Radio Incorporation dans sa spécification Air Transport Radio Racking — 3/8 ATR court = 95 × 100 × 320 mm.

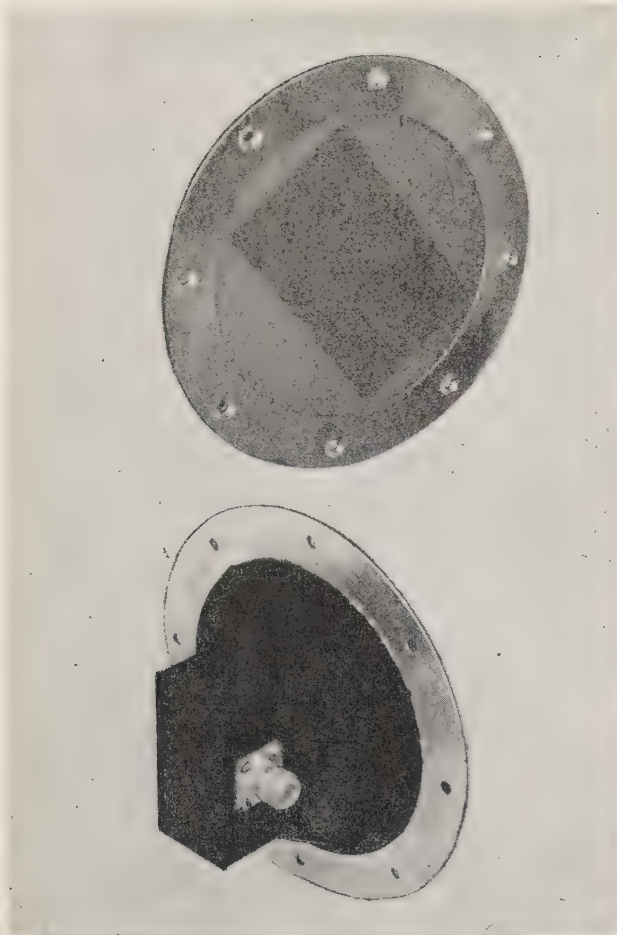


FIG. 7. — Antennes.

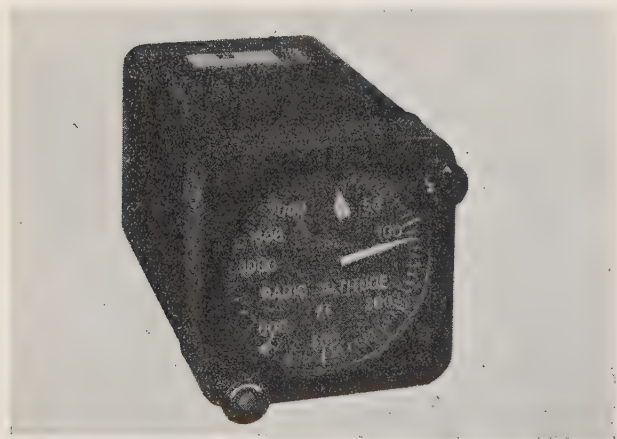


FIG. 8. — Radioaltimètre. Indicateur.

3.8. SYSTÈME D'ESSAIS

La possibilité de vérifier le fonctionnement tant en vol qu'au sol est une caractéristique importante d'un appareil destiné à assurer une partie des responsabilités de l'atterrissage d'un avion. Pour cela, le radioaltimètre possède une ligne à retard destinée à simuler, en atténuation et en retard, une altitude de 20 pieds. Cette ligne est mise en service par traction sur un bouton. L'indication favorable est fournie par l'allumage momentané d'un voyant vert et par la position de l'aiguille.

3.9. CONDITIONS EXTÉRIEURES DE FONCTIONNEMENT

Alimenté en tension alternative de 115 V - 400 Hz, l'appareil fonctionne avec des écarts de tension de 10 % grâce à des circuits de régulation qui maintiennent tous les potentiels à des valeurs définies. De plus, les circuits sont étudiés pour fonctionner à des températures ambiantes variant entre -50°C et $+80^{\circ}\text{C}$ sans qu'il en résulte de modifications appréciables des indications. Cela est dû, entre autre, à l'utilisation exclusive de transistors au silicium ; le seul tube étant celui d'émission.

4. Résultats obtenus

Le radioaltimètre a été expérimenté sur différents avions et hélicoptères, au Centre d'essais en vol de Brétigny-sur-Orge, et par la Société SUD-AVIATION sur avion « Caravelle ».

Le Centre d'essais en vol de Brétigny a notamment effectué des mesures très précises sur cet appareil au moyen d'une installation de cinéthéodolites et d'un système d'enregistrement photographique à bord de l'avion. Les résultats obtenus se résument de la façon suivante :

- entre 100 et 2 000 pieds : 95 % des points de mesure sont groupés autour de l'altitude mesurée avec un écart égal ou inférieur à 1 % de l'altitude ;
- en dessous de 100 pieds, cet écart reste égal à 2 pieds environ ;
- à 2 500 pieds, il atteint 2 %.

Ces mesures ont été effectuées au dessus d'une piste dont la surface est définie avec précision, avec un temps de réponse de 10^{-1} s.

Les indications ne sont pratiquement pas affectées par la nature du terrain survolé pour peu que celui-ci permette d'effectuer des mesures, c'est-à-dire soit plat. Les variations de coefficient de diffusion du sol affectent considérablement le niveau du signal, mais ces fluctuations d'amplitude n'ont pas de répercussion sur l'altitude mesurée. En particulier, le passage terre - mer, ou mer - terre lors du survol d'une plage ne permet d'observer aucune discontinuité dans la mesure, comme cela se produit pour certains radioaltimètres travaillant à des fréquences plus basses.

Par contre, le temps de réponse très faible met en évidence les discontinuités d'altitude du sol surtout pour le vol à basse altitude lorsque les obstacles sont vus sous un angle assez grand : les hangars, les bâtiments, les bosquets d'arbres survolés, les collines apparaissent comme des discontinuités égales à leur hauteur. De même le passage d'une falaise se traduit par une variation brutale de l'altitude mesurée.

Enfin, la Société SUD-AVIATION, au terme d'une longue expérimentation comparative, a utilisé ce radioaltimètre comme élément de pilote automatique pour l'atterrissage de ses avions « Caravelle ». Plusieurs centaines d'atterrissages automatiques, par conditions atmosphériques très variées, ont été effectués de cette façon.

Les figures 9, 10, 11, représentent des enregistrements typiques effectués en vol.

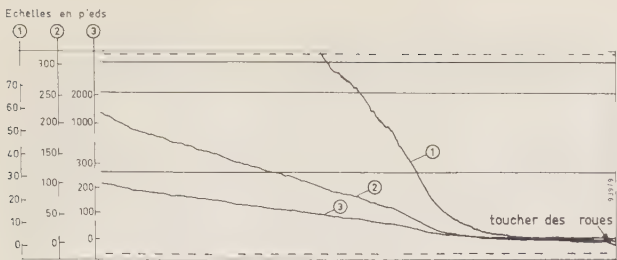


FIG. 9. — Atterrissage d'un avion

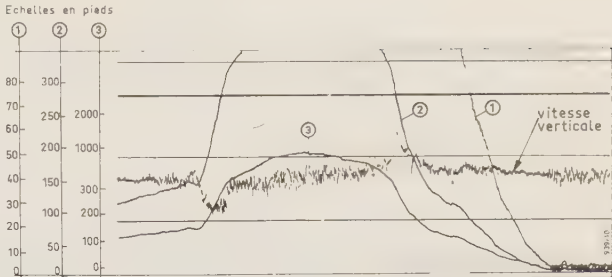


FIG. 10. — Vol et atterrissage d'un hélicoptère

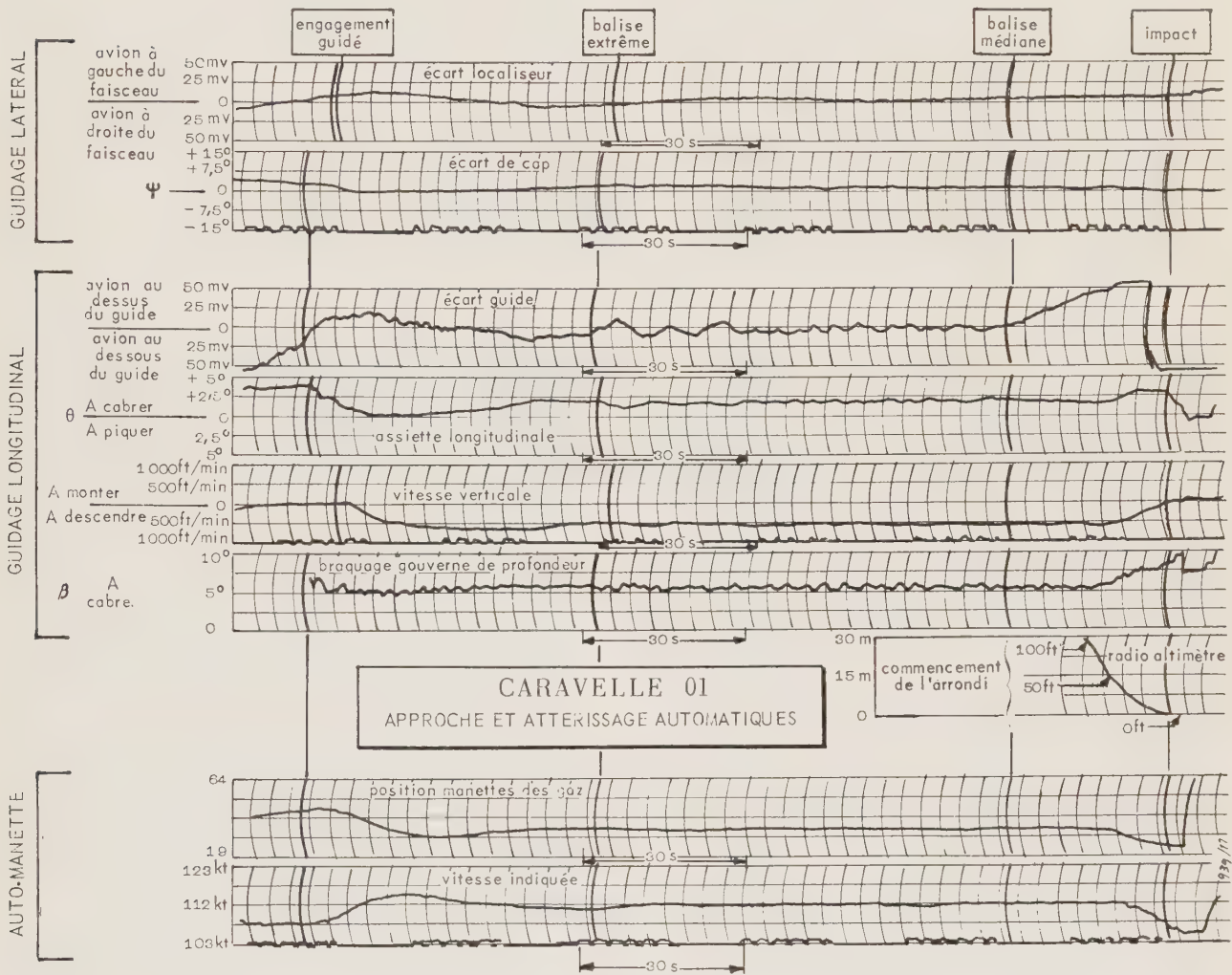


FIG. 11. — Exemples d'enregistrements réalisés lors de l'atterrissage automatique de l'avion Caravelle.

5. Conclusion

Convenablement rajeuni par l'utilisation d'ondes centimétriques, par les moyens technologiques et les procédés d'investigation mis aujourd'hui à notre disposition, le radioaltimètre à modulation de fréquence est maintenant apte à franchir le pas qui sépare l'appareil fournissant des indications peu sûres, de celui qui mesure effectivement, avec une précision donnée, la grandeur voulue.

Les résultats obtenus en vol ont apporté une excel-

lente confirmation aux théories et hypothèses déjà anciennes qui ont présidé à la conception d'un tel appareil, notamment en ce qui concerne les propriétés réfléchissantes ou diffusantes du sol et le parti qu'on peut en tirer. Ils ont montré d'autre part que le principal écueil rencontré dans un appareil à modulation de fréquence, l'éblouissement du récepteur par l'émission imparfaite, est évité par un ensemble de précautions, simples en leur principe, parfois délicates dans leur application.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES INTERACTIONS ENTRE ANTENNES EN HÉLICE ASSOCIÉES

PAR

R. LÈCHEVIN et B. ÉCOTIÈRE

*Ingénieurs à la Section Antennes
du Service Hyperfréquences ALCATEL*

1. Introduction

Dans les problèmes d'antenne pour radars modernes il est fréquent de devoir utiliser des groupements d'aériens de faible directivité couplés entre eux ou non. On peut distinguer deux classes principales parmi ces associations :

— les antennes réseaux, linéaires ou planes, qui permettent d'obtenir un pinceau fin à partir d'un grand nombre de sources individuelles soit actives, soit raccordées entre elles grâce à un diviseur d'énergie. On utilise en général ce dispositif pour avoir un balayage électronique rapide.

— les antennes multipinceaux, composées de sources juxtaposées excitées indépendamment. Le but de ces antennes est de découper un secteur de l'espace en plusieurs angles illuminés chacun par un des pinceaux de l'antenne. Ces pinceaux peuvent être explorés simultanément, mais le plus souvent, ils sont explorés successivement. C'est le cas, par exemple, d'un réflecteur éclairé par plusieurs sources primaires distinctes.

Dans ces associations, on constate qu'une source élémentaire a des propriétés différentes suivant qu'elle est isolée ou entourée de sources identiques.

Ces mesures exposées dans cet article ont pour objet la mise en évidence des interactions habituellement rencontrées et l'étude des deux types d'associations.

Pour mener ces essais, nous avons le choix entre les différents aériens à rayonnement longitudinal (end-fire antennas). Nous avons utilisé des antennes en hélice [1] comme étant celles donnant le moins de masque et de couplage mutuel. Un autre avantage de ces antennes est de rayonner en polarisation circulaire.

Ce coefficient de couplage mutuel défini par BLASI [2] n'a pas pu être mis en évidence par la méthode de

la ligne de mesure décrite par cet auteur pour des espacements supérieurs à une demi-longueur d'onde. Cette méthode consiste à mesurer le taux d'onde stationnaire (TOS) ramené sur un élément rayonnant parfaitement adapté par un élément parasite court-circuité placé en son voisinage. Lorsque nous l'avons appliquée, aucune variation de TOS n'a pu être constatée.

Tous les essais ont été conduits en bande X.

L'impédance des hélices qui est d'environ $130\ \Omega$ a été ramenée à $50\ \Omega$ par un double transformateur quart d'onde de façon à permettre l'excitation de celles-ci par des connecteurs du type N.

2. Réduction de gain d'une antenne environnée

D'après le principe de la multiplication des diagrammes [3], on sait que « le diagramme du champ total d'un réseau de sources non isotropes mais similaires, est le produit du diagramme d'une source individuelle et du diagramme d'un réseau de sources ponctuelles isotropes placées chacune au centre de phase de la source individuelle et ayant les mêmes amplitude et phase relatives ».

Il s'ensuit que le gain total du réseau est égal au produit du gain donné par le réseau de sources isotropes et du gain de l'antenne individuelle constituant le réseau. Ainsi le gain d'un réseau de N sources identiques éclairées uniformément est égal à Ng , g étant le gain des sources individuelles.

Il semblerait donc, a priori, qu'en agissant sur le facteur g , par exemple avec des antennes end-fire, on puisse augmenter le gain de l'ensemble. On est toutefois rapidement limité dans cette voie par le fait que le gain g des sources individuelles doit être considéré non pas pour des antennes rayonnant en espace libre mais pour des antennes environnées comme elles doivent l'être dans le réseau.

Un raisonnement simple permet de se rendre compte que le rayonnement d'un aérien directif est nécessairement modifié par la présence d'autres éléments parasites proches.

Considérons en effet une antenne à rayonnement longitudinal, fonctionnant en réception. Son action ne peut s'expliquer que par une perturbation de l'onde plane incidente.

Cette perturbation occupe un certain volume que nous appellerons zone d'influence de l'antenne.

Si nous considérons maintenant deux antennes suffisamment éloignées pour que leurs zones d'influence ne se recoupent pas, leurs caractéristiques radio-électriques ne seront évidemment pas modifiées. Par contre, si nous rapprochons ces deux sources, il arrivera un moment où une partie de ces deux zones sera commune et les deux antennes devront se « partager l'espace » en sorte que le rayonnement en sera affecté (modifications de diagramme et perte de gain).

On peut rapprocher cette notion de zone d'influence de celle plus précise de surface équivalente de l'antenne qui a l'avantage de pouvoir être reliée directement au gain.

C'est la surface S_e telle que le flux à travers elle du vecteur de Poynting incident soit égal à la puissance reçue dans le cas de la polarisation la plus favorable [4]. Il en découle la relation suivante :

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

En cas de chevauchement des surfaces équivalentes de deux antennes, celles-ci doivent évidemment se partager la partie commune et, d'après l'équation ci-dessus, il en résultera une perte de gain d'autant plus importante que les sources seront plus rapprochées ou que leur directivité sera plus grande.

Il faut toutefois bien voir que le raisonnement qui vient d'être fait n'est qu'une explication des phénomènes et non une théorie permettant des calculs. La surface équivalente définie ci-dessus n'est en effet qu'une notion théorique et, au moins dans le cas des antennes à rayonnement longitudinal, elle ne peut pas être utilisée en pratique. Seule l'expérimentation permet donc de chiffrer la perte de gain.

Il est cependant possible de calculer la limite supérieure du gain que peut avoir une source dans un réseau. On sait en effet [4] que le gain d'une ouverture plane S sera maximal quand la distribution réalisée sur S aura la structure d'une onde plane et que le champ électrique sur S sera partout en phase, d'amplitude constante et de même direction à un instant donné. On démontre alors que la surface équivalente de cette antenne est égale à la surface de son ouverture S , et son gain vaut :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}.$$

Un réseau plan de surface S éclairé uniformément et comprenant N sources disposées régulièrement

pourra être assimilé à une telle ouverture si les autres conditions sont respectées. Nous aurons alors :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} = Ng \quad \text{soit} \quad g = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{S}{N}$$

Nous voyons donc que la surface équivalente des sources individuelles ne pourra, en aucun cas, être supérieure à la surface occupée réellement par cette source, soit $a \times b$, si a et b sont les dimensions des mailles du réseau.

Le tableau I donne les résultats des mesures effectuées pour mettre en évidence ce phénomène.

TABLEAU I

		hélices de 6 spires		hélices de 9 spires		gain maximal	
dispositif (1)		dB	puissance	dB	puissance	dB	puissance
		11,2	13,2	12,8	19		
	$a = 0,75 \lambda$	10,5	11,5				
	$a = 0,75 \lambda$	9,5	8,9				
	$a = 0,9 \lambda$	10,4	11				
	$a = 0,75 \lambda$	9,6	9,1	10,8	12		
	$a = 0,9 \lambda$ $b = 0,9 \lambda$	8,6	7,3			10,1	10,2
	$a = 0,9 \lambda$ $b = 0,75 \lambda$	8,2	6,6			9,3	8,5
(1) antenne mesurée				antenne chargée			

Le montage utilisé est relativement simple puisque seule l'antenne, sur laquelle portent les mesures, est active et reliée à un montage détecteur. Les autres antennes sont raccordées à des charges adaptées.

La seule précaution à prendre concerne les perturbations que le montage mécanique de l'ensemble peut apporter. En conséquence, toutes les parties apparentes de ce montage ont été recouvertes de matériau absorbant. Les mesures de gain ont été faites en chambre sourde par comparaison avec une antenne étalon.

Le tableau I présente un condensé des essais effectués. Il indique les gains mesurés, en décibels et en rapport de puissance pour différentes configurations d'environnement. Les résultats sont en bon accord avec les considérations faites ci-dessus. On constate en effet que la perte du gain est d'autant plus élevée que les sources voisines sont plus rapprochées, que la source centrale est plus entourée et que le gain initial de cette source est plus élevé. On peut remarquer en outre que seules les sources parasites les plus proches interviennent et, dans les montages en croix,

que le gain est bien inférieur au gain calculé en prenant comme surface équivalente de l'antenne la surface que celle-ci occupe effectivement.

3. Etude d'un réseau de quatre antennes en hélice

Nous avons été amenés à réaliser un réseau linéaire de quatre antennes en hélice ayant pour objet, d'une part l'étude de l'évolution du diagramme de rayonnement du réseau pour des répartitions différentes de niveau sur les antennes, d'autre part l'étude de la rotation de l'axe de rayonnement principal en fonction du pas de phase appliqué aux antennes.

Un montage a été réalisé dans ce sens. L'étude a été conduite, comme précédemment, en bande X avec des hélices (fig. 1) ayant les caractéristiques suivantes :

nombre de tours	6
diamètre	11 mm
pas	7 mm
distance entre axes	24 mm
fréquence de travail.....	9 537 MHz

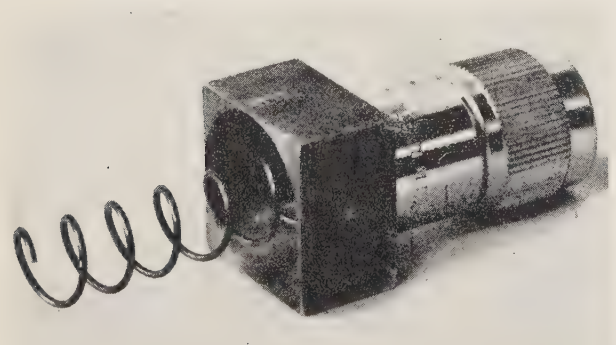


FIG. 1. — Antenne en hélice.

3.1. DESCRIPTION DU MONTAGE

Le montage (fig. 2 et 3) comporte essentiellement le réseau des quatre antennes raccordées deux à deux à deux à deux té magiques T_1 et T_2 par l'intermédiaire d'atténuateurs variables et de déphaseurs. Ces déphaseurs sont des coupleurs de Riblet munis de pistons de court-circuit doubles. Tous les raccordements ont été réalisés en guide d'onde de façon que les chemins électriques soient identiques pour les quatre voies. Les bras « somme » de T_1 et T_2 sont eux-mêmes reliés aux bras découplés d'un troisième té magique T_3 . Le bras « somme » de T_3 , qui assure ainsi la sommation des énergies captées par les quatre antennes, est raccordé à l'élément de mesure par l'intermédiaire d'un dispositif d'adaptation.

Les déphaseurs D assurent le réglage convenable des phases de chaque antenne. La position des pistons de court-circuit est repérée par la graduation d'une vis micrométrique. Les atténuateurs A de sortie d'antennes assurent le réglage convenable des amplitudes. Un déphaseur (D_5) permet le rattrapage de phase entre les antennes centrales (2 et 3) et les antennes

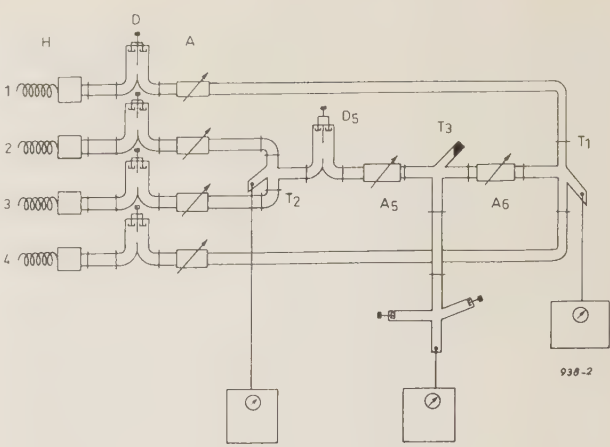


FIG. 2. — Montage : Schéma de principe.

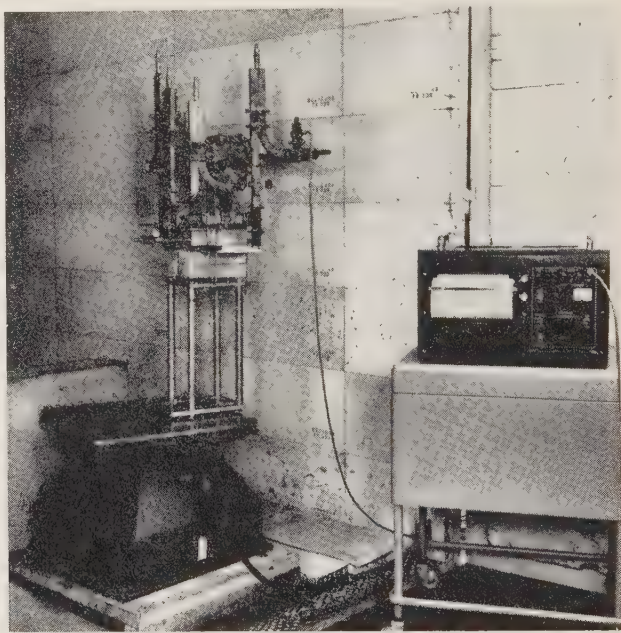


FIG. 3. — Montage en laboratoire.

extrêmes (1 et 4). Les atténuateurs A_5 et A_6 permettent l'équilibrage des niveaux, si besoin est.

Le principe de la mesure consiste à faire la somme des énergies des voies 1 et 4, 2 et 3 respectivement. Ces quatre voies arrivant sur les bras découplés de T_1 et T_2 . On peut ainsi faire les réglages de phase et d'amplitude pour chaque antenne sans qu'il y ait réaction sur les autres voies.

Le réseau fonctionne à la réception. L'émission est assurée par une antenne en hélice identique à celles constituant le réseau.

3.2. RÉGLAGE DES PHASES POUR UN RAYONNEMENT MAXIMAL DANS L'AXE DU RÉSEAU

Après avoir ajusté les niveaux aux valeurs désirées (compte tenu des diverses répartitions) le réglage des phases est fait séparément pour les deux couples

d'antennes, 2 et 3 d'une part, 1 et 4 d'autre part. Le réglage consiste à détecter l'énergie $E_2 - E_3$ (ou $E_1 - E_4$) dans le bras « différence » du té magique correspondant et à rechercher un minimum absolu en agissant successivement sur les pistons de court-circuit des bras découplés du té. Au minimum, on est assuré que les énergies reçues par les deux antennes sont en phase. Une fois le réglage réalisé pour l'autre couple d'antennes et l'équilibrage obtenu (au moyen de D_5), les quatre antennes actives du réseau rayonnent en phase, le rayonnement étant maximal dans l'axe du réseau.

3.3. RÉSULTATS

3.3.1. Evolution du diagramme de rayonnement du réseau pour différentes répartitions

Pour chacun des cas étudiés, les antennes rayonnaient en phase.

Les résultats groupés figure 4 font apparaître une légère augmentation de l'ouverture du faisceau à 3 dB au fur et à mesure que l'on s'approche d'une répartition binomale, mais aussi une amélioration sensible du niveau des lobes secondaires.

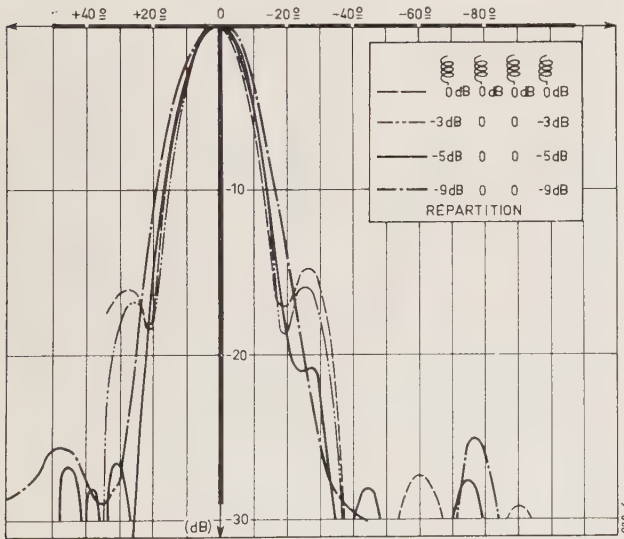


FIG. 4. — Réseau de 4 antennes, diagramme de rayonnement.

3.3.2. Rotation de l'axe de rayonnement maximale avec le pas de phase

Cette étude a été conduite avec une répartition uniforme sur les antennes, c'est-à-dire pour un diagramme de rayonnement le plus étroit possible. Le réseau étant pointé dans la direction de l'émetteur (azimut 0°), on a affiché le pas de phase désiré au moyen des déphaseurs et on a relevé le diagramme de rayonnement pour chacune des valeurs du pas de phase (+5° et -5°, +10° et -10°, +20° et -20°).

Les résultats de mesure traduisent une rotation de l'axe du faisceau principal voisine de la valeur du pas de phase appliqué, toujours inférieure toutefois à cette valeur. Ils sont résumés dans le tableau II (Cf. courbes de la figure 5).

TABEAU II

Pas de phase	Rotation de l'axe du faisceau	Niveau des lobes secondaires
+ 5°	+ 4,5°	$\begin{cases} 13,8 \text{ dB} \\ 14,8 \text{ dB} \end{cases}$
- 5°	- 4,5°	$\begin{cases} 13,2 \text{ dB} \\ 16 \text{ dB} \end{cases}$
+ 10°	+ 9,5°	$\begin{cases} 12,6 \text{ dB} \\ 15,6 \text{ dB} \end{cases}$
- 10°	- 9°	$\begin{cases} 17,8 \text{ dB} \\ 12 \text{ dB} \end{cases}$
+ 20°	+ 19,5°	$\begin{cases} 11,4 \text{ dB} \\ 21 \text{ dB} \end{cases}$
- 20°	- 19,75°	$\begin{cases} 25 \text{ dB} \\ 10 \text{ dB} \end{cases}$

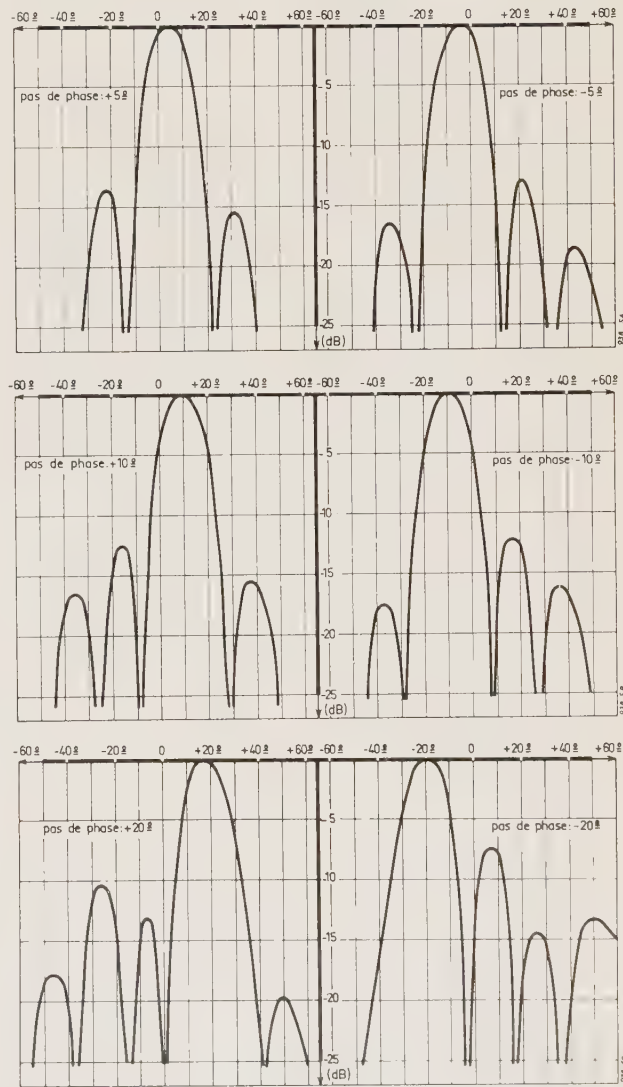


FIG. 5.

Les écarts constatés, partiellement dus aux erreurs de mesure, doivent aussi être mis sur le compte des différences possibles de longueur des chemins électriques malgré le soin apporté à la réalisation du montage. Il va sans dire également que nous n'avons pu compenser que partiellement les déphasages complémentaires apportés par les atténuateurs (A_5 et A_6 principalement).

4. Antennes multipinceaux

Dans de nombreuses applications de système radar, on demande à l'antenne de former plusieurs pinceaux soit simultanément soit successivement. Dans ce dernier cas, on recherche généralement un balayage plus rapide que ne le permet un déplacement mécanique de l'ensemble ou d'une partie seulement de l'aérien. On est alors amené à procéder par commutation sur une antenne à plusieurs pinceaux simultanés. C'est ce cas que nous allons considérer.

Ces antennes multipinceaux posent un problème particulier en ce sens que l'on cherche à obtenir un recoupement des pinceaux adjacents à un niveau suffisamment élevé (3 dB par exemple) tout en conservant un niveau de lobes secondaires satisfaisant. Différents auteurs [5], [6], [7], ont pu montrer que ces deux conditions sont généralement incompatibles. En effet, prenons l'exemple d'un réflecteur parabolique éclairé par plusieurs cornets. Si nous voulons éclairer correctement le réflecteur (avec une atténuation suffisante sur les bords) compte tenu du niveau de lobes secondaires recherché, les cornets seront trop encombrants pour que l'on puisse les placer de façon à obtenir le recoupement demandé. Inversement, si nous fixons a priori l'emplacement des sources primaires, leurs dimensions sont limitées par les intervalles et l'éclairement souhaité ne sera plus réalisable. Il en est de même avec des sources à rayonnement longitudinal car, ainsi que nous l'avons montré au chapitre 2, en rapprochant trop de telles antennes, des interactions inévitables se produisent, ce qui a pour effet d'élargir les diagrammes de rayonnement de ces sources. ALLEN [5] a montré que dans un groupement d'antennes alimenté par un réseau réciproque et sans pertes, les pinceaux ne pourront être indépendants que si leurs diagrammes sont orthogonaux dans l'espace. Cela revient à dire que la sommation sur tout l'espace du produit d'un diagramme par chacun des autres doit être nulle. La relation exacte est la suivante :

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos \Phi \cdot d\Phi \int_0^{2\pi} F_J(\theta, \Phi) \cdot F_K^*(\theta, \Phi) d\theta = 0$$

Si $J \neq K$, $F_J(\theta, \Phi)$ est le diagramme de rayonnement du $J^{\text{ième}}$ pinceau.

Il est facile de voir, d'après cette relation, que si les centres de phase coïncident de sorte que F_J et F_K ne présentent pas de différence de phase, des lobes adjacents ne pourront présenter un niveau de recoupement élevé qu'au prix d'importants lobes secondaires dans lesquels la phase s'inverse.

Les niveaux de lobes secondaires et les recoupements sont donc en général incompatibles avec cette exigence

d'orthogonalité; pour remédier à cet inconvénient trois possibilités ont été envisagées et décrites [8] :

1° Utilisation de plusieurs antennes ayant des pinceaux enchevêtrés,

2° Utilisation de réseaux comportant des pertes,

3° Utilisation de circuits actifs.

Un autre procédé, l'utilisation de polarisations orthogonales, peut être employé dans certains cas.

Considérons en effet deux antennes voisines A et B , l'élément A étant polarisé horizontalement et l'élément B verticalement. Une onde polarisée horizontalement ne sera reçue que par l'antenne A et la relation d'orthogonalité sera vérifiée. Il en sera de même pour une onde polarisée verticalement et l'antenne B . Ce résultat reste valable pour une onde de polarisation quelconque, puisque dans tous les cas, on peut considérer cette onde comme formée de deux composantes l'une horizontale et l'autre verticale. La condition d'orthogonalité est en effet satisfaite pour chaque composante et l'antenne correspondante.

Ce procédé peut être étendu à un plus grand nombre d'antennes à condition d'enchevêtrer les pinceaux à polarisation horizontale avec ceux à polarisation verticale. En effet, le niveau de recoupement pour deux pinceaux de même polarisation pourra, en général, être choisi suffisamment faible pour satisfaire la relation d'orthogonalité.

Un exemple possible d'utilisation de ce dispositif comporterait une antenne réceptrice ayant plusieurs pinceaux polarisés alternativement horizontalement et verticalement et une antenne émettrice travaillant en polarisation circulaire. Inversement, on peut également envisager une émission en polarisation linéaire et une antenne multipinceaux recevant en polarisation circulaire, le sens de la polarisation des pinceaux étant alternativement droit et gauche. Il semble a priori que dans ces types d'utilisation on doive perdre la moitié de la puissance à la réception par suite de la décomposition de l'onde reçue en deux parties orthogonales. En réalité, l'onde réfléchie par une cible de forme irrégulière et de dimensions apparentes faibles a généralement perdu la polarisation de l'onde incidente. On peut admettre ainsi qu'un écho radar n'a pas de polarisation définie et la perte est la même dans tous les cas.

Notre étude a porté sur un bloc de trois hélices destiné à éclairer un réflecteur parabolique. Nous nous sommes fixés a priori l'espacement entre les hélices et nous avons mesuré le diagramme de rayonnement de l'hélice centrale, les autres étant chargées. Le but recherché est de réduire l'aplatissement des diagrammes.

La figure 6 présente les résultats de ces essais qui ont été effectués avec différentes polarisations à l'émission. Pour chaque polarisation les courbes représentent les lobes principaux d'une hélice seule (courbe 1), d'une hélice entourée de deux hélices de même pas (courbe 2), d'une hélice entourée de deux hélices de pas inverses (courbe 3). Dans chaque cas on constate bien que la courbe 3 présente une amélioration par rapport à la courbe 2. Il est à noter que les antennes que nous avons utilisées présentent un taux d'ellip-

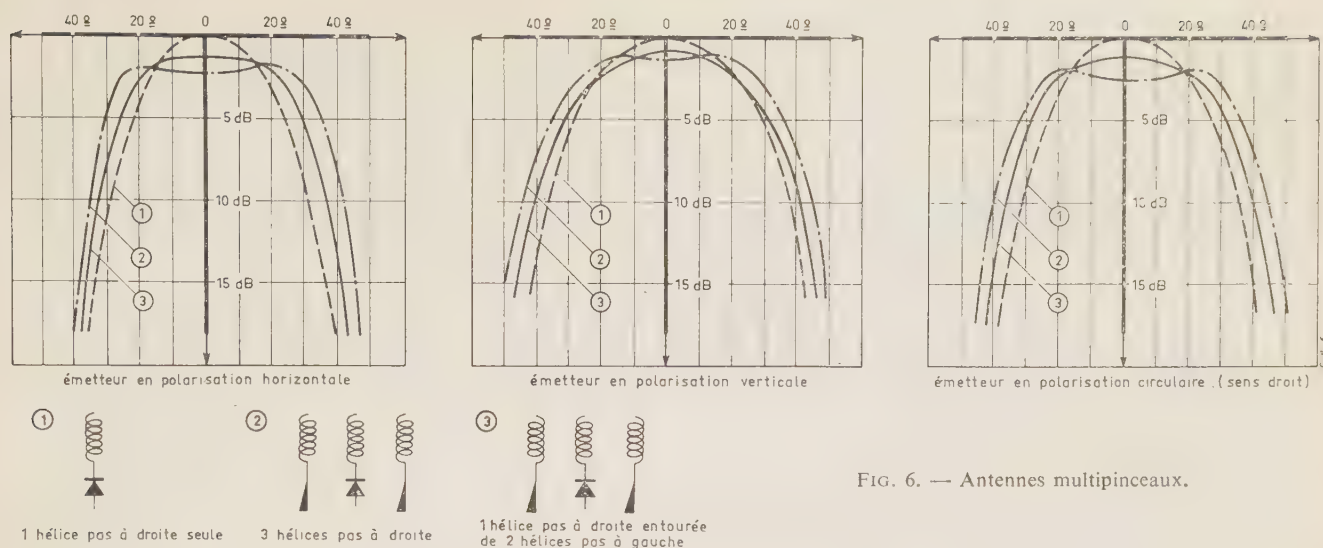


FIG. 6. — Antennes multipinceaux.

ticité important. En réduisant ce taux, il est vraisemblable que la courbe 3 se rapprochera plus de la courbe 1.

Nous avons repris ces essais sur un bloc de cinq sources. Les résultats sont sensiblement les mêmes que sur le bloc de trois sources.

5. Conclusion

Cette étude expérimentale met en évidence l'importance des interactions qui se produisent inévitablement dans les groupements d'antennes.

Elle montre la nécessité qu'il y a à vérifier, dès le stade du projet, toutes les caractéristiques des éléments constituant dans les problèmes d'association de sources rayonnantes rapprochées.

Nous tenons en terminant, à remercier Monsieur le Professeur BOUX, pour les fructueuses discussions que nous avons eues au cours de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] KRAUS J.D. — *Antennas*, chapitre 7.
- [2] BLASI E.A. — The theory and application of the radiation mutual coupling Factor. *PIRE*, juillet 1964, page 1179.
- [3] KRAUS J.D. — *Antennas*, chapitre 4-3.
- [4] GOUDET G. et CHAVANCE P. — *Ondes centimétriques*, chapitre VIII.
- [5] ALLEN J.L. — A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in Linear Arrays, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, juillet 1961, page 350.
- [6] WHITE W. — Orthogonality in Multiple beams Antennas (part I). *PIRE*, août 1962, page 4 A.
- [7] WHITE W.D. — Pattern Limitations in multiple beam Antennas. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, juillet 1962, page 430.
- [8] WHITE W. — Orthogonality in multiple beam Antennas (part II), *PIRE*, Septembre 1962, page 4 A.

LE COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE A 144 ENTRÉES DU GRAND POINT FIXE DU L.R.B.A.

PAR

M. LOYEN

*Attaché aux Services techniques de l'Armée
L.R.B.A., Vernon*

1. Introduction

Lors de la mise en service du grand point fixe de 100 t du LABORATOIRE DE RECHERCHES BALISTIQUES ET AÉRODYNAMIQUES, à Vernon, la nécessité est apparue immédiatement d'enregistrer les variations d'un très grand nombre de paramètres (pressions, températures, tensions électriques variables), au cours de chaque essai.

L'enregistrement en parallèle sur des appareils photographiques ou à plume devient rapidement d'un encombrement prohibitif, quand il s'agit de 200 paramètres environ. De plus, le dépouillement des centaines de mètres de bandes enregistrées, au cours de chaque essai, implique un dépouillement fort long, fort coûteux pour des résultats très imprécis.

Il a donc paru évident, qu'il fallait envisager de "digitaliser" l'enregistrement, afin de pouvoir assurer son dépouillement automatique à l'aide d'une calculatrice électronique. Comme la machine d'enregistrement est relativement complexe, il ne pouvait être question de la reproduire en de nombreux exemplaires. Il était donc nécessaire de commuter, successivement et à grande cadence, les paramètres analogiques avant de les injecter dans le convertisseur numérique de la machine d'enregistrement.

Il ne pouvait être question d'utiliser des commutateurs mécaniques relativement lents et sujets à l'usure dans un équipement qui devait assurer 7 680 commutations par seconde en service permanent, sans aucune maintenance.

Il fallait donc disposer de commutateurs électroniques.

Dans un souci évident de standardisation, les capteurs de mesure avaient été conçus de telle sorte que tous les paramètres à commuter se présentaient sous la forme de tensions analogiques à évolution lente (30 Hz de bande passante), pouvant être classés en deux catégories :

1° LES CAPTEURS HAUTS NIVEAUX de débattement nominal ± 5 V à commuter avec une fidélité de 0,1 %,

2° LES CAPTEURS BAS NIVEAUX de débattement nominal ± 10 mV à commuter avec une fidélité de 1 %.

Il fallait donc disposer de deux blocs de commutation de base :

- les blocs hauts niveaux,
- les blocs bas niveaux.

De tels commutateurs n'existaient pas en Europe et leur approvisionnement aux Etats-Unis posait des problèmes de délai et d'intégration, en général malaisée, au reste de l'installation.

Comme, en outre, il paraissait intéressant d'inaugurer en Europe des développements de ce genre, nous avons décidé d'étudier au L.R.B.A. les deux blocs de commutation et de les intégrer dans l'ensemble à 144 entrées dont nous avons besoin.

Les études ont duré deux ans jusqu'à la mise au point définitive.

Elles ont été financées au début par le LABORATOIRE CENTRAL DE L'ARMEMENT puis ensuite par la S.E.R.E.B. (SOCIÉTÉ D'ETUDES ET DE RÉALISATION DES ENGINS BALISTIQUES).

Nous exposerons d'abord le principe du bloc hauts niveaux.

2. Le bloc hauts niveaux

Chaque porte de commutation est constituée essentiellement de deux résistances et d'un transistor chopper 2 N 2185.

Un arrangement de quatre voies est représenté, à titre indicatif, sur le schéma de la figure 1.

Les entrées analogiques sont appliquées en E_1 , E_2 , E_3 et E_4 , l'autre point étant à la masse. Notons qu'on a un mode commun, puisqu'on ne commute qu'un fil. On n'a pas de réjection du mode commun, mais

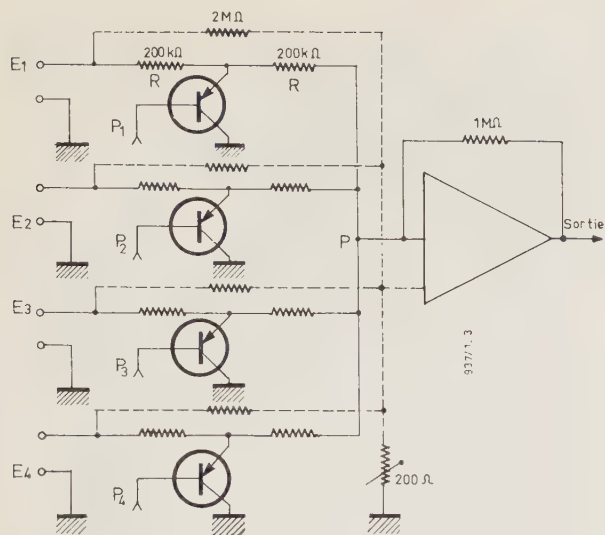


FIG. 1. — Schéma d'un ensemble de quatre voies du bloc hauts niveaux.

l'expérience nous a montré que c'était inutile pour notre problème en ce qui concernait les hauts niveaux, à condition de prendre certaines précautions pour le câblage des capteurs.

On commande les portes à partir des entrées P_1 , P_2 , P_3 et P_4 en programmant de telle sorte qu'on sature tous les choppers sauf celui qui correspond à la porte ouverte. Le signal analogique correspondant parvient seul au point P atténué dans le rapport 8 et est réamplifié par l'amplificateur opérationnel.

Le lecteur verra sans peine que les tensions de court-circuit des choppers saturés, inférieures à 1 mV, ainsi que les courants de fuite des choppers bloqués inférieurs à 1 nA, apportent une contribution négligeable à l'erreur.

Par contre, la résistance de court-circuit R_{ON} des choppers, de l'ordre de 10 Ω , est un peu gênante. Elle laisse parvenir un peu des signaux, correspondant aux choppers bloqués au point P , et provoque une intermodulation que nous allons calculer.

Appelons R les deux résistances de la porte, R_{ON} la résistance de saturation des choppers, E_p la tension analogique d'entrée de numéro p , le terme d'intermodulation vaudra :

$$\sum_{p=1}^{p=n-1} E_p \frac{R_{ON}}{R/2 + R_{ON}} \neq \sum_{p=1}^{p=n-1} 2E_p \frac{R_{ON}}{R}. \quad (1)$$

En valeur relative par rapport au signal analogique d'entrée maximale E_{max} , il vaudra :

$$\sum_{p=1}^{p=n-1} 2 \frac{E_p}{E_{max}} \times \frac{R_{ON}}{R}. \quad (2)$$

Dans le cas le plus défavorable, si tous les E_p sont de même signe et égaux à E_{max} et si l'on a n voies, sa valeur sera :

$$... \eta = 2(n-1) \frac{R_{ON}}{R}. \quad (3)$$

Dans notre cas particulier, pour

$$\begin{aligned} n &= 16 \\ R_{ON} &= 10 \Omega \\ R &= 200 \text{ k}\Omega, \end{aligned}$$

on trouvait $\eta = 0,15 \%$ ce qui est légèrement trop fort.

Il fallait donc prévoir un correcteur.

Nous l'avons réalisé à l'aide du sommateur à résistances représenté en pointillé sur le schéma de la figure 1.

Ce sommateur délivre un terme dont la valeur est :

$$\sum_{p=1}^{p=n} \alpha E_p, \quad (4)$$

égale, à un terme près, à la valeur donnée par la formule (2) pourvu que l'on ajuste la résistance de 200 Ω du schéma à une valeur telle que :

$$\alpha = 2 \frac{R_{ON}}{R}.$$

En appliquant alors en opposition sur l'amplificateur de sortie le signal délivré par le sommateur, on réduit l'intermodulation à 0,01 %.

L'amplificateur de sortie ne pose pas de problèmes ardu car « il voit » toujours une impédance de source assez faible, dont la valeur est en effet :

$$\frac{2R}{2n-1} \neq \frac{R}{n}.$$

Soit 12 k Ω dans notre cas.

Or, on sait qu'il existe maintenant des transistors doubles du type 2 N 22 23 dont l'emploi permet de réaliser des amplificateurs dont la dérive, ramenée à l'entrée, ne dépasse pas 2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, pour des impédances modérées de source (de l'ordre de 10 k Ω).

On voit tous les avantages de ce schéma de commutation dont nous citerons les principaux :

- grande simplicité,
- apériodicité absolue (on peut en particulier bloquer le commutateur sur une voie et il se comporte alors comme un amplificateur ordinaire).

Tous les choppers ont un point commun à la masse ce qui simplifie grandement l'application des signaux de commande des portes.

Les performances actuelles pour un bloc à seize entrées de ± 5 V, sont les suivantes :

cadence de commutation .	de 0 à 10 000/s,
impédances d'entrée	$\left\{ \begin{array}{l} 200 \text{ k}\Omega \text{ hors circuit,} \\ 400 \text{ k}\Omega \text{ en circuit,} \end{array} \right.$
dérive ramenée à l'entrée	$< 60 \mu\text{V}/^\circ\text{C},$
erreur de linéarité	$< 0,03 \%,$
intermodulation maximale	$< 0,01 \%,$
bruit ramené à l'entrée . .	$< 1 \text{ mV}.$

Ci-après on voit une photographie d'un bloc hauts niveaux tel que nous l'avons réalisé pour notre ensemble (fig. 2).

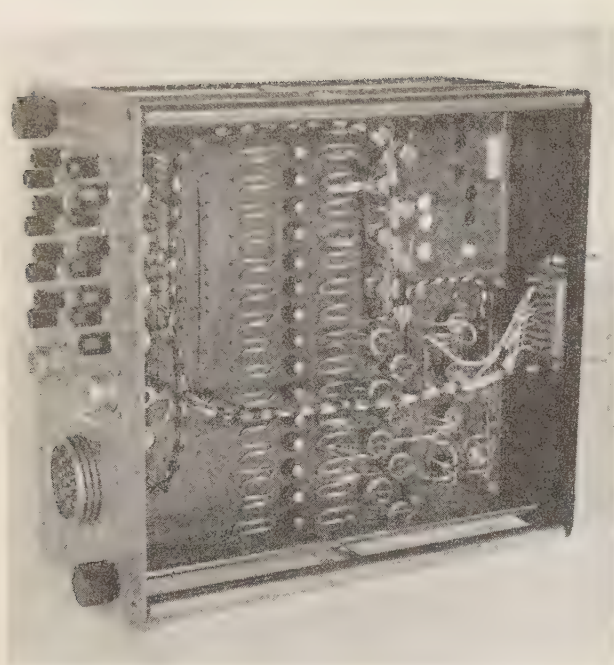


FIG. 2. — Blocs hauts niveaux

3. Le bloc bas niveaux

Pour les bas niveaux, il était évidemment nécessaire d'assurer la réjection du mode commun en commutant deux fils. Bien plus, il a même fallu assurer l'isolement galvanique complet de chaque circuit de voie, car il pouvait exister des différences de potentiel moyen allant jusqu'à 50 V entre les capteurs bas niveaux, qui étaient pour une bonne partie des ponts de jauge alimentés de façons diverses.

On a donc adopté le schéma de la figure 3.

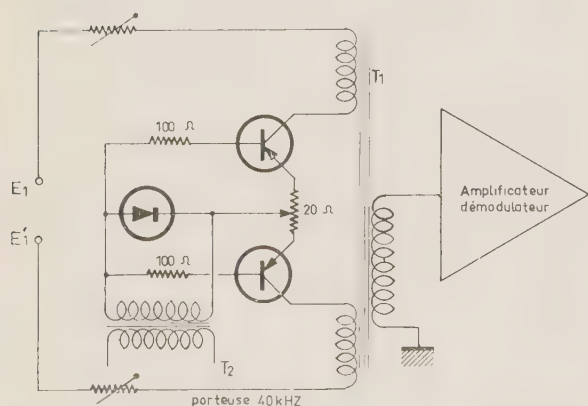


FIG. 3. — Schéma d'une porte du bloc bas niveaux.

A l'aide d'une porteuse auxiliaire, on découpe le signal analogique à une fréquence de 40 Hz. Le signal ainsi haché peut transiter à travers le transformateur de couplage qui assure l'isolement galvanique.

A chaque porte correspond un double primaire du transformateur T_1 . Chaque noyau magnétique a quatre doubles primaires et un secondaire. Pour grouper seize voies, on groupe quatre transformateurs

identiques, dont les secondaires en parallèle attaquent l'amplificateur démodulateur. La commutation consiste à alimenter à la fois une seule paire de choppeurs à travers le petit transformateur de couplage T_2 .

L'utilisation d'une porteuse maintenue tant qu'on reste commuté sur une voie, plutôt qu'une impulsion unique comme dans la plupart des réalisations américaines, correspond à notre souci de conserver l'apériodicité totale avec les possibilités d'étalonnage arrêté sur une voie.

Nous n'entrerons pas dans le détail de l'amplificateur démodulateur, dont les singularités apparentes proviennent de ce que le signal utile apparaît nettement noyé dans le bruit de commutation des choppeurs. Il faut éviter d'incorporer le bruit au signal par suite de la saturation des transistors de l'amplificateur par les pointes de bruit qui dépassent de 20 fois le signal en amplitude.

D'une manière générale, l'étude de ce commutateur s'est révélée beaucoup plus empirique que celle du commutateur hauts niveaux, à cause justement de ces pointes de bruit assez incontrôlables.

Néanmoins, les résultats globaux restent assez bons. Pour un bloc à seize entrées doubles et un signal nominal de ± 10 mV, on a les performances suivantes:

cadence de commutation .	de 0 à 4 000/s,
impédance d'entrée	$\left\{ \begin{array}{l} > 100 \text{ M}\Omega \text{ hors circuit} \\ > 10 \text{ k}\Omega \text{ en circuit,} \end{array} \right.$
dérive ramenée à l'entrée	$< 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C},$
erreur de linéarité	$< 0,3 \%,$
intermodulation maximale	non mesurable,
bruit ramené à l'entrée ..	$< 30 \mu\text{V},$
réjection du mode commun	
à 50 Hz	$> 120 \text{ dB},$
gain en tension	300.

Dans la pratique, c'est en fait une fidélité de 0,5 % que nous enregistrons au cours des essais de moteur, en utilisant ce matériel.

La figure 4 montre un bloc bas niveaux à seize entrées doubles.

4. Organisation de l'ensemble de commutation

Le problème était ainsi posé :

1° Grouper six blocs hauts niveaux ou bas niveaux, soit 96 entrées en assurant la cadence de commutation maximale 7 680/s.

2° Grouper trois blocs bas niveaux, soit 48 entrées en assurant une cadence de commutation seize fois plus faible (par sous-commutation sur trois voies hauts niveaux du groupe précédent), car il s'agissait de commuter les tensions délivrées par des thermocouples mesurant des températures à évolution lente.

Pour réaliser le premier groupement nous avons fait progresser les blocs à la même cadence soit $\frac{7\,680}{6} = 1\,280$ commutations par seconde, mais en

les décalant les uns par rapport aux autres de 1/6 du temps réservé à une commutation. Puis à l'aide d'un commutateur hauts niveaux à six entrées supplémentaires, nous avons regroupé les sorties amplifiées des six blocs de base, en prélevant sur ses sorties, à la

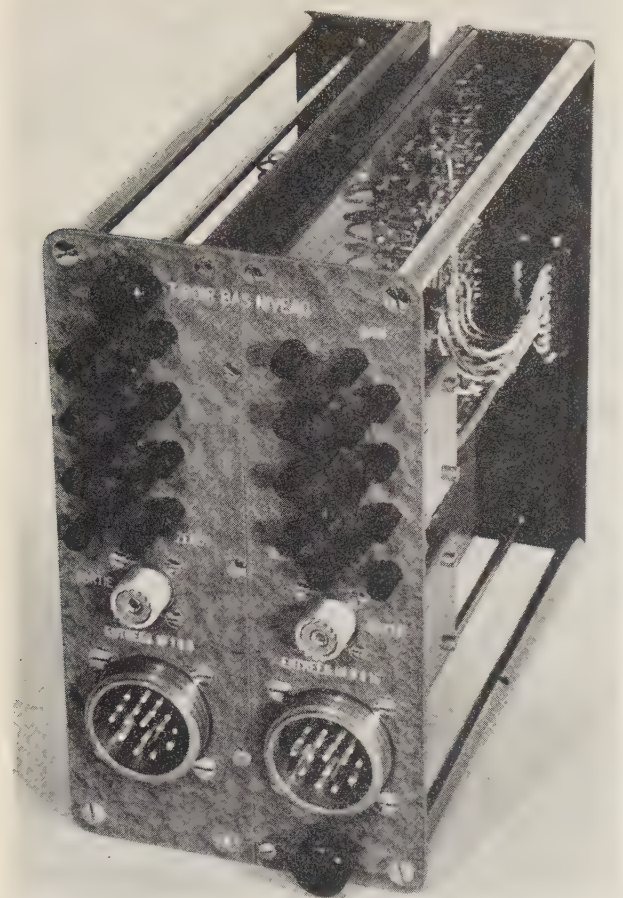


FIG. 4. — Blocs bas-niveaux.

fin du temps réservé à une commutation. Si bien que la vitesse résultante était de 7 680/s, alors que chaque commutateur de base ne progressait qu'à 1 280/s, ce qui était très convenable, même pour les blocs bas niveaux moins rapides.

On prélevait donc sur

- la voie 1 du bloc n° I,
- la » 1 » n° II,
- la » 1 » n° III,
- la » 1 » n° IV,
- la » 2 » n° I,
- la » 2 » n° II, etc.,

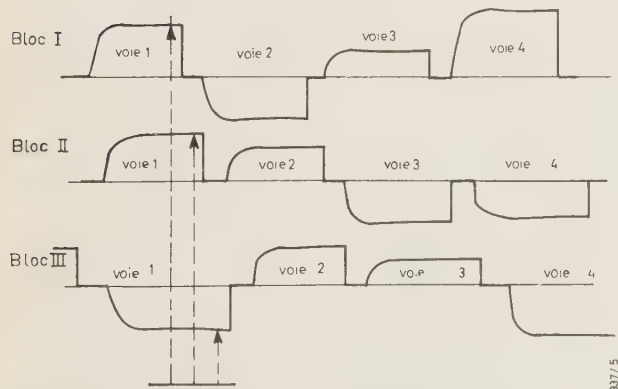


FIG. 5. — Prélèvements du commutateur rapide à six voies.

ce qui permettait de laisser s'amortir le régime transitoire consécutif au début de commutation sur tous les autres blocs, pendant qu'on prélevait la sortie du dernier (voir fig. 5).

Le deuxième groupement des trois blocs sous-commutés progresse de façon absolument synchrone, puisque la cadence de commutation est très lente (80 commutations/s).

Ci-après (fig. 6), on peut voir un schéma synoptique de l'ensemble.

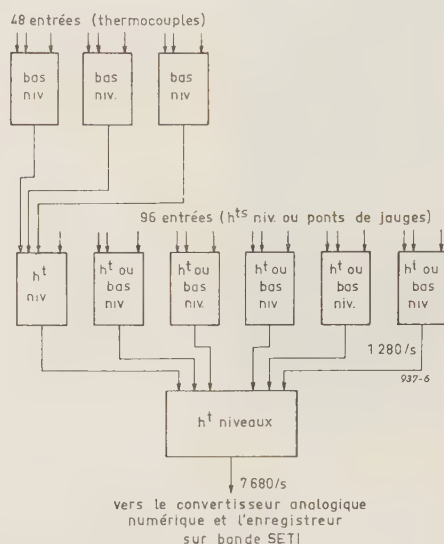


FIG. 6. — Schéma synoptique d'ensemble du commutateur

Nous n'insisterons pas sur l'organisation du programmeur équipé de bascules binaires et de décodeurs à diodes, qui est très classique.

Mentionnons simplement que tout l'ensemble est totalement apériodique et peut progresser de trois manières :

- avec un multivibrateur unique incorporé,
- avec une seule cadence extérieure,
- en positionnement manuel, arrêté sur une voie choisie par l'opérateur.

Ce dernier mode de fonctionnement s'est avéré particulièrement précieux pour les étalonnages et les vérifications avant l'utilisation.

On voit sur la photographie de la figure 7 l'ensemble de l'installation où l'on reconnaît de haut en bas :

- le programmeur du premier groupe à 7 680/s avec son sélecteur manuel en table de Pythagore pour le fonctionnement manuel,
- le programmeur du deuxième groupe avec son sélecteur manuel également,
- les trois premiers blocs du premier groupe,
- les trois derniers blocs du premier groupe,
- les trois blocs du deuxième groupe,
- les alimentations régulées pour l'ensemble.

On voit que les blocs hauts et bas niveaux sont enfichables dans des alvéoles. Chaque alvéole peut recevoir indifféremment un bloc hauts ou bas niveaux.

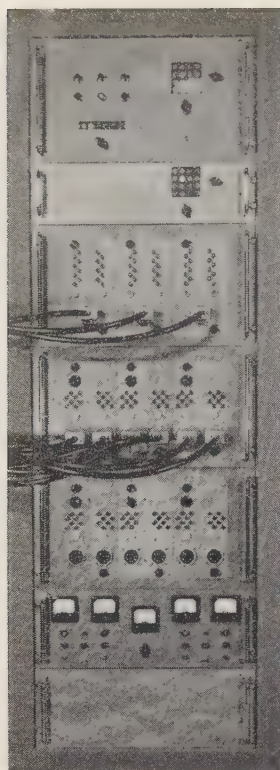


FIG. 7. — Ensemble de l'installation du commutateur à 144 entrées.

5. Conclusion

L'équipement de commutation est en service depuis un an et demi déjà. On n'a enregistré aucune défaillance. De nombreux contrôles ont révélé que la fidélité

se maintenait à 0,1 % pour les paramètres à hauts niveaux et à 0,5 % pour les paramètres à bas niveaux.

Sur la demande de la S.E.R.E.B., nous avons pris contact avec la Société LE MATÉRIEL ELECTRIQUE S.W. qui se charge désormais de la construction en série d'ensembles de commutation de ce type pour divers utilisateurs.

La réussite de cet ensemble est un exemple d'une réalisation qui semblait réservée à la technique américaine et qu'on a parfaitement su mener à bien en Europe.

Nous espérons qu'elle contribuera à effacer l'idée, malheureusement encore très répandue, qu'on est incapable de réaliser en Europe du matériel un peu évolué et qu'il faut nécessairement l'importer des Etats-Unis.

Toutefois, nous devons déplorer qu'il nous ait été impossible de trouver sur le marché européen des transistors choppers convenables, ainsi que des transistors doubles à faible coefficient de température. C'est une lacune que les constructeurs français devraient chercher à combler rapidement.

Pour terminer nous tenons à remercier très vivement le L.C.A. pour son aide financière et technique, la S.E.R.E.B. pour son aide financière, le service Mesures du L.R.B.A. pour sa participation aux essais et enfin nos collaborateurs directs, en particulier MM. PUARD et BISSETTE, ingénieurs au L.R.B.A., dont les essais patients et minutieux ont permis de résoudre les principaux problèmes.

ENSEMBLE DE COMPTAGE POUR UN NOMBRE IMPORTANT DE DONNÉES INDÉPENDANTES

(Application à la centralisation des résultats)

PAR

G. LEPROUX et A. NEYRON

CEN Saclay

1. Introduction

L'idée qui est à la base de cette étude est avant tout d'obtenir quelques simplifications dans les méthodes d'utilisation ou de construction des ensembles de comptage et, partant de ce point de vue, d'en réduire de manière importante l'encombrement et le prix de revient. On souhaiterait obtenir un facteur de réduction de l'ordre de cinq ou six pour les échelles, mais il est tout de même prématuré de juger du prix des ensembles avant d'avoir décidé de quelques réalisations industrielles.

Aucune utilisation sérieuse des « circuits solides » n'a précisément pu être envisagée, par suite de leur prix momentanément trop élevé. De ce fait, nous avons été beaucoup plus tenté de transposer que de penser, alors qu'il serait indispensable de le faire avec ce matériel absolument nouveau.

Il y a lieu, cependant, de noter que l'évolution de la miniaturisation à laquelle on assiste depuis quelques années n'a pas été suivie parallèlement dans tous les organes. En particulier, bien des problèmes d'infrastructure ne sont pas encore traités de façon satisfaisante.

Nous pourrions, par exemple, citer un accroissement relatif considérable des alimentations qui, à puissance égale, occupent souvent de quatre à cinq fois le volume des alimentations pour électronique à tubes. D'autre part, les progrès récents en refroidissement basés sur l'utilisation de l'effet Peltier ou sur l'emploi d'isolants bons conducteurs de la chaleur, tels que les céroxydes (oxyde de Béryllium), restent ignorés dans l'utilisation courante.

2. Examen de quelques utilisations possibles

L'utilisation d'un ensemble de comptage peu coûteux et à nombre de postes élevés (une vingtaine au moins) s'impose dans un certain nombre de cas. Bien entendu, les améliorations pouvant découler de cette

étude sont susceptibles de s'appliquer à des ensembles de quelques unités (de une à huit).

Parmi quelques applications intéressantes, nous pensons :

— à l'analyse de la répartition dans l'espace du spectre d'énergie des neutrons rayonnés par une réaction de fusion thermonucléaire (le nombre de postes de comptage peut dépasser ici la centaine),

— aux études d'interactions nucléaires des particules de haute énergie nécessitant parfois jusqu'à un millier de détecteurs [1],

— aux ensembles destinés aux grands accélérateurs, tel que l'ensemble TEA de vingt-quatre échelles utilisé à « Saturne » [2].

Nous pensons également aux sélecteurs de canaux à plusieurs bandes de comptage indépendantes. L'emploi de ceux-ci a été repoussé au-delà de vingt ou trente bandes, principalement en raison de leur prix exorbitant [3]. Il semble qu'à la faveur des résultats obtenus, ces sélecteurs puissent susciter un renouveau d'intérêt.

D'autres applications pourraient s'imaginer facilement ; les mesures de santé dans le cas des grands ensembles tels que « Réacteurs », « Laboratoire de haute activité » ou « Usines (séparation isotopique, etc...) ». Nous pensons également que certaines mesures effectuées sur les réacteurs nucléaires pourraient, soit après échantillonnage, soit directement, profiter des simplifications décrites ; en particulier pour la DRG, la rapidité de la détection peut à nouveau être examinée, les ensembles préconisés étant dès maintenant d'un prix plus abordable (voir par exemple G_1 et ses vingt ensembles d'exploration permanente).

3. Simplifications techniques

Le but que nous poursuivons consiste à réaliser un certain compromis qui, sans diminuer les perfor-

mances essentielles (§ 4.2), apporterait quelques simplifications sur des facteurs secondaires (principalement : capacité, transfert, etc.) permettant ainsi aux utilisateurs éventuels d'envisager des expériences plus importantes avec un apport financier suffisamment réduit.

Cela ne peut être réussi qu'à la condition de s'imposer quelques règles très simples qui serviront de base de départ pour la réalisation d'un appareillage de centralisation des résultats. Toutefois, nous ne parlerons en aucune manière de l'enregistrement de ces résultats, cela pouvant être obtenu par une imprimante classique (fig. 1). Seules seront sommairement discutées les simplifications ou améliorations apportées au fonctionnement des échelles, à leur contrôle et à leur transfert vers un registre auxiliaire.

D'autre part, il semble qu'en passant de $n = 1$ à $n = 3$, on puisse gagner un facteur intéressant dans la valeur du temps de résolution au moment de « l'action de truquage ». Enfin le nombre de bistables par échelle de 10^6 diminue de 20 % dans ces mêmes conditions.

Ces considérations élémentaires militent ainsi en faveur d'un système d'échelles à base 10^3 (millades). On voit donc que cette idée qui flottait dans l'air depuis un certain temps, mérite un examen plus approfondi, illustré de quelques réalisations de principe, ce qui est le but de cette étude.

3.2. TRANSFERT

Un ensemble de centralisation comprend, en fait, un certain nombre Y de châssis contenant chacun X

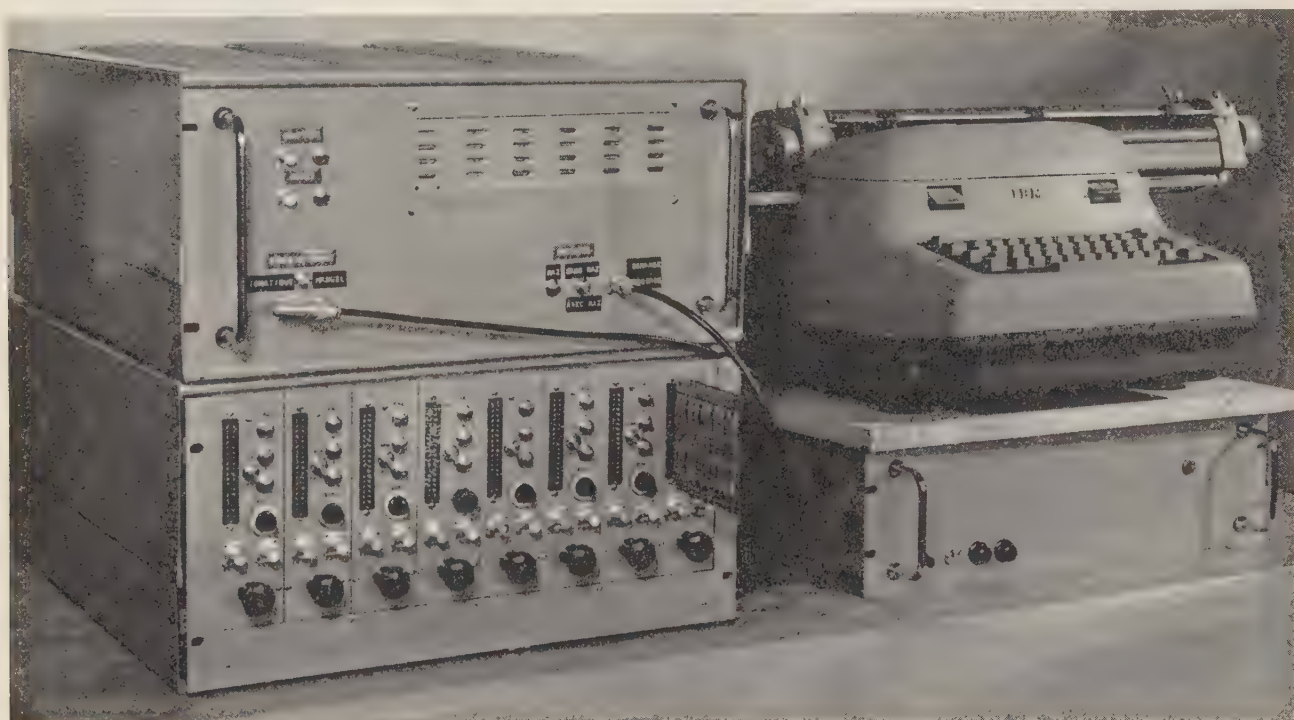


FIG. 1. — Vue simplifiée d'un transfert de résultats (châssis de 8 échelles).

3.1. ECHELLE DE COMPTAGE

La capacité des échelles a été limitée conventionnellement à 10^6 coups, de façon à ne conserver que six chiffres significatifs. Dans certains cas, des diviseurs de poids 2, 4, 8, etc. pourront être prévus pour l'ensemble de l'expérience.

Le fonctionnement de ces échelles se rattache au système binaire naturel, mais avec quelques digits soustractifs de manière à obtenir une base de la forme 10^n .

Quelques considérations dont les principales sont, en particulier, une rapidité suffisante du transfert et un minimum d'erreur introduit par le « truquage », nous conduisent à abandonner la décade et à choisir $n > 1$.

On verra plus loin que les conditions de rapidité du transfert sont encore satisfaites pour $n = 3$.

échelles, soit une capacité en échelles de $N = XY$ (fig. 2).

La séquence d'enregistrement utilise d'abord un « anneau de pupitre » qui fait la sélection en Y du châssis, puis divers « anneaux de châssis » (anneaux internes) qui font la sélection en X .

En raison de sa simplicité, c'est le transfert « série-parallèle » qui a été choisi pour chaque échelle. Une rapidité suffisante est obtenue par une cadence d'injection de 1 MHz (portée à 5 MHz pour certains besoins) de façon à pouvoir transférer vers un registre auxiliaire environ 1 000 échelles par seconde (temps mort de séquence non compris). Cette vitesse de transfert est en général largement suffisante eu égard à la lenteur des machines imprimantes usuelles, mais intéressante dans le cas de systèmes plus rapides utilisant des mémoires intermédiaires reliées soit à un enregistrement sur bande magnétique soit à un enre-

gistroment plus rapide [par exemple : enregistrement photographique rapide, utilisant des techniques T.V..]

D'autre part, des simplifications d'infrastructure ont été souhaitées et demandées plus particulièrement pour l'organe de transfert des échelles, de manière à réduire le véritable champ de prises coaxiales reliant le registre aux échelles dans un ensemble de centralisation (dans le cas classique : six fiches par échelle indépendante). Ici, grâce à l'utilisation d'un « anneau de transfert interne », quatre fiches sont nécessaires pour un châssis de huit ou seize échelles (soit : deux pour les sorties d'échelles, une pour la commande de l'anneau interne, une pour l'injection des impulsions de transfert).

Le contrôle s'effectue de manière très simple par l'affichage d'une échelle au choix, au moyen d'une matrice à *N* directions branchée sur l'horloge de séquence. Un contrôle plus grossier est également possible par une carte de DM 160 enfichable sur chaque tiroir (fig. 1).

Il y aurait cependant beaucoup à dire sur les possibilités de visualiser les spectres de valeurs sur un scope approprié. Quelques expériences préliminaires nous ont montré que l'on peut obtenir avec une très bonne précision le spectre de l'échelle et de l'ensemble des échelles à condition d'utiliser un codeur particulier actuellement en étude.

4. Réalisations partielles

Celles-ci ont porté principalement sur la construction des échelles de 10⁶ et des châssis d'échelles.

chaque bloc d'échelle de 10³ est interrogé par un train de 10³ impulsions, de manière non destructive. Les deux blocs sont ainsi transférés en parallèle.

4.1. CHASSIS D'ÉCHELLES

Le nombre d'échelles groupées dans un même châssis a été choisi en relation avec les possibilités mécaniques. Cela nous donne un multiple de 8 soit : 8, 16 ou 32. Deux montages ont été envisagés avec huit ou seize échelles implantées en châssis 5U3 avec alimentation incorporée.

La première réalisation est construite en tiroirs standard Esone 1/8 (fig. 1 et 3). Chaque tiroir contient deux plaquettes de dimensions 112 × 260 mm. L'une de ces plaquettes porte le circuit d'entrée et les éléments nécessaires au transfert, la seconde plaquette (fig. 3), l'échelle proprement dite.

Dans une seconde réalisation tous les circuits se trouvent groupés sur une même plaquette de dimensions 262 × 192 mm (fig. 4) ce qui permet d'obtenir un châssis monobloc de seize échelles.

On remarquera qu'aucun choix particulier des composants n'a été envisagé pour obtenir une réduction dimensionnelle plus poussée.

4.2. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES ÉCHELLES

Nous donnons, figure 2 bis, un schéma simplifié d'une « millade » (10³). Il s'agit d'une suite de dix bascules disposées en série et permettant de compter jusqu'à 2¹⁰ = 1 024. Le « truquage » à 1 000 est obtenu par action sur les bascules de poids 8 et 16.

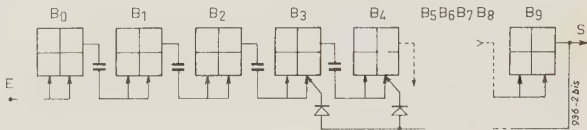


FIG. 2 bis. — Echelle de 10³.

Une échelle de 10⁶ utilise donc deux millades associées en série et séparées par les portes d'injection et de transfert (fig. 2 et 2 bis).

La plupart des bascules sont identiques et équipées de transistors 2N 711. Seules les bascules de tête peuvent être équipées différemment selon la rapidité demandée (ici : 2N 769).

Le temps de résolution obtenu pour ce montage reste nettement inférieur à 100 ns (fonctionnement en tripulse) conformément aux spécifications actuellement classiques. Nous donnons quelques caractéristiques complémentaires dans le tableau ci-dessous :

Impulsion d'attaque optimale	Signal de sortie	Alimentations
Largeur à mi-haut. < ≈ 20 à 25 ns	Temps de montée : 15 ns < <i>t_m</i> < 20 ns	− 6 V 600 mA + 6 V 40 mA
Amplitude : <i>V_e</i> = 2 V	Amplitude : <i>V_s</i> = 5,1 V	Remise à zéro : − 12 V

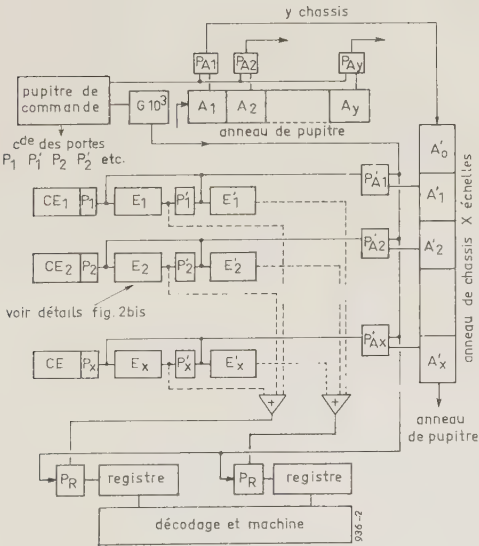


FIG. 2. — Schéma simplifié d'un système de centralisation.

Cependant pour la vérification du fonctionnement, un pupitre de transfert a été construit conformément aux spécifications du § 2.2. Le diagramme de la figure 2 explique ce fonctionnement. Rappelons que

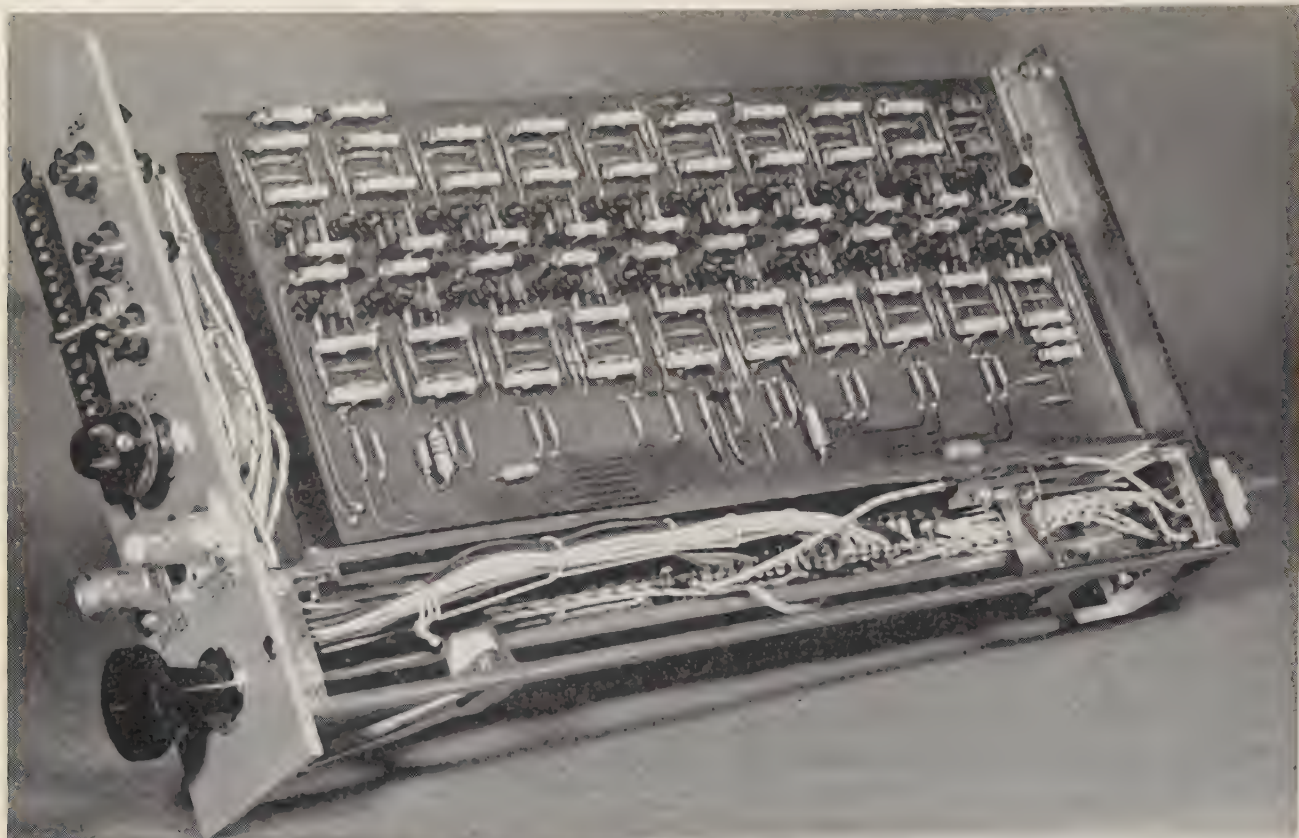


Fig. 3. — Echelle de 10^6 en tiroir standard Lsone 1/8

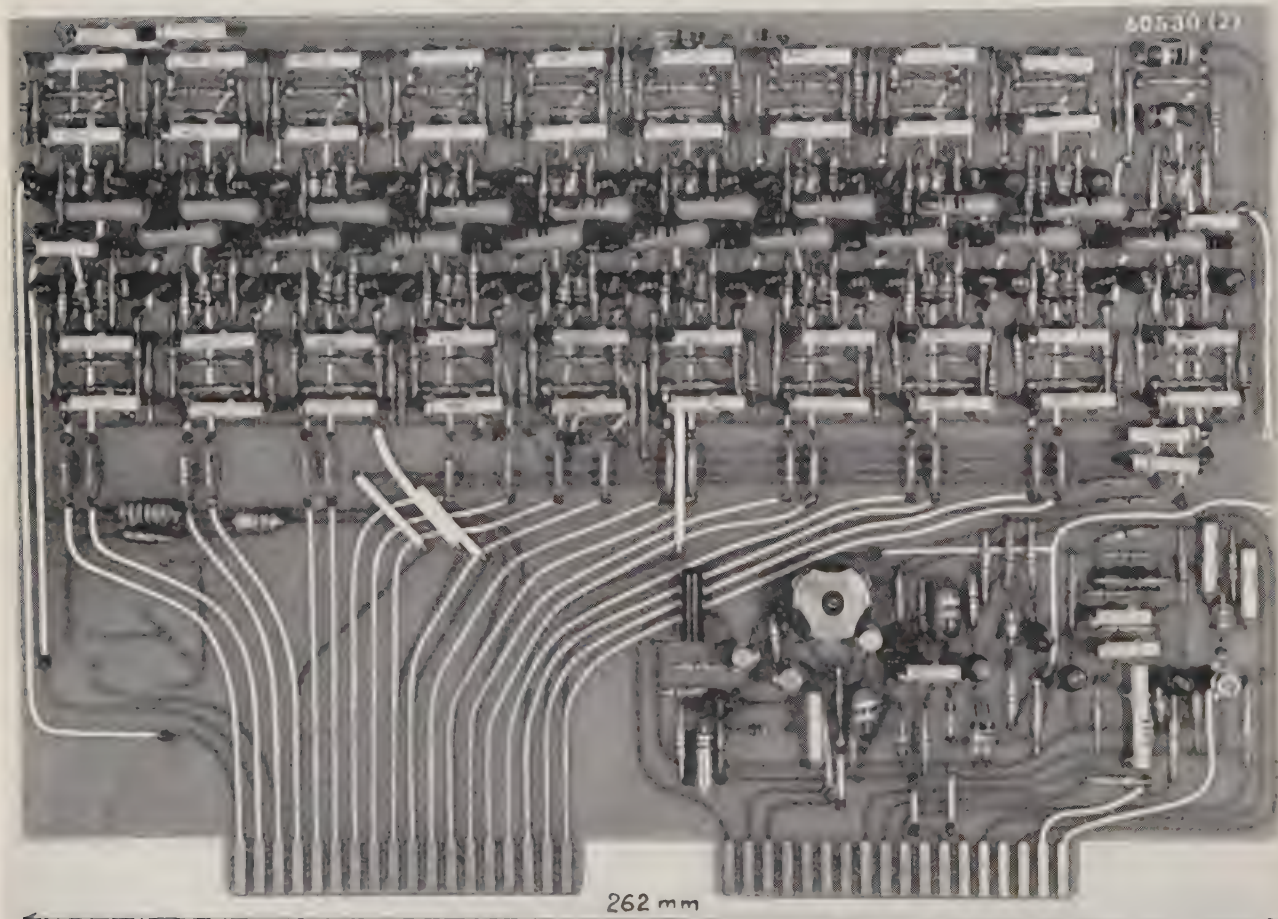


Fig. 4. — Echelle microcarte de 10^6 (avec circuit d'entrée et organes de transfert).

5. Conclusion

Les quelques considérations et réalisations partielles dont nous venons de parler, permettent certainement de bénéficier d'une plus grande simplicité au détriment, quelquefois, de la souplesse d'emploi (par exemple dans le cas où l'on utilise divers circuits d'entrée). Les performances de rapidité de ce système restent très acceptables et il serait encore possible de les améliorer, au moins en ce qui concerne le « temps de résolution » qui peut être ramené sans difficulté à 50 ns par le changement de quelques composants ; cependant nous ne perdons pas de vue le but économique qui a guidé cette réalisation.

Il est certain que, par la même occasion, les simplifications aussi bien que les réductions de volume et de poids demandent à utiliser principalement les « circuits solides ». Dans cette optique, une réalisation compacte en tiroir Esone 1/8 (4 échelles 10^6 par tiroir) pourra être présentée d'ici quelques mois, mais les

conditions actuelles de prix de ces circuits ne permettent pas d'y trouver le moindre avantage sauf pour quelques applications particulières (électronique spatiale par exemple).

Nous espérons que ce travail est susceptible d'apporter à quelques utilisateurs une solution bien appropriée à la centralisation des résultats de leurs ensembles de comptage.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] RAPOPORT I.D. — Enregistrement des amplitudes d'impulsions d'un grand nombre de détecteurs. *Pribory i Tekh Eksperimenta* (U.R.S.S.), 1962, (3), 75-78.
 - [2] BRISSON, LACROIX, SERVENT. — Ensemble d'impression automatique de résultats d'échelles de comptage. *Onde Electrique*, 1962, n° 427, pages 818-821.
 - [3] GUILLON H. — Sélecteurs d'amplitude. *Cours de Génie Atomique* X, 7, 3.
-

RÉSEAU DE TRADUCTION NUMÉRIQUE ANALOGIQUE A RÉSISTANCES NON PONDÉRÉES

PAR

A. PAUMARD

Ingénieur à la Société d'Applications Industrielles de la Physique

1. Introduction

Considérons le problème très fréquent de la transformation d'une donnée numérique en une tension électrique proportionnelle. Le but de cet exposé est de montrer comment on peut effectuer cette traduction numérique analogique à l'aide d'un réseau constitué de résistances non pondérées.

Pour clarifier la démonstration, nous supposons que les nombres à convertir sont fournis en code binaire naturel.

Nous appellerons indicatrice x_k une variable susceptible de prendre seulement deux valeurs 0 ou 1 et ainsi une tension $x_k E$ sera image des chiffres binaires (ou bauds) 0 ou 1.

2. Démonstration

Supposons que l'on ait à traduire, sous forme de tension proportionnelle, des nombres N représentés dans un ensemble binaire à $(n+1)$ bauds, c'est-à-dire tels que :

$$N = P_n 2^n + P_{n-1} 2^{n-1} + \dots + P_1 2^1 + P_0 2^0$$

où $P_k = 0$ ou 1.

2.1. PREMIÈRE FORME DE RÉSEAU

On peut utiliser le réseau représenté figure 1, composé de $n+1$ cellules en T associées selon la figure 2, avec $n+1$ générateurs parfaits de force électromotrice E_k disposés dans la branche médiane des T.

Le réseau étant fermé aux extrémités sur des impédances égales à l'impédance caractéristique des

cellules, l'impédance itérative ou caractéristique d'une telle cellule en T symétrique est :

$$Z_c = \sqrt{Z_0 Z_{cc}},$$

où $Z_0 = \frac{r}{4} + r$ (impédance à vide);

$$Z_{cc} = \frac{r}{4} + \frac{\frac{r}{4}}{r + \frac{r}{4}} \quad (\text{impédance en court-circuit}),$$

soit $Z_c = 3/4 r$.

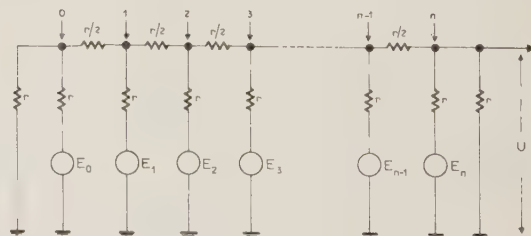


FIG. 1.

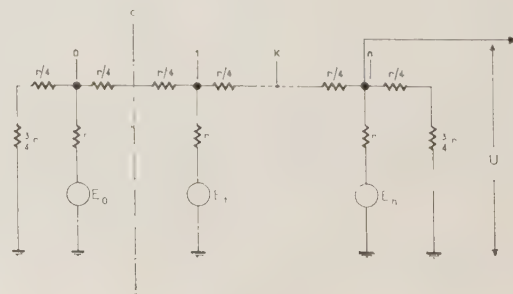


FIG. 2.

C'est l'impédance vue à gauche (ou à droite) d'une coupure C .

En conséquence, en un nœud de rang k , le schéma équivalent est celui de la figure 3

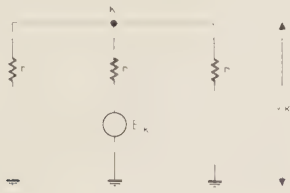


FIG. 3.

et la tension V_k mesurée à ce nœud due à la seule présence de E_k est :

$$V_k = E_k \frac{r/2}{r+r/2} = x_k \frac{E}{3}.$$

D'après la configuration du réseau la tension V_{k+1} au nœud de rang $k+1$ due à la seule présence de E_k est :

$$V_{k+1} = V_k \frac{1}{2}$$

et ainsi de suite, soit :

$$V_{k+2} = V_k \frac{1}{2^2},$$

$$V_{k+3} = V_k \frac{1}{2^3},$$

.....

$$V_n = V_k \frac{1}{2^{n-k}}.$$

En définitive la tension U_k à la sortie du réseau, due à la seule force électromotrice E_k est :

$$U_k = \frac{x_k E}{3} \frac{1}{2^{n-k}}$$

et la tension U à la sortie du réseau due à la contribution de toutes les forces électromotrices est, par combinaison linéaire :

$$U = \sum_{k=0}^n U_k$$
$$= \frac{E}{3} \sum_{k=0}^n \frac{x_k}{2^{n-k}}$$

$$U = \frac{E}{3 \cdot 2^n} \sum_{k=0}^n x_k 2^k$$

D'après cette expression on voit donc que la tension obtenue est fonction linéaire du nombre introduit sous forme binaire.

La tension maximale U_M , lorsque toutes les indicatrices sont égales à l'unité, est :

$$U_M = \frac{E}{3 \cdot 2^n} \sum_{k=0}^n 2^k$$
$$= \frac{E}{3 \cdot 2^n} (2^{n+1} - 1)$$
$$= \frac{2E}{3} \left(1 - \frac{1}{2^{n+1}} \right)$$

D'autre part, de toute évidence, l'impédance vue de la sortie est $\frac{r}{3}$ et, d'après le théorème de Thévenin, le réseau peut être représenté par un dipôle de force électromotrice U et d'impédance interne $\frac{r}{3}$ (fig. 4).

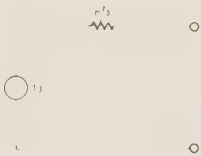


FIG. 4.

2.2. DEUXIÈME FORME DE RÉSEAU

Imaginons que l'on charge le réseau par une résistance négative égale à $-r$, ce qui revient à terminer le réseau de la manière représentée figure 5.

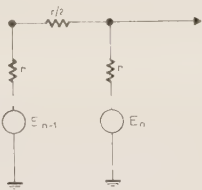


FIG. 5.

En reprenant la représentation simplifiée de la figure 4, d'après le théorème de Thévenin, l'impédance interne due à cette nouvelle topologie est :

$$Z_i = \frac{-r \frac{r}{3}}{\frac{r}{3} - r} = \frac{r}{2}$$

et la force électromotrice équivalente est :

$$U' = U \frac{-r}{\frac{r}{3} - r} = \frac{3}{2} U.$$

En conséquence, cette deuxième forme de réseau pourra être représentée par le dipôle, figure 6,

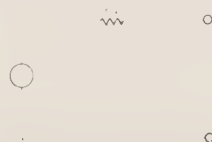


FIG. 6.

avec

$$U' = \frac{E}{2^{n+1}} \sum_{k=0}^n x_k 2^k$$

La tension maximale U_M lorsque toutes les indicatrices sont égales à l'unité est :

$$U'_M = \frac{E}{2^{n+1}} \sum_{k=0}^n 2^k, \\ = \frac{E}{2^{n+1}} (2^{n+1} - 1) = E \left(1 - \frac{1}{2^{n+1}} \right).$$

2.3. TROISIÈME FORME DE RÉSEAU

On peut encore terminer le réseau de la manière représentée, figure 7,



FIG. 7.

et démontrer que le réseau obtenu est équivalent à un dipôle d'impédance interne :

$$Z''_i = \frac{3}{8} r$$

et de force électromotrice :

$$U'' = \frac{E}{2^{n+1}} \sum_{k=0}^n x_k 2^k.$$

3. Conclusion

Les réseaux de décodage décrits présentent plusieurs avantages par rapport aux réseaux de décodage à résistances pondérées représentés figure 8 :

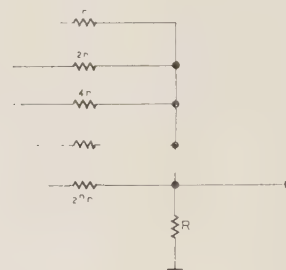


FIG. 8.

1° Quel que soit le nombre de digits binaires à convertir en tension, au mieux, deux valeurs de résistances seulement sont requises et, au pire, quatre valeurs avec la troisième forme de réseau, alors que dans le cas de la figure 8, si $n+1$ digits sont à décoder $n+1$ valeurs de résistances sont nécessaires.

2° Avec un décodeur à résistances pondérées, certains décodages peuvent devenir prohibitifs à cause des fortes valeurs de résistances qu'ils requièrent.

3° En outre, lors de la construction d'un circuit de décodage, on ne dispose évidemment jamais de générateurs parfaits E_k et ces tensions seront généralement fournies par des étages à lampes ou à transistors.

Si l'on veut effectuer un décodage avec une grande précision il est donc nécessaire de faire travailler tous ces étages de façon aussi identique que possible et, à ce point de vue, les réseaux décrits sont avantageux.

Notons que le réseau de la figure 7 présente un léger avantage sur le réseau de la figure 5, en ce sens qu'à tension de sortie égale, son impédance interne est un peu plus faible.

Pour toute conversion numérique analogique, il est préférable d'employer systématiquement des circuits construits sur ce principe. A titre d'exemple, nous citerons la génération de fonctions fournies sous forme analogique et programmée sous forme numérique ainsi que la réalisation de convertisseurs analogique-numérique permettant de traduire en $15 \mu s$, par un nombre compris entre 0 et 1 000, une tension continue ou impulsive à une unité près.

THÉORIE HARMONIQUE DES LOIS PSEUDO-LINÉAIRES

PAR

A. FOSSARD, A. PIEDPLAT et M. GAUVRIT

*Ingénieurs au Centre d'Etudes et de Recherches en Automatismes
(C.E.R.A.)*

1. Idée directrice

Ce type de lois (*) a été imaginé pour cumuler les avantages des systèmes linéaires et des systèmes par tout ou rien, tout en évitant les inconvénients qui leur sont propres. On cherche à réaliser des réseaux correcteurs possédant le caractère d'homogénéité (afin que le comportement du système ne dépende pas de l'amplitude de la perturbation rencontrée) et susceptibles de fournir, ou bien une avance de phase notable sans augmentation du rapport d'amplitude, ou bien un contrôle intégral sans déphasage notable.

On cherche donc à s'affranchir de la loi de Bayard-Bode qui régit tout système linéaire et qui limite les performances des réseaux correcteurs linéaires. Pour cela on dissocie les effets de phase et d'amplitude, en utilisant, par exemple, une fonction de commande dans laquelle l'amplitude d'un signal tout ou rien est modulée par la valeur absolue du signal d'entrée (ou d'un signal déduit par des opérations diverses de dérivation, intégration...).

Exemple :

A titre d'exemple d'introduction, et avant d'aborder une étude plus générale de ce type de lois, considérons l'organe non linéaire réalisant entre la sortie W et l'entrée x une relation de la forme :

$$W = |x| \operatorname{sign} (x + kx'). \quad (1)$$

Une représentation de cet organe sous forme de schéma fonctionnel est donnée figure 1.

Pour une entrée sinusoïdale

$$x = x_0 \sin \omega t,$$

* Sur une idée de M. B. HAMEL, Directeur Technique de la S.F.E.N.A. Recherches effectuées sur contrat de la Délégation Ministérielle à l'Armement, Direction des Recherches et Moyens d'Essais.

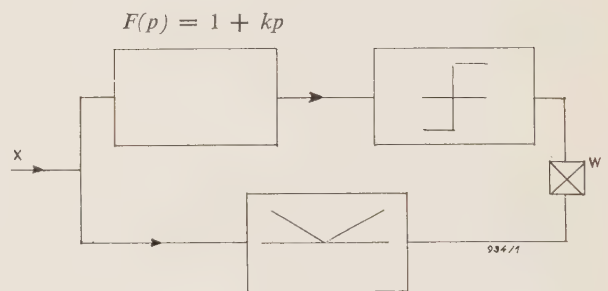


FIG. 1. — Représentation schématique de l'organe non linéaire.

la sortie de l'organe non linéaire est représentée figure 2.

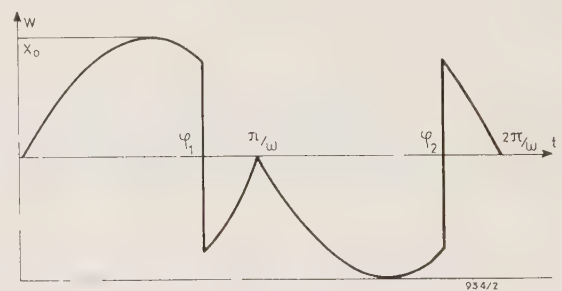


FIG. 2. — Sortie de l'organe non linéaire pour une entrée sinusoïdale.

Le calcul de la fonction de transfert généralisée, par les méthodes usuelles, ne présente aucune difficulté et conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{a_1}{x_0} = 1 - \frac{2}{\pi} (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi), \\ A'_1 &= \frac{a'_1}{x_0} = \frac{2}{\pi} \sin^2 \varphi \end{aligned} \quad (2)$$

Dans ces expressions φ représente la détermination principale de $\arctg k\omega$:

$$\varphi = \text{Arc } \text{tg } k\omega$$

Le lieu de transfert généralisé, gradué en $k\omega$, est donné figure 3 en coordonnées de Nyquist (A_1, A'_1) et figure 4 en coordonnées de Black (phase, gain). L'examen de ces lieux et des équations (2) met bien en évidence le résultat recherché, à savoir :

— la fonction de transfert généralisée est indépendante de l'amplitude de l'entrée et ne dépend que de sa fréquence;

— il est possible d'obtenir des avances de phase notables sans augmentation du rapport d'amplitude.

On a également tracé aux figures 3 et 4 les lieux de transfert correspondant à des réseaux linéaires classiques (à avance de phase et à contrôle dérivé) pour montrer l'intérêt des lois pseudo-linéaires proposées.

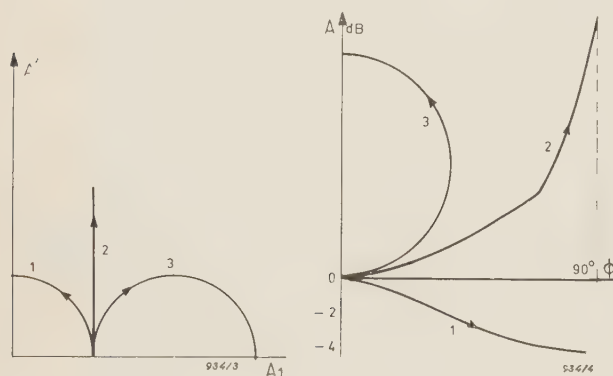


FIG. 3.

FIG. 4.

- 1) $W = |x| \text{ sign } (x + kx')$ 3) Avance de phase $\frac{1 + a\tau p}{1 + \tau p}$
 2) Contrôle dérivé $1 + kp$

2. Etude des lois pseudo-linéaires

2.1. FORME DES LOIS PSEUDO-LINÉAIRES

La fonction de transfert généralisée d'un organe non linéaire associant à une entrée $x(t) = x_0 \sin \omega t$, une sortie $W(t)$ peut se mettre sous la forme :

$$N(x_0, \omega) = \frac{j\omega}{\pi x_0} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} W(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3)$$

Si l'on désire que $N(x_0, \omega)$ ne dépende que de la fréquence, il faut que $W(t)/x_0$ soit indépendant de x_0 . Il suffit de prendre $W(t)$ de la forme :

$$W(t) = xg\left(\frac{x'}{x}, \frac{x''}{x} \dots\right), \quad (4)$$

g étant une fonction homogène de degré zéro en $x, x' \dots$. En particulier, g peut être la fonction signe d'une fonction homogène de degré quelconque par rapport à $x, x' \dots$.

Nous envisagerons plus spécialement le cas d'une fonction homogène du premier degré linéaire :

$$g = \text{sign } (x + kx' + k'x'' \dots)$$

On peut aussi concevoir des fonctions obtenues à partir de la fonction signe par des opérations d'intégration, de dérivation, de valeur absolue...

$$g(x) = \left| \mathcal{L}^{-1} \frac{Y(p)}{H(p)} \right|; \quad y = \text{sign } [\mathcal{L}^{-1} F(p) X(p)]$$

2.2. EXPRESSION DE LA FONCTION DE TRANSFERT GÉNÉRALISÉE

On a :

$$N(x_0, \omega) = \frac{j\omega}{\pi x_0} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} W(t) e^{-j\omega t} dt,$$

c'est-à-dire, pour les formes de fonctions $W(t)$ envisagées en (4) :

$$N(x_0, \omega) = N(\omega) = \frac{j\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin \omega t g(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (5)$$

Si on tient compte de ce que $j e^{-j\omega t} = \sin \omega t + j \cos \omega t$,

on a :

$$N(\omega) = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} g(t) dt - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} e^{-2j\omega t} g(t) dt, \quad (6)$$

$N(\omega)$ apparaît ainsi comme la différence de deux termes N_1 et N_2 , le premier représentant la valeur moyenne de $g(t)$ dans l'intervalle $0, 2\pi/\omega$, le deuxième représentant le deuxième harmonique du développement de $g(t)$ en série de Fourier. Soulignons encore que cette fonction de transfert généralisée ne dépend que de la fréquence.

3. Etude des lois de la forme $W = |y| \text{ sign } z$

Envisageons le type général de lois de la forme :

$$W = |y| \text{ sign } z, \quad (7)$$

dans lequel nous supposons que y et z sont liés à x par des fonctions de transfert linéaires :

$$Y(p) = F_1(p) X(p),$$

$$Z(p) = F_2(p) X(p).$$

La figure 5 donne deux représentations possibles de ce type de lois. Sur la figure 5b, on reconnaît le schéma de la figure 5a, avec adjonction en amont du bloc linéaire $F_1(p)$. On peut donc ramener le cas

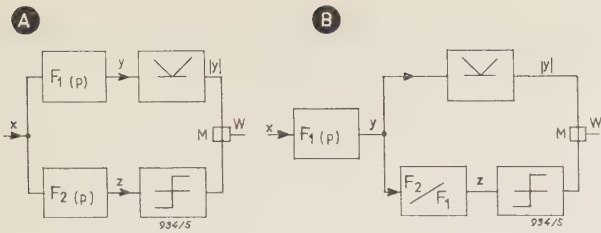


FIG. 5 a.

FIG. 5 b.

général où $W = |y| \operatorname{sign} z$ au cas particulier précédemment étudié en posant $F(p) = F_2(p)/F_1(p)$, et en faisant précéder l'organe non linéaire du bloc $F_1(p)$.
Nous n'envisageons donc que le type de lois :

$W = |x| \operatorname{sign} z$, avec $Z(p) = F(p) X(p)$,

l'équation (5) s'écrit alors :

$$N(\omega) = \frac{j\omega}{\pi} \int_0^{2\pi} |\sin \omega t| \operatorname{sign} z e^{-j\omega t} dt,$$

ou encore :

$$N(\omega) = \frac{j\omega}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin \omega t e^{-j\omega t} \operatorname{sign} (xz) dt. \tag{8}$$

Compte tenu de l'équation (6) on peut encore écrire $N(\omega)$ sous la forme :

$$N(\omega) = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \operatorname{sign} (xz) dt - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-2j\omega t} \operatorname{sign} (x, z) dt. \tag{9}$$

Si on pose $F(p) = \frac{F_2(p)}{F_1(p)} = A(\omega) e^{j\varphi}$,

la fonction $\operatorname{sign} (x, z)$ qui est égale à $\operatorname{sign} \sin \omega t$ est une fonction en créneaux, commutant pour les valeurs $\omega t = 0, \pi - \varphi, \pi, 2\pi - \varphi, \dots$, si on suppose φ positif; dans le cas où il serait négatif, les instants de commutation sont définis par $0, -\varphi, \pi, \dots$. L'expression (9) se calcule alors aisément et on trouve :

$$N(\omega) = 1 - \frac{2}{\pi} (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi) + \frac{2j}{\pi} \sin^2 \varphi \quad \text{si } \varphi > 0,$$

et

$$N(\omega) = 1 + \frac{2}{\pi} (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi) - \frac{2j}{\pi} \sin^2 \varphi \quad \text{si } \varphi < 0.$$

On retrouve évidemment les expressions trouvées en 2, mais d'une manière générale, quelle que soit la fonction $F(p)$, elles montrent aussi comment intervient le déphasage. Dans le plan de Nyquist les équations

du lieu de transfert équivalent sont de la forme :

$$A_1 = 1 - \frac{2}{\pi} (|\varphi| - \sin |\varphi| \cos \varphi),$$

$$A'_1 = \frac{2}{\pi} \sin^2 \varphi \operatorname{sign} \varphi.$$

On reconnaît là les équations d'une cycloïde. Si φ peut varier en dehors de l'intervalle $(-\pi, +\pi)$ on sera amené à remplacer φ par $\varphi' = \varphi - 2\pi$ lorsque $\varphi > \pi$. Les lieux de transfert équivalent, pour des fonctions $F(p) = F_2(p)/F_1(p)$ de degrés croissants, sont esquissés aux figures 6.

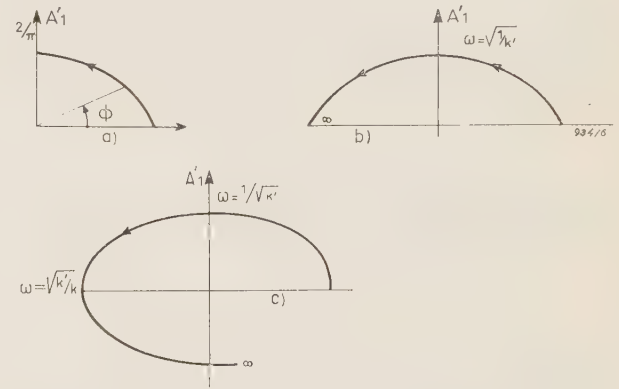


FIG. 6. — Lieux de transfert équivalent :

- a) $W = |x| \operatorname{sign} (x + kx')$,
- b) $W = |x| \operatorname{sign} (x + kx' + k'x'')$,
- c) $W = |x| \operatorname{sign} (x + kx' + k'x'' + k''x''')$.

L'avance de phase Φ de la fonction de transfert généralisée oscille autour de φ et lui est en particulier égal pour les valeurs $0, \pi/2, \pi, \dots$ comme le montre la figure 7.

En conclusion, un organe non linéaire du type $W = |x| \operatorname{sign} z$ se comporte comme un organe homogène dont l'amplitude varie peu (entre 1 et $2/\pi$), mais qui est susceptible d'apporter une avance de phase

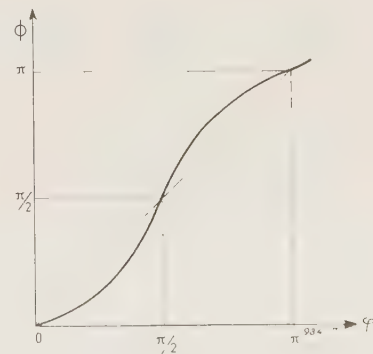


FIG. 7.

considérable, sensiblement celle donnée par $F(p)$. Ces lois permettent donc de réaliser des *réseaux à grande compensation*. Il en est évidemment de même si $F_1(p)$ n'est plus égal à 1. Par exemple le système :

$$W = |y| \operatorname{sign} (x + kx'), \tag{10}$$

avec $y + Ty' = x$, est équivalent à l'organe linéaire $1/(1+Tp)$ suivi de l'organe non linéaire

$$W = |x| \operatorname{sign} (x + (k+T)x' + kTx'').$$

Le lieu de transfert équivalent de (10) est esquissé figure 8, où l'on a reporté, à titre de comparaison, le lieu de transfert d'un réseau classique à avance de phase. On peut remarquer qu'aux très basses fréquences l'avance de phase peut être négative. Signalons qu'on peut toujours éliminer ce défaut en introduisant un terme de la forme $\mu \operatorname{sign} x'$ dans la loi de commande qui s'écrit alors :

$$W = \left| \frac{x}{1+Tp} \right| \left(\operatorname{sign} (x + kx') + \mu \operatorname{sign} x' \right) \text{ (cf. fig. 9)}$$

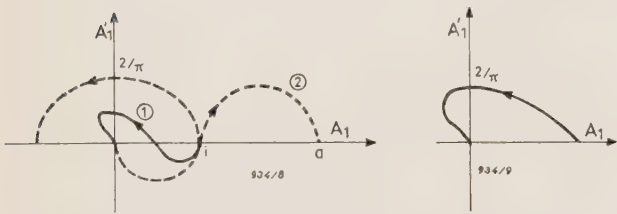


FIG. 8 (à gauche) : 1) $W = \left| \frac{x}{1+Tp} \right| \operatorname{sign} (x + kx')$
 2) Réseau d'avance de phase.

FIG. 9 (à droite) : $W = \left| \frac{x}{1+Tp} \right| (\operatorname{sign} (x + kx') + \mu \operatorname{sign} x')$

4. Etude des lois de la forme $W = x |z|$ (*)

Les lois de la forme :

$$W = x |z|, \tag{11}$$

peuvent être considérées comme duales des lois précédemment étudiées. Le signal z est déduit de l'entrée x par des relations de la forme :

$$\begin{aligned} U(p) &= F_2(p) X(p), \\ Z(p) &= F_1(p) \operatorname{sign} u, \end{aligned}$$

(une représentation schématique de ces lois est donnée,

sous forme de diagramme fonctionnel, figure 10). Ainsi, à la loi déjà considérée :

$$W = \left| \frac{x}{1+Tp} \right| \operatorname{sign} (x + kx'),$$

$$\text{on associe } W = x \left| \frac{\operatorname{sign} (x + kx')}{1+Tp} \right|,$$

(on a pris dans cet exemple $F_1(p) = 1/(1+Tp)$ et $F_2(p) = 1+kp$). Pour une entrée sinusoïdale :

$$x = x_0 \sin \omega t.$$

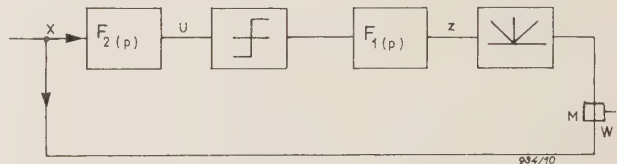


FIG. 10. — Représentation d'une loi $W = x |z|$.

la fonction de transfert généralisée, s'écrit, d'après les équations (5) et (6) :

$$\begin{aligned} N(\omega) &= \frac{j\omega}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin \omega t |z(t)| e^{-j\omega t} dt, \\ N(\omega) &= \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} |z(t)| dt - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\omega t} |z(t)| dt. \end{aligned} \tag{12}$$

Le premier terme de la somme représente donc la valeur moyenne de $z(t)$.

Le calcul des intégrales (12) peut être conduit facilement lorsque les fonctions F_1 et F_2 sont simples. Ainsi dans le cas particulier $F_1(p) = 1/(1+Tp)$, $F_2(p) = 1$, on trouve facilement les expressions de la fonction de transfert généralisée sous la forme :

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{4}{\pi} \frac{\sin \alpha}{1+4\omega^2 T^2} (\sin \alpha + 2\omega T \cos \alpha), \\ A'_1 &= -\frac{4}{\pi} \frac{\sin \alpha}{1+4\omega^2 T^2} (\cos \alpha + 2\omega T \sin \alpha), \end{aligned} \right\} \tag{13}$$

$$\text{avec } \alpha = \omega T \cdot \operatorname{Log} \frac{2}{1+2\frac{\pi}{\omega T}}.$$

Ces expressions sont représentées aux figures 11 et 12 dans le plan de Nyquist et dans le plan de Black. L'affaiblissement d'amplitude aux hautes fréquences est accompagné d'un déphasage négligeable (15°) se produisant aux fréquences moyennes.

Lorsque les fonctions $F_1(p)$ et $F_2(p)$ sont plus compliquées, le calcul des intégrales (12) devient

* Ce paragraphe est tiré d'une étude de MM. C. BIGOT et A.L. MESQUITA : Etude d'une loi pseudo-linéaire par commande fréquentielle du gain.

fastidieux. On peut alors se contenter de l'approximation qui consiste à remplacer $\text{sign } u$ par son premier harmonique.

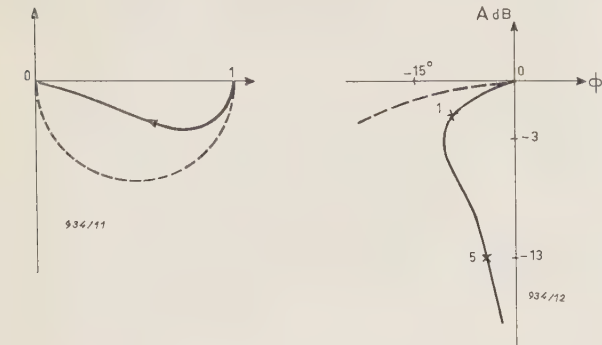


FIG. 11 (à gauche). — Lieu de transfert généralisé (équations 13).
FIG. 12 (à droite). — Lieu de transfert généralisé (équations 13) gradué en $T\omega$.

Si on pose :

$$F_1(j\omega) = A_1(\omega) e^{j\varphi_1(\omega)},$$

$$F_2(j\omega) = A_2(\omega) e^{j\varphi_2(\omega)},$$

et si on remplace $\text{sign } u$ par $\frac{4}{\pi} \sin(\omega t + \varphi_2)$ on a :

$$z(t) = \frac{4A_1(\omega)}{\pi} \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2).$$

Le calcul des intégrales (12), conduit comme au paragraphe 3, est alors considérablement simplifié.

La première intégrale a pour valeur $\frac{8A_1}{\pi^2}$, la deuxième

$\frac{8A_1}{3} e^{2j(\varphi_1 + \varphi_2)}$, d'où l'expression de la fonction de transfert généralisée :

$$N(\omega) = \frac{8A_1}{\pi^2} \left(1 + \frac{e^{2j(\varphi_1 + \varphi_2)}}{3} \right). \tag{14}$$

Sous la forme (14) on voit que la fonction de transfert généralisée est constituée d'un terme principal, directement lié à l'amplitude de $F_1(p)$, $(0, 8A_1)$, et d'un terme *correcteur* représenté figure 13, introduisant un léger déphasage et une correction d'amplitude. $F_2(p)$ n'intervenant que dans l'expression du déphasage, on a intérêt à le rendre égal à 1 dans un premier stade, quitte à le modifier ensuite pour des raisons bien spéciales. En particulier si on s'arrange pour que $\varphi_2 = -\varphi_1$, la fonction de transfert généralisée sera réelle (gain pur) et si on prend $F_1(p) = \frac{1}{1+Tp}$, on

aura obtenu un réseau de contrôle intégral sans déphasage.



FIG. 13. — Représentation géométrique du terme perturbateur.

5. Utilisation, choix des paramètres

5.1. LOIS DE LA FORME $W = |y| \text{sign } z$

Nous avons vu au paragraphe 3 que les organes réalisant une loi de ce type étaient susceptibles de fournir une avance de phase considérable, sans augmentation du gain dynamique, et constituaient par là même d'excellents réseaux correcteurs. Pour qu'ils soient effectivement utilisables encore faut-il pouvoir définir une procédure permettant de choisir $F_1(p)$ et $F_2(p)$ selon des critères simples. Envisageons le cas simple, déjà considéré, où :

$$W = \left| \frac{x}{1+Tp} \right| \text{sign}(x+kx'),$$

le paramètre k a pour premier effet d'accroître la phase d'un angle $\Delta\phi$ approximativement défini par :

$$\text{tg } \Delta\phi = k\omega.$$

Si on veut que l'avance de phase commence à jouer aux environs de la résonance, on est conduit à prendre k voisin de $1/\omega_r$, c'est-à-dire, en pratique :

$$0,3 < k\omega_r < 3,$$

le paramètre T s'introduit si la correction obtenue par l'avance de phase $\Delta\phi$, ne permet pas un gain assez grand pour satisfaire les performances exigées. Si on veut donc multiplier le gain par une quantité ΔK , tout en conservant les qualités déjà acquises de stabilité, il suffira de choisir :

$$T\omega_r = \omega \Delta K.$$

Des lois de ce type ont été utilisées pour stabiliser une chaîne dans laquelle l'objet à contrôler, très peu stable par lui-même, avait de plus des caractéristiques extrêmement variables. Un choix judicieux du gain et des paramètres k et T permet, si la bande passante de l'organe de puissance et de l'objet à contrôler est suffisante, d'obtenir une véritable « auto-adaptation passive ».

5.2. LOIS DE LA FORME $W = x|z|$

Ces lois se comportent (cf. paragr. 4) comme des réseaux à contrôle intégral sans déphasage. Il suffit donc de calculer approximativement le gain K à donner au système pour assurer un fonctionnement correct à la fréquence de coupure ω_r et prendre $F_1(j\omega_r) = 1/K$.

Si les paramètres du système évoluent, K est une fonction de ω , $f(\omega)$, et on choisira $|F_1(j\omega)| = 1/f(\omega)$.

6. Conclusion

Nous avons mis en évidence deux types de lois pseudo-linéaires, permettant de s'affranchir des limi-

tations imposées par la loi de Bayard-Bode :

1° Les lois du type $w = |y| \operatorname{sign} z$, qui se comportent comme des réseaux à avance de phase parfaits, c'est-à-dire susceptibles de fournir une avance de phase notable, sans augmentation du rapport d'amplitude.

2° Les lois du type $w = x|z|$ se comportant comme des réseaux à contrôle intégral sans déphasage.

Leur représentation harmonique, sous forme de fonction de transfert généralisée (ne dépendant que de la fréquence) et de diagrammes amplitude-phase, en rend l'utilisation aisée.

BIBLIOGRAPHIE

- BIGOT C. et FOSSARD A. — Auto-adaptation d'asservissements à large domaine de variation au moyen des lois de commande pseudo-linéaire. *C. R. Acad. Sc.*, t. 256 (2), pp. 1912-1915, 25 fév. 1963.
- BIGOT C. et FOSSARD A. — Compensation et auto-adaptation passive par lois pseudo-linéaires. *Automatisme*, t. VIII (5), pp. 177-183, mai 1963.
- HAMEL B., BIGOT C. et FOSSARD A. — Compensation et auto-adaptation passive par lois pseudo-linéaires. *Communication 6^e Congrès Aéronautique*, Paris, juin 1963.
- BIGOT C. et MEZQUITA A.L. — Etude d'une loi pseudo-linéaire par commande fréquentielle de gain. *Automatisme*, t. IX (7-8), pp. 288-291, Juillet-Août 1964.

ASPECT TECHNIQUE DES PROBLÈMES POSÉS PAR UNE HOMOLOGATION DE SYNCHROS FRANÇAIS SUIVANT LA NORME AMÉRICAINE MIL. S-20708 A

PAR

J. PANDELLÉ

*Chef du Service Etudes
des Composants Electromécaniques*

ET

J. MONGUILLET

*Ingénieur responsable des Etudes
Machines Tournantes*

à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil (C.S.F.)

Liminaire

Dans le cadre du programme de construction de l'engin HAWK, programme auquel participent, outre la France, l'Allemagne, l'Italie, la Belgique et la Hollande, l'emploi des composants européens est subordonné à une homologation officielle. Celle-ci est prononcée sous la surveillance :

- d'un organisme international : la S.E.T.E.L. (1),
- d'un service gouvernemental de surveillance : le S.G.S (2), pour la France,
- des responsables nationaux : les P.C.N. (3),
- des industriels, utilisateurs directs de ces composants.

L'engin étant d'origine américaine, les normes appliquées le sont également ; dans le cas des synchros, c'est la norme MIL.S.20708 A qui est imposée. Adoptée par le N.A.T.O. sur le plan de la normalisation inter-armes, elle est constamment citée par les fabricants et les utilisateurs militaires européens.

Il a paru utile de montrer, sur un exemple concret (synchros de tailles 11 et 23), à quoi conduit, dans les faits, une homologation effectuée strictement suivant cette norme, sous la surveillance du S.G.S. et des

Sociétés C.F.T.H. (P.C.N.-France) et ATLAS-WERKE (Allemagne).

1. Généralités

La complexité et le nombre important des composants utilisés dans les dispositifs électroniques modernes augmentent la fragilité des ensembles et conduisent à rechercher une sécurité d'emploi considérable pour ces composants. La notion de fiabilité, qui pénètre tous les domaines et dont l'importance va rapidement croissant*, inspire les travaux des homologations officielles. Le but essentiel des essais d'homologation est de simuler les conditions d'environnement que peut être amené à supporter le matériel et à vérifier, pour chaque composant, le comportement d'échantillonnages statistiques ainsi mis à l'épreuve.

L'application aux pays européens de normes militaires conçues pour les U.S.A. pose évidemment certains problèmes dus au fait de l'existence de normes et de standards nationaux. Bien que l'on puisse se demander dans quelle mesure la nature et le coût des essais sont toujours justifiés, on se bornera ici à exposer les aspects techniques des problèmes qui se sont posés dans le cas de l'homologation d'appareils synchros.

Le planning des essais qui ont été effectués est représenté sur la figure 1. Pour fixer les ordres de grandeur, on peut rappeler que ces essais ont duré environ quatre mois, qu'ils ont conduit à effectuer quelque 2 500 mesures, la précision de certaines d'entre elles atteignant le dix millième, et que les dépenses se sont élevées à plus de 50 000 francs. Les essais ont

(1) Société Européenne de Téléguidage.

(2) Service Gouvernemental de Surveillance, équivalent par exemple du « B.W.B. » pour l'Allemagne.

(3) Premier Contractant National.

* Voir à ce sujet *l'Onde Electrique*, n° 438 de Septembre 1963.

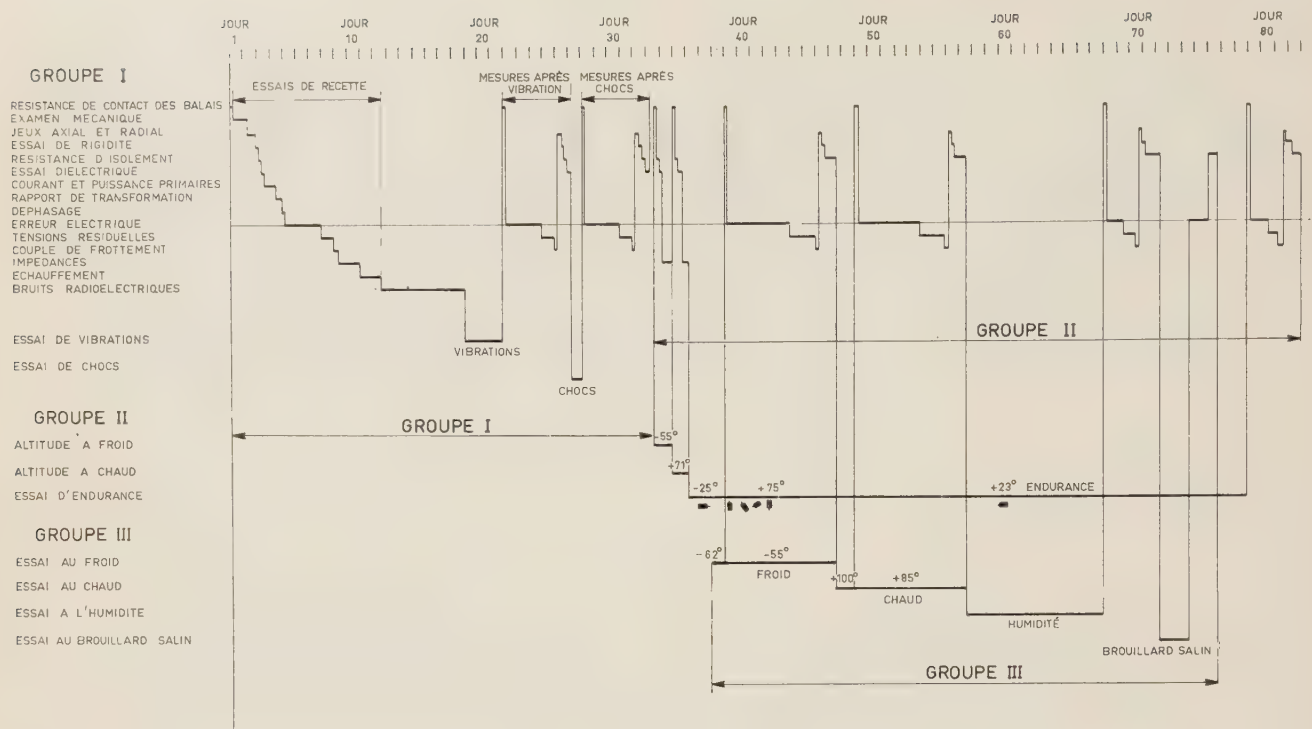


FIG. 1. — Planning des essais.

nécessité fréquemment l'emploi de moyens très particuliers qui n'ont pu être réunis que grâce à la participation de laboratoires spécialisés, tels que ceux de la Marine Nationale, pour les essais de chocs, du Laboratoire Central des Industries Electriques, pour les mesures de bruits radio, et de l'Institut Géographique National, pour l'étalonnage des bancs de positionnement angulaire.

1.1. APPAREILS C.S.F. HOMOLOGUÉS

Les synchros C.S.F. de taille 23, puis de taille 11, ont été soumis aux essais complets d'homologation définis dans la norme MIL.S.20708 A. Nous analyserons ici le cas des appareils de taille 23, celui des appareils de taille 11 étant identique. Les essais ont porté sur les types :

- 23 CX4 b : Transmetteur de synchro-détection 115 V - 400 Hz,
- 23 CDX4 b : Transmetteur différentiel de synchro-détection 115 V - 400 Hz,
- 23 CT4 b : Récepteur de synchro-détection 115 V - 400 Hz.

1.2. NORME APPLIQUÉE : la MIL.S.20708 A

C'est la plus récente et la plus complète des normes concernant les appareils synchros ; elle définit :

- des essais d'homologation (qualification tests) destinés à sélectionner les fabricants en éprouvant la

qualité de leur production. Ces essais sont effectués sur quatre appareils de chacun des types présentés, aucune défaillance n'étant tolérée.

— des essais de recette (Acceptance tests) qui garantissent le niveau de qualité des lots d'appareils livrés au client. Ces essais, non destructifs évidemment, sont effectués sur des échantillons prélevés au hasard parmi les lots de fabrication, selon une procédure statistique. Le nombre de défauts tolérés est fonction de l'importance du lot et du niveau de qualité acceptable fixé par la norme.

En cas d'échec trahissant une baisse de qualité, de nouveaux essais d'homologation peuvent être imposés au fabricant.

La norme 20708 A est divisée en quatre parties :

— 1^{re} PARTIE : *Conditions de construction des appareils*

La norme impose, d'une part, l'utilisation de certains matériaux (métaux, alliages et matières plastiques) définies par des normes « fédérales », et proscrit, d'autre part, l'emploi de certains produits pour leur inflammabilité ou leur faible résistance à l'humidité et aux moisissures, par exemple. Elle donne également des recommandations qui concernent la mise en œuvre des matériaux et les procédés de fabrication.

— 2^e PARTIE : *Définitions et conventions*

La norme précise les termes et conventions concernant les grandeurs fondamentales qui permettent de

définir les performances des appareils : zéro électrique, erreur électrique, erreur de recopie, tensions résiduelles etc. Cette partie contient également la liste des essais d'homologation et de recette ainsi que les sanctions prévues.

— 3^e PARTIE : Description des essais

Les essais à effectuer sont décrits d'une façon détaillée de manière à assurer leur reproductibilité et faciliter la comparaison des résultats de mesures.

— 4^e PARTIE : Feuilles particulières

Ces feuilles, au nombre d'une centaine, définissent dans le détail les caractéristiques particulières de tous les synchros normalisés, qui se différencient entre eux :

- par leur taille : 08 - 11 - 15 - 18 - 23 et 31,
- par leur fonction : transmetteur, transmetteur-différentiel et récepteur de téléaffichage et de synchro-détection,
- par leur tension d'alimentation (115 ou 26 V) et leur fréquence d'emploi (60 ou 400 Hz).

1.3. NORMES D'ESSAIS PARTICULIÈRES

La norme MIL.S.20708 A renvoie, pour certaines mesures et pour les essais d'environnement, à des normes spécialisées qui sont d'un emploi courant aux U.S.A. :

— Essais de vibrations, de résistance à l'humidité et au brouillard salin : MIL.STD.202 B,

— Essais de chocs : MIL.S.901 A (cette norme définit essentiellement la machine d'essai. La machine Alpha du Service Technique de la Marine Nationale en est l'équivalent français).

— Bruits radio-électriques : MIL.I.16910 A (pour la mesure des perturbations radio-électriques dans la plage de 0,15 à 1 000 MHz),

— Procédure d'échantillonnage : MIL.STD.105 B (dont l'équivalent français est la norme C.C.T.U. 01.02).

Tous ces documents renvoient eux-mêmes à une liste impressionnante de normes et recommandations souvent difficiles à interpréter et qui exigent un énorme travail d'analyse. Il est important de souligner qu'il ne peut être question d'appliquer toutes ces normes à la lettre dans les pays européens qui disposent de sources d'approvisionnement et de normes nationales. Des analogies doivent être recherchées entre normes américaines et européennes, et c'est dans cet esprit que les Etats membres du N.A.T.O. ont recommandé l'emploi de la norme MIL.S.20708 A.

2. Conditions d'exécution des essais d'homologation

2.1. PRÉPARATION DE L'HOMOLOGATION

Les opérations de l'homologation doivent être précédées d'une préparation minutieuse concernant les équipements d'essais et de mesure. Le planning prévu pour les essais est soumis à l'approbation des contrôleurs, qui s'assurent que les équipements proposés conviennent en quantité et en qualité aux tra-

vaux à effectuer et qui vérifient les dates et documents d'étalonnage ; ils peuvent exiger une reprise d'étalonnage en leur présence. Au cours des essais, de nouveaux étalonnages peuvent être demandés dans le cas d'un résultat de mesure douteux ou à la limite d'une tolérance.

2.2. EQUIPEMENT D'ESSAI

2.2.1. Généralités

Les appareils de mesure et équipements d'essais utilisés pour l'homologation sont très divers. On peut toutefois les classer de la façon suivante :

— les appareils de mesure électrique courants : voltmètres, ampèremètres, wattmètres etc. dont la classe de précision est de l'ordre de 1 %,

— les appareils électriques spéciaux et particulièrement adaptés aux mesures précises exigées pour le contrôle des synchros : voltmètres discriminateurs de phase à grande sensibilité, autotransformateurs potentiométriques précis à 10^{-5} près, potentiomètres résistifs en delta, précis à 10^{-4} près, etc. Ces appareils sont décrits plus en détail au paragraphe 2.2.2. concernant la mesure de l'erreur électrique.

— les appareils de mesure mécanique courants : calibres, comparateurs, machines de contrôle des engrenages, etc.,

— les appareils de mesure mécaniques spéciaux : il s'agit essentiellement de bancs de positionnement angulaire fabriqués par la C.S.F., pour le contrôle des synchros et des resolvers et dont la précision est supérieure à 15 secondes d'arc. La description de ces bancs est reprise au paragraphe 2.2.2.

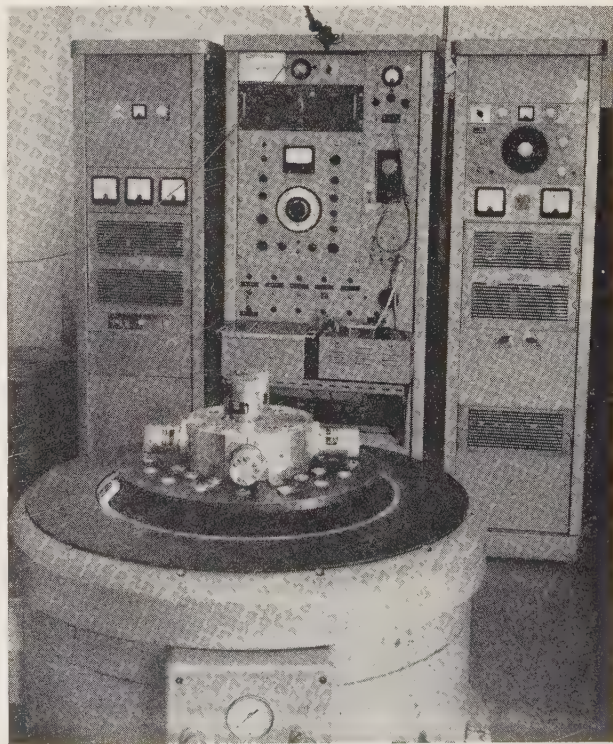


FIG. 2. — Equipement d'essais de vibrations.

— les équipements d'essais d'environnement, parmi lesquels on peut citer :

- un équipement BRYAN SAVAGE pour les essais de vibration (fig. 2),
- la machine ALPHA de la Marine Nationale pour les essais de chocs (fig. 3),
- une enceinte SAPRATIN pour les essais de froid et de chaleur sèche,
- une enceinte SAPRATIN programmée pour les essais de chaleur humide,
- une cloche à vide pour les essais fictifs en altitude,
- un équipement ROVAC d'essais de brouillard salin.

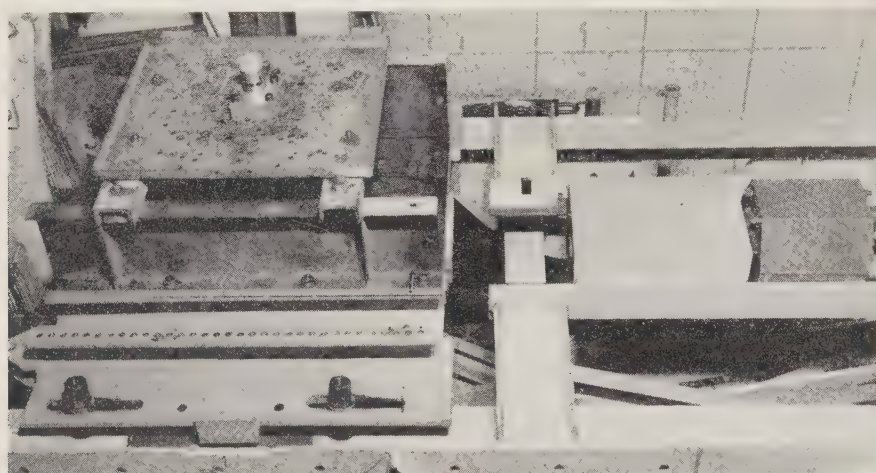


FIG. 3. — Machine Alpha de la Marine Nationale.

2.2.2. Équipement de mesure de l'erreur électrique (fig. 5)

Il est souhaitable de donner maintenant quelques précisions sur l'équipement très particulier utilisé pour la mesure de l'erreur électrique.

a) Principe

On sait qu'une liaison synchro sert à transmettre une information de position mécanique « α » par trois fils entre lesquels apparaissent trois tensions alternatives dont les amplitudes suivent les lois théoriques :

$$E(S_3 S_1) = N E(R_1 R_2) \sin \alpha$$

$$E(S_2 S_3) = N E(R_1 R_2) \sin (\alpha + 120^\circ)$$

$$E(S_1 S_2) = N E(R_1 R_2) \sin (\alpha + 240^\circ)$$

N étant le rapport de transformation au couplage maximal, entre la tension d'alimentation $E(R_1 R_2)$ et l'une des tensions induites $E(S_x S_y)$.

Du fait des imperfections des appareils, les trois tensions induites ne suivent pas rigoureusement la loi théorique précédente, mais, leur somme étant nulle, le rapport de deux d'entre elles permet de définir un « angle électrique » θ qui est l'information angulaire réelle transmise sous forme électrique ; l'écart $\alpha - \theta$ représente l'erreur électrique de l'appareil.

Le rapport des tensions minimale et maximale induites aux bornes S_1, S_2, S_3 du synchro est déterminé par une méthode potentiométrique suivant le schéma de mesure représenté sur la figure 4. Le rapport R correspondant à un angle électrique θ est affiché sur le potentiomètre du pont en delta et le rotor du synchro est calé à l'angle α déterminant l'équilibre du pont ; entre 0 et 60°, l'équilibre du pont correspond à l'équation :

$$E(S_3 S_1) + R E(S_1 S_2) = 0.$$

Le potentiomètre est divisé de trois en trois degrés de 0° à 60° ; six commutations successives permettent de couvrir 360°. Au voisinage de l'équilibre, la tension mesurée n'est que de quelques dizaines de millivolts et sa phase tourne rapidement ; il est donc indispen-

sable, pour améliorer la précision de la mesure, de disposer d'un voltmètre de zéro ne tenant compte que de la composante fondamentale en phase avec les tensions maximales induites.

La précision de la mesure dépend de la précision du potentiomètre qui détermine R , de la précision de positionnement angulaire α et de la sensibilité du voltmètre discriminateur de phase.

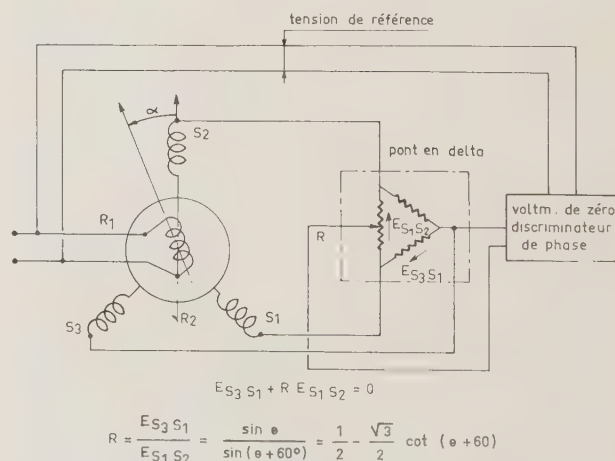


FIG. 4. — Principe de la mesure de l'erreur électrique.

b) Banc de positionnement angulaire

Ce banc doit, suivant la norme, caler le rotor de l'appareil à ± 15 secondes d'arc près. Il est représenté sur les figures 5 et 5 bis ; l'angle de rotation est mesuré sur une rose en verre, graduée par l'Institut National Géographique avec une précision de 3 secondes d'arc ; la lecture est faite à l'aide d'un microscope et d'un réticule mobile commandé par un tambour gradué de 2 en 2 secondes. La précision de mesure de l'ensemble est supérieure à 5 secondes. Le rotor du synchro

est accouplé rigidement à l'arbre qui supporte la rose par un dispositif à pince et le corps de l'appareil est, soit bridé légèrement sur une pièce solidaire du bâti, soit flottant et immobilisé en rotation par un dispositif à fourchette ; l'une ou l'autre de ces méthodes est utilisée selon la taille du synchro et la précision de positionnement souhaitée. En effet, l'erreur supplémentaire due à l'accouplement peut atteindre plusieurs dizaines de secondes avec la première méthode et ne pas dépasser quelques secondes avec la deuxième méthode.

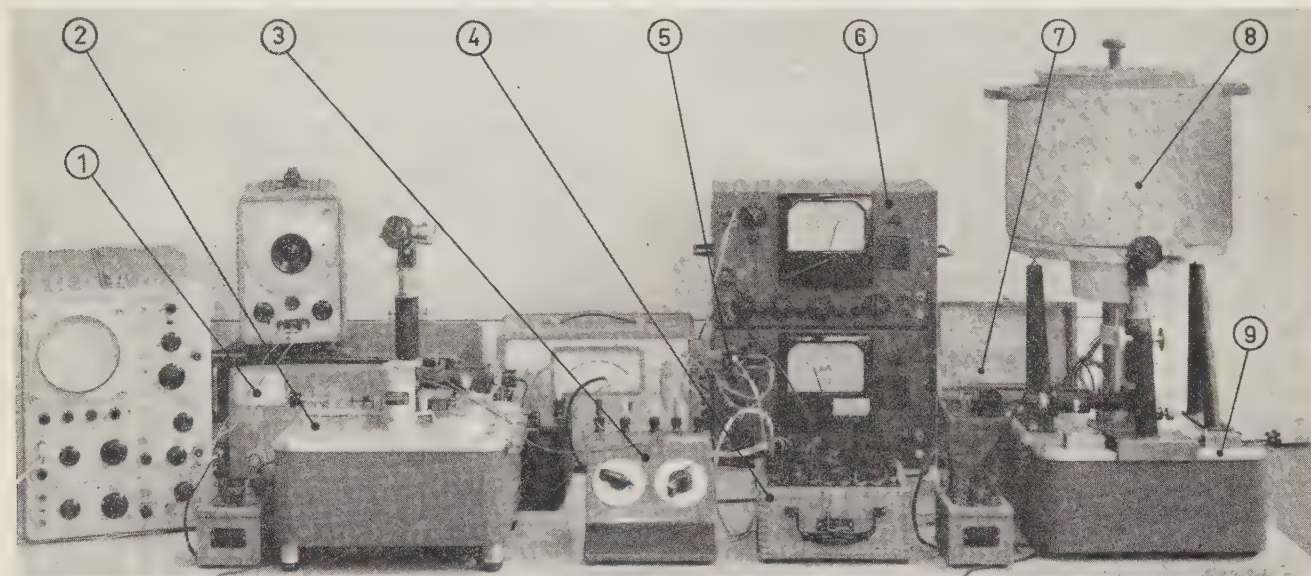


FIG. 5. — 1 : Alimentation de la chaîne de synchro-détection. 2 : Banc de positionnement angulaire du transmetteur. 3 : Pont en delta. 4 : Voltmètre discriminateur de phase pour le réglage du transmetteur. 5 : Thermocouple pour le contrôle de la température dans l'enceinte. 6 : Banc de positionnement angulaire du synchro-déteur. 7 : Enceinte thermique calorifugée contenant le synchro-déteur. 8 : Pont de Wheastone pour le contrôle de la température des bobinages. 9 : Voltmètre discriminateur de phase pour le réglage du synchro-déteur.

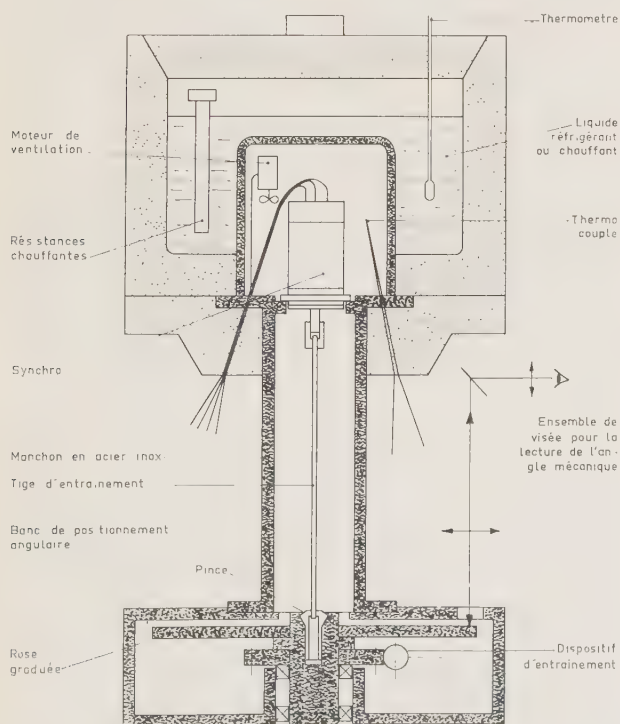


FIG. 5 bis. — Montage de mesure de l'erreur électrique aux températures extrêmes.

c) Pont en delta

Ce pont est constitué par deux résistances fixes et un potentiomètre non inductifs de 10 000 ohms chacun. Pour ne pas déséquilibrer les trois tensions induites, ces résistances doivent être égales à 0,01 % près. Enfin, le potentiomètre doit définir le rapport R à 0,005 % près.

Le pont utilisé a été construit par la C.S.F. il y a une dizaine d'années ; son étalonnage a été vérifié par deux méthodes différentes :

— la première méthode de vérification reposait sur un calcul statistique original, inspiré par le fait que le pont ne permet un contrôle que sur 60° et qu'il doit être commuté six fois pendant la mesure ; des corrélations, établies entre les résultats de mesures d'un certain nombre de synchros, permettent donc de chiffrer l'erreur probable introduite en chaque point par le pont ; on a ainsi abouti à chiffrer l'erreur maximale à 16 secondes d'arc avec une limite de confiance à 80 %.

— la seconde méthode a consisté à faire procéder à un étalonnage du pont au L.C.I.E. (Laboratoire Central des Industries Electriques) ; le résultat de cet étalonnage a confirmé celui de la première méthode : les erreurs de division du pont étaient d'environ $0,3 \cdot 10^{-4}$ sauf une atteignant $1,7 \cdot 10^{-4}$ qui a été corrigée par étalonnage.

d) Voltmètre discriminateur

Le voltmètre de zéro est un voltmètre sensible associé à un discriminateur de phase. La norme impose les caractéristiques suivantes :

— Sensibilité permettant d'apprécier un déplacement de 12 secondes ou 5 mV pour les synchros ayant 90 volts de tension induite maximale,

— Impédance d'entrée supérieure à 500 000 ohms,

— Réjection des tensions en quadrature et des tensions harmoniques : la mesure d'une tension « en phase » de 5 mV ne doit pas varier de plus de la même valeur lorsqu'on injecte simultanément un signal en quadrature de 180 mV et une tension harmonique de 900 mV.

2.3. ANALYSE DES ESSAIS D'HOMOLOGATION

Les essais sont divisés en trois groupes :

— les essais du Groupe I, effectués sur quatre synchros de chaque type, représentant, à part les essais de chocs et de vibrations, des contrôles mécaniques et électriques relativement rapides, qui ne provoquent aucune usure des appareils et qui sont répétés dans les essais de recette du matériel de série,

— les essais des Groupes II et III, effectués chacun sur la moitié des synchros précédents et comportant des essais de longue durée pouvant provoquer une usure non négligeable des appareils.

La figure 1 représente l'ordre chronologique de ces trois groupes d'essais. Certaines mesures sont reprises pendant ou après les essais d'environnement ; l'erreur électrique, par exemple, est contrôlée trois fois au Groupe I, une fois au Groupe II et quatre fois au Groupe III.

2.3.1. Essais du Groupe I

a) Variation de la résistance de contact des balais

C'est le premier des essais d'homologation : il consiste à mesurer au pont la variation de résistance de contact des balais en courant continu, le rotor tournant à moins de un tour par minute. La variation de résistance doit être inférieure à 0,5 ohm.

Cette mesure, qui ne présente aucune difficulté, s'effectue également après les essais d'environnement ; elle sanctionne la qualité électrique et la résistance mécanique des balais. Cet essai, en apparence secondaire, éprouve la partie la plus fragile des synchros et est, de ce fait, très important.

b) Examen visuel et inspection mécanique

Cet examen porte sur les dimensions et l'aspect extérieurs des appareils. L'examen dimensionnel fait appel à des méthodes courantes de métrologie et ne présente aucune particularité si ce n'est le nombre important de cotes à vérifier (une quarantaine par synchro) et la précision de certaines d'entre elles,

c) Essai de haute tension (rigidité diélectrique)

L'essai à 900 volts efficaces, 50 Hz, entre bobines et masse, est effectué à l'ambiance, à -55°C , à $+85^{\circ}\text{C}$ et après les essais d'environnement.

d) Mesure de la résistance d'isolement

Cette mesure, exécutée aussitôt après l'essai de rigidité diélectrique, permet de vérifier que, sous 500 volts continus, la résistance d'isolement entre bobinages et masse est supérieure à :

— 50 mégohms après les essais d'environnement et à -55°C ,

— 10 mégohms à $+85^{\circ}\text{C}$,

— 25 mégohms après les dix jours d'essai de chaleur humide.

e) Essai diélectrique (surtension et détection des spires en court-circuit)

L'essai diélectrique consiste à appliquer une tension double de la tension nominale à une fréquence de 800 à 8 000 Hz, pendant une minute, aux bornes des bobinages rotor, puis stator. Il a pour but de provoquer éventuellement un claquage latent entre les spires d'un bobinage dont l'isolation des fils se serait détériorée au cours des opérations de fabrication ou des essais d'environnement. Les courts-circuits éventuels sont alors détectés dans les conditions d'alimentation précédentes et en faisant tourner les bobinages rotor et stator l'un par rapport à l'autre, soit en observant les variations du courant consommé, soit en recherchant les positions d'équilibres préférentielles provoquées par les courants de court-circuit.

L'efficacité réelle de ces méthodes est douteuse. D'ailleurs, la recherche des spires en court-circuit paraît inutile, car elles se manifesteraient par l'apparition d'une erreur électrique et de tensions résiduelles très importantes.

f) Mesure du courant et de la puissance consommés

Les grandeurs à mesurer sont en général faibles et les déphasages élevés ; la précision de ces mesures ne dépend que du type d'appareil utilisé. Les appareils électrodynamiques à galvanomètres, que l'on trouve maintenant sur le marché, sont bien adaptés à ces mesures.

g) Mesure du rapport de transformation

La mesure du rapport de transformation entre la tension d'alimentation et la tension maximale induite s'effectue à vide et dans les conditions normales d'alimentation ; elle doit avoir une précision supérieure à 2 ‰. Deux méthodes sont utilisées pour cela à la C.S.F. :

— la première est une méthode d'opposition dont le principe est rappelé sur le schéma de la figure 6 : la tension induite en $S_1 S_3$ est opposée et comparée à une tension convenablement déphasée par un circuit RC, et réglée en amplitude par un autotransformateur à décades de grande précision. La tension différentielle est mesurée par un voltmètre sensible à travers un

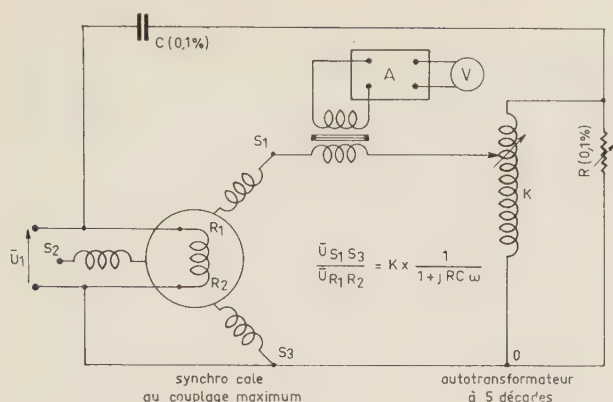


FIG. 6. — Schéma de la mesure du rapport de transformation.

transformateur d'isolement suivi d'un filtre et, éventuellement, d'un amplificateur. La précision de la mesure dépend essentiellement de celle des éléments R , C et de la fréquence d'alimentation ; dans le cas de la mesure du rapport de transformation des résolveurs dont le déphasage ne dépasse pas une dizaine de degrés, cette précision peut atteindre 10^{-4} . Elle est surabondante dans le cas des synchros où la tolérance est de $\pm 2\%$.

— la seconde méthode consiste à mesurer successivement les tensions d'alimentation et induite à l'aide d'un voltmètre de précision 10^{-3} , sensible aux valeurs efficaces et à forte impédance d'entrée. Elle est évidemment beaucoup plus pratique que la précédente.

Pour les appareils à fort déphasage, les conditions thermiques influent beaucoup sur la valeur du rapport de transformation. Aussi la norme définit-elle les conditions thermiques dans lesquelles doit s'effectuer la mesure pour que les résultats en soient significatifs.

h) Déphasage de la tension induite

Le déphasage entre la tension induite maximale et la tension d'alimentation peut être mesuré en même temps que le rapport de transformation et à l'aide de la première méthode indiquée au paragraphe précédent. Il peut être également déterminé par une mesure directe au phasemètre ou à l'oscilloscope. La norme ne fixe pas les limites du déphasage, mais en indique l'ordre de grandeur ; la mesure doit être faite avec une précision de 1 degré. Il faut noter que le déphasage peut être calculé à partir des mesures de la résistance de l'inducteur, du courant et de la puissance consommés.

i) Mesure de l'erreur électrique

La performance fondamentale d'un synchro est sa précision électrique. Cette précision a une valeur maximale fixée par la norme à 6, 7 ou 8 minutes selon le type du synchro. On a vu, au paragraphe 2.2.2., que l'erreur électrique est l'écart entre le calage angulaire réel du rotor et l'angle théorique défini par les tensions apparaissant aux bornes du bobinage triphasé de l'appareil. On a vu également l'équipement nécessaire et la méthode utilisée pour la mesure de l'erreur électrique. Cette méthode aboutit à une précision de mesure d'environ 20 secondes d'arc.

Chaque synchro doit être contrôlé de 5 en 5 degrés au moins ; le pont en delta utilisé était prévu pour effectuer des mesures tous les 3 degrés, soit 120 mesures par synchro. Etant donné que l'homologation portait sur 12 synchros, dont 4 étaient des différentiels, nécessitant deux courbes d'erreurs, et que l'erreur devait être mesurée initialement et après tous les essais d'environnement, cette méthode aurait conduit à effectuer 10 560 mesures de précision.

Fort heureusement, la norme prévoit une seconde méthode de mesure de la précision électrique, applicable, en principe, aux essais de recette. Cette seconde méthode consiste à réaliser une liaison de synchro-détection dans laquelle le synchro à contrôler est accouplé mécaniquement et relié électriquement à un synchro étalon. Si l'erreur de l'étalon est négligeable (des étalons de tailles 23 et 31 sont maintenant couramment réalisés avec des erreurs inférieures à une minute), la tension de sortie de la liaison est sensiblement proportionnelle à l'erreur électrique du synchro contrôlé. La précision de cette méthode est de l'ordre de la minute. Elle présente, sur la précédente, l'avantage de fournir, sous la forme d'un enregistrement, une courbe continue de l'erreur électrique en fonction de la position angulaire. Comme, dans la plupart des cas rencontrés au cours de l'homologation, l'erreur maximale des appareils était très inférieure à la limite de la norme, les Contrôleurs ont admis de l'utiliser dans certains cas pour alléger le programme de mesures.

— Mesure de l'erreur électrique aux températures extrêmes

La mesure de l'erreur électrique, déjà délicate à la température ambiante, exige un montage très particulier pour pouvoir être effectuée aux températures extrêmes de -55 et $+85$ °C. Ce montage est représenté sur les figures 5 et 5 bis.

Le principe de la méthode de mesure reste celui de la méthode potentiométrique précédente. Le montage mécanique comporte, en plus, un dispositif permettant de porter le corps du synchro à -55 ou $+85$ °C. On utilise pour cela une enceinte thermique calorifugée, représentée en coupe sur la figure 5 bis. La présence de cette enceinte et la nécessité d'assurer un certain isolement thermique du synchro conduisent à éloigner l'appareil du banc de positionnement en le montant à l'extrémité d'un manchon en acier inoxydable.

La stabilisation de la température est obtenue :

— à froid, à l'aide d'un bain liquide réfrigérant, constitué par un mélange à phases liquide et solide de trichloréthylène refroidi par de l'azote liquide. La température de ce bain est de -75 °C, ce qui permet, compte tenu des apports calorifiques du synchro, d'un moteur de ventilation et des déperditions, de stabiliser la température de l'enceinte contenant le corps de l'appareil à -55 ± 2 °C.

— à chaud, à l'aide d'un bain d'huile chauffé par thermostat à 92 ± 2 °C. Dans ces conditions, on arrive facilement, en réglant la ventilation, à obtenir une température de 85 ± 2 °C autour du corps du synchro.

j) Mesure des tensions résiduelles

La norme prévoit que les tensions résiduelles doivent être mesurées pour six positions relatives des bobinages inducteur et induit de chaque appareil. Ces tensions résiduelles étant très riches en harmoniques, la norme définit des tolérances différentes pour la valeur de leur composante à la fréquence fondamentale et pour la valeur des tensions moyennes totales.

Deux méthodes sont employées pour la mesure de ces tensions résiduelles :

— la première utilise, pour la mesure de la composante fondamentale, le voltmètre discriminateur déjà mentionné pour les mesures d'erreur électrique, et un voltmètre à lampes pour la mesure de la tension résiduelle totale,

— la deuxième utilise, pour la mesure de la composante fondamentale, un filtre éliminant les harmoniques, associé à un voltmètre à lampes.

k) Mesure du couple de frottement

Le couple nécessaire au mouvement du rotor des appareils est déterminé en montant sur leur axe un disque muni d'un balourd étalonné et en entraînant leur stator à une vitesse de 4 à 6 tours par minute.

Le balourd est calculé pour que le disque soit entraîné en rotation si le couple de frottement de l'appareil dépasse la limite de la norme. Cet essai se pratique après la majorité des essais d'environnement et, en particulier, aux températures extrêmes ; c'est en effet à -55°C que cette condition est la plus difficile à remplir.

l) Mesure de l'échauffement des bobinages

L'échauffement des bobinages doit être déterminé dans les conditions d'alimentation et de dissipation indiquées par la norme : le synchro est fixé sur un support métallique standard et placé dans une enceinte de volume imposé. L'appareil est stabilisé en température lorsque, par convention, sa résistance ohmique ne varie pas de plus de 1 % en 15 minutes. L'échauffement des bobinages est déterminé par la variation de leur résistance qui doit donc être mesurée avec une grande précision. Dans la plupart des cas, l'échauffement n'étant que de quelques degrés, la précision de la mesure est extrêmement médiocre.

La mesure de l'échauffement des bobinages s'effectue également au cours des essais en altitude fictive, froide et chaude.

m) Mesure des perturbations radioélectriques

Du fait de la présence des contacts frottants entre bagues et balais, les synchros sont des générateurs de bruits radioélectriques, soit par conduction dans leur réseau d'alimentation, soit par rayonnement.

La mesure des perturbations radioélectriques doit être effectuée dans les conditions de la norme MIL-I. 16910 A, qui est une norme très générale, applicable aux équipements électriques et électroniques montés sur les engins militaires.

Les tensions de bruit induites dans la ligne d'alimentation sont limitées de 5 à 10 μV selon la fré-

quence. Le champ rayonné dans le voisinage de l'appareil est limité à 2,5 $\mu\text{V/m}$ de 0,15 à 65 MHz et à 5 $\mu\text{V/m}$ de 65 à 150 MHz.

Les méthodes et équipements de mesure sont minutieusement décrits par la norme. Les mesures de l'homologation ont été confiées au L.C.I.E. ; les appareils de mesure mentionnés dans la norme américaine sont d'un modèle ancien et le L.C.I.E. a dû utiliser des instruments équivalents plus modernes. Comme les mesures de bruit dépendent essentiellement du type d'appareil utilisé, il a été décidé d'opérer par comparaison entre les synchros proposés et des synchros d'origine américaine déjà homologués. Le procès-verbal du L.C.I.E. fait apparaître des résultats équivalents sur les deux types d'appareils, malgré les différences dans les matériaux de contacts utilisés.

n) Essai de vibrations

C'est le premier essai d'environnement prévu par la norme et c'est celui qui paraît le plus sévère. Il correspond à la méthode 204 — condition B de la MIL.STD.202 B :

— Le synchro doit être monté l'axe horizontal et soumis à des vibrations linéaires suivant trois directions tri-rectangles. Dans chaque direction, on effectue douze cycles de 10 à 2 000 Hz, d'une période de 20 minutes et suivant un balayage logarithmique en fréquence. De 20 à 70 Hz, l'amplitude est constante et de 1,5 mm crête à crête. De 70 à 2 000 Hz, l'accélération est constante et égale à 15 g. Pendant l'essai le rotor de l'appareil est muni d'un disque d'aluminium représentant la masse de la pièce qui servira à son accouplement.

Les essais ont été effectués à l'aide d'un équipement BRYAN SAVAGE (fig. 2) ayant une poussée maximale de 700 kg et une table horizontale non orientable. De ce fait, les vibrations de direction parallèle à l'axe ont été appliquées verticalement ; les Contrôleurs ont accepté cette dérogation par rapport aux conditions prévues dans la norme.

Les difficultés que l'on rencontre dans ce genre d'essai et dans cette gamme de fréquence se sont évidemment présentées :

— On a d'abord décelé d'importantes accélérations transverses dues au déséquilibre des masses en mouvement et à un défaut d'excitation ; ces accélérations ont varié entre 20 et 120 % de l'accélération principale suivant la fréquence de l'endroit où la mesure était faite.

— On a également noté une distorsion non négligeable du signal d'excitation à certaines fréquences.

— Enfin, le dispositif de fixation des synchros sur la table du pot vibrant a dû être plusieurs fois retouché pour augmenter sa rigidité et éviter des résonances parasites. Toutefois, le corps des synchros a une flexibilité non négligeable ; il représente une poutre encastree dont l'extrémité libre fléchit et entre en résonance vers 1 000 Hz, en entraînant une majoration de l'accélération de la table, pouvant atteindre le rapport 10.

L'essai de vibrations, même exécuté avec le maximum de précautions, est extrêmement sévère et ne peut être réalisé que très difficilement dans les conditions exactes de la norme.

A la suite de cet essai, les appareils subissent à nouveau les essais suivants :

— Mesure de la résistance de contact des balais : les vibrations importantes provoquent une usure des balais et une modification de la résistance de contact qui reste toutefois très inférieure à 0,5 ohm.

— Contrôle des jeux axial et radial de l'arbre : les vibrations peuvent provoquer un matage des pièces et une augmentation de ces jeux qu'on peut supposer d'autant plus grande que le jeu initial l'est également. En fait, les variations constatées furent aléatoires.

— Essais de haute tension, de résistance d'isolement et essai diélectrique : ils ont pour but de s'assurer que les bobinages n'ont pas souffert pendant l'essai de vibrations.

— Mesures de l'erreur électrique et des tensions résiduelles : elles ont pour but de s'assurer qu'aucune déformation du circuit magnétique et qu'aucun déplacement des organes de l'appareil ne se sont produits pendant l'essai de vibrations.

— Mesure du couple de frottement : il a pour but de s'assurer que les vibrations n'ont pas provoqué une usure ou un matage des roulements à billes.

Malgré de très légères modifications d'aspect et des performances électriques, tous les synchros présentés ont satisfait à ces essais et aux essais ultérieurs.

o) Essai de chocs

L'essai de chocs suit l'essai de vibrations. Entre ces deux essais, considérés jadis comme destructifs, et jusqu'à la fin de l'homologation, les synchros ne sont jamais démontés ou retouchés.

On a déjà vu que l'essai de chocs défini par la MIL.S.901 A a été effectué sur la machine Alpha de la Marine Nationale (fig. 3) qui correspond sensiblement à la machine décrite par la norme américaine ; cette condition de similitude est importante car les chocs ne sont définis que par la hauteur de chute et la masse d'un mouton tombant sur un panneau monté élastiquement. Les chocs transmis au synchro sont ainsi amortis et déformés et il est impossible de définir la loi de l'amplitude en fonction du temps des accélérations correspondantes.

L'essai s'effectue dans les conditions suivantes :

— Le synchro est fixé rigidement sur le panneau de la machine et son arbre est chargé par un disque comme pour l'essai de vibrations.

— Le synchro est alimenté au rotor et au stator, le rotor étant positionné électriquement au voisinage du zéro électrique.

— Le synchro est soumis successivement à trois chocs de direction principale parallèle à l'axe et à trois chocs de direction principale perpendiculaire à l'axe. L'énergie des chocs est de $270 \text{ kg} \times \text{m}$ (180 kg tombant d'une hauteur de 1,50 m).

Les chocs de direction parallèle à l'axe (horizontale) sont obtenus par la percussion d'un mouton animé d'un mouvement pendulaire. Les chocs de direction perpendiculaire à l'axe sont obtenus par la chute verticale d'un poids guidé par des glissières.

Des mesures d'accélération ont déjà été faites sur cette machine, mais elles sont tellement difficiles et imprécises qu'il est risqué d'avancer des chiffres ; l'accélération de crête que subit l'appareil est de plusieurs centaines de g, mais sa durée dépend essentiellement du montage effectué. On ne doit donc interpréter les résultats de cet essai qu'en fonction de ceux d'autres essais effectués sur la même machine.

Après l'essai de chocs, les mesures électriques déjà effectuées après l'essai de vibrations sont répétées. La seule modification sensible relevée sur les appareils a été une diminution des tensions résiduelles.

2.3.2. Essais du Groupe II

A la fin des essais du Groupe I, les synchros sont divisés en deux lots de composition identique et soumis par moitié aux essais des Groupes II et III.

a) Essai d'altitude et de froid

Cet essai simule un fonctionnement à une altitude de 30 km (correspondant à une pression de 8 mmHg) et est effectué à $-55 \pm 2 \text{ }^{\circ}\text{C}$. On utilise pour cela un caisson contenant une cloche à vide. Lorsque la température est atteinte, le vide est établi et les appareils sont alors alimentés sous leur tension nominale. Dans ces conditions, on effectue la mesure de la résistance de contact des balais, la mesure de la résistance d'isolement et la mesure de l'échauffement des bobinages.

b) Essai d'altitude et de chaleur

Cet essai s'effectue dans les mêmes conditions que précédemment, mais dans une étuve dont la température est portée à $+71 \pm 2 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

On a noté, au cours des essais en dépression, à froid et à chaud, que l'échauffement des bobinages n'était pas très différent de celui mesuré à la pression normale. Cela semble dû à la petitesse des échauffements mesurés et à l'action prépondérante des phénomènes de conduction.

c) Essai d'endurance

Cet essai, qui dure 50 jours, est le plus long de ceux de l'homologation. Il est effectué dans les conditions suivantes :

— alimentation des appareils à tension et fréquence nominales,

— entraînement des appareils à 1150 tr/mn,

— positions, températures et durées :

64 h à $-25 \text{ }^{\circ}\text{C}$, axe horizontal,

24 h à $+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$, axe vertical vers le haut,

24 h à $+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$, axe à 45° vers le haut,

24 h à $+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$, axe à 45° vers le bas,

24 h à $+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$, axe vertical vers le bas.

1040 h à +23 °C, axe horizontal.
Durée totale de l'essai : 1 200 h.

Après l'essai d'endurance, on effectue les mesures de résistance de contact des balais, d'erreur électrique, de tensions résiduelles, de couple de frottement et de jeux radial et axial.

Les variations les plus importantes constatées furent :

— celle des résistances de contact des balais : l'usure des balais, qui parcourent plus de 1 500 km pendant cet essai, se traduit par une légère réduction de leur pression et par l'accumulation de poussières métalliques sur les bagues et dans le voisinage du collecteur,

— celle des couples de frottement : le lubrifiant des roulements à billes se détériore par oxydation et pollution au cours de l'essai.

Ces variations sont restées cependant à l'intérieur des tolérances prévues par la norme.

2.3.3. Essais du Groupe III

a) Essais au froid

Les synchros stockés pendant 24 heures à -62 °C sont ramenés à -55 °C et subissent les essais suivants :

- mesure de la résistance de contact des balais,
- essais de haute tension, résistance d'isolement et essai diélectrique,
- mesure de l'erreur électrique et des tensions résiduelles,
- mesure du couple de frottement.

Ces mesures ont été effectuées en enceinte climatique, sauf les mesures d'erreur électrique et de tensions résiduelles qui, pour des raisons pratiques, ont été effectuées avec le montage spécial décrit au paragraphe 2.3.1.i).

On a pu constater que l'erreur électrique augmente légèrement à froid, du fait des dilatations différentielles entre le corps et le circuit magnétique. Cependant, la seule caractéristique qui est sortie des tolérances au cours de cet essai a été le couple de frottement des appareils qui, pour certains, a dépassé de 20 % la limite imposée. Ce défaut n'avait pas été constaté antérieurement sur des appareils qui n'avaient pas subi tous les essais préalables de l'homologation. Il est possible que les essais précédents aient diminué la fluidité du lubrifiant des roulements à billes.

Des synchros d'origine américaine ayant montré des couples de frottement à froid également hors tolérances, une dérogation a pu être obtenue à ce sujet.

On peut souligner, à cette occasion, la nécessité de respecter scrupuleusement l'ordre des essais défini par la norme si l'on veut que leurs résultats soient vraiment significatifs.

b) Essais à la chaleur

Ces essais sont analogues à ceux effectués à froid, la température de stockage étant de 100 °C et la

température d'essai de +85 °C. Aucune difficulté particulière n'a été enregistrée au cours de ces essais.

c) Essai d'humidité (essai cyclique combiné)

Cet essai sévère correspond à la méthode 106 de la MIL.STD. 202 B. Il a pour but de vérifier, d'une manière accélérée, la résistance des appareils à la corrosion (chaleur humide), au ruissellement par condensation, au givre et aux vibrations à froid, qu'ils soient électriquement alimentés ou non.

Pour cela, l'essai comporte 10 cycles de 24 heures dont les phases sont représentées sur la figure 7.

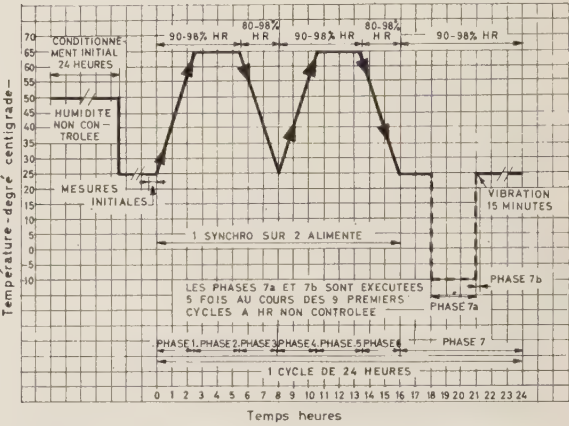


FIG. 7. — Phases d'un cycle de l'essai d'humidité.

Le passage à -10 °C pendant 3 heures assure la formation de givre à l'intérieur du synchro et notamment dans les roulements et entre les fils de bobinage si ceux-ci sont mal imprégnés. Les vibrations qui lui succèdent ne peuvent qu'accélérer les dégradations causées par la glace.

Après les dix cycles, les synchros sont stockés pendant 24 heures à la température ambiante et dans une humidité relative de 50 %, puis soumis aux essais suivants :

- mesure de la résistance de contact des balais,
- essais de haute tension, de résistance d'isolement et essai diélectrique,
- mesure de l'erreur électrique,
- mesure du couple de frottement.

La mesure de la résistance d'isolement est l'essai le plus critique ; la valeur de l'humidité relative pendant la période de stockage de 24 heures est extrêmement importante dans l'interprétation des résultats.

d) Essai au brouillard salin

Cet essai prévu par la norme générale n'est pas applicable aux appareils de tailles 11 et 23, mais il a été demandé par le client. Il est conforme à la méthode 101 A — condition B, de la MIL.STD.202 B.

Les appareils sont exposés pendant 48 heures à un brouillard répondant aux conditions suivantes :

- température : 35 ± 1,5 °C,

— concentration de la solution en chlorure de sodium : 5 %.

— pH de la solution : 6,5 à 7,2.

— densité : chute de 0,5 à 3 cm³ de solution, par heure et sur une surface de 80 cm².

Après l'essai, les appareils sont lavés à l'eau, puis soumis à l'essai diélectrique et à la mesure de l'erreur électrique.

3. Essais de recette

L'esprit des essais de recette est évidemment très différent de celui des essais d'homologation. Ces derniers sont en effet destructifs et ne tolèrent aucun défaut, alors que les essais de recette ne comportent que des essais mécaniques et électriques indispensables et non destructifs, et qu'ils tolèrent un faible pourcentage de défauts.

Les essais de recette correspondent à un contrôle statistique, c'est-à-dire qu'ils ne s'appliquent que sur un échantillonnage prélevé sur le lot de fabrication et dont l'importance est définie suivant les règles statistiques du contrôle aux attributs. La norme renvoie, pour cela, aux tableaux d'échantillonnage de la MIL.STD.105 B et impose un niveau de qualité acceptable de 1 % et un niveau de prélèvement fonction des résultats de fabrication antérieurs (contrôle réduit, normal ou renforcé).

Le nombre de défauts tolérés s'applique à chaque essai ainsi qu'à leur totalité. Pour un lot de 200 synchros, par exemple, et pour un niveau de prélèvement moyen, l'importance du prélèvement est de 35 appareils et il y a un seul défaut toléré. En cas de variation manifeste de la qualité de fabrication, le client a bien entendu la possibilité de renforcer le niveau de prélèvement, de faire procéder à des essais supplémentaires, au besoin destructifs, ou même d'imposer de nouveaux essais d'homologation.

Les essais de recette sont les suivants :

- examen visuel et mécanique,
- contrôle des jeux radial et axial de l'arbre,
- essais de haute tension, de résistance d'isolement et essai diélectrique,
- mesure du courant et de la puissance consommés,
- mesure du rapport de transformation et du déphasage,
- mesure de l'erreur électrique et des tensions résiduelles,
- mesure du couple de frottement,
- mesure des impédances.

4. Conclusion

Nous espérons que la description précédente des essais d'homologation suffira à donner au lecteur une idée de l'importance du travail minutieux qu'ils demandent et de la garantie de fiabilité qu'ils donnent aux utilisateurs de synchros.

Il est, par ailleurs, certain que la nécessité de satisfaire aux conditions de la MIL.S.20708 A aura été, pour la C.S.F., une cause de progrès techniques. En effet, certains procédés de fabrication ont dû être, pour cela, améliorés et la sévérité des contrôles à tous les stades, sensiblement renforcée.

Sans doute, les prix de revient se ressentent de ces exigences, mais les performances obtenues et la sécurité d'emploi garantie justifient largement un léger accroissement du prix des composants. La qualification obtenue présente également l'avantage de placer le matériel au niveau de qualité des meilleures productions internationales et de donner aussi au producteur la possibilité de l'exporter.

Nous terminerons en remerciant les ingénieurs des administrations et des sociétés privées, qui ont été chargés de contrôler le déroulement des essais, d'en officialiser les résultats et dont l'expérience et les conseils ont été, pour nous, une aide précieuse.

STABILITÉ ET FIABILITÉ DE PILOTES A QUARTZ DE TYPES RÉCENTS

PAR

P. VOVELLE

*Ingénieur, Chef de Service
au Département de Piézoélectricité de la CSF.*

Les premiers pilotes à quartz réalisés industriellement datent maintenant de plus de dix ans. Leur technique a progressé constamment depuis lors, rendant utiles, nous semble-t-il, des mises au point périodiques.

Les utilisateurs français se voient aujourd'hui proposer quantité de modèles nouveaux, toujours plus petits, plus robustes et plus stables, présentant toutes les apparences d'une bonne maturité industrielle. Mais il est cependant normal qu'en face de ce vaste choix, ils se posent quelques questions dont les plus fréquentes sont celles-ci :

- 1° Quelles sont, aujourd'hui, les meilleures performances qu'on peut espérer d'un pilote à quartz ?
- 2° Un pilote à quartz constitue-t-il un matériel fiable ?

La multiplicité des modèles, des coupes de quartz, des conditions d'emploi, rendent la réponse difficile. Nous n'espérons pas la donner nette et définitive, simplement nous voudrions éclaircir le problème.

On trouvera donc ici, successivement :

- un rappel de la définition des pilotes à quartz,
- une présentation de modèles récents particulièrement caractéristiques,
- un exposé des précautions nécessaires à la réalisation d'un pilote sûr et une analyse statistique de la fiabilité opérationnelle de quelques types d'appareils.

1. Qu'est-ce qu'un pilote à quartz ?

Un pilote à quartz est un appareil destiné à fournir une fréquence stable en utilisant les caractéristiques de résonance d'une lame de quartz piézo-électrique.

Mais que signifie stable ? Un quartz seul, dans son boîtier de métal, ne peut-il constituer une référence suffisante ? Non bien sûr, et cette idée naguère répandue tend heureusement à disparaître. En effet, la demande d'une stabilité relative de 10^{-6} à 10^{-8} est courante, celle d'une stabilité de 10^{-9} à 10^{-10} est de moins en moins rare. Or, ces performances impliquent le choix de quartz spécialement étudiés,

l'utilisation d'oscillateurs particuliers, de thermostats très précis. Tout cela sera explicité par la suite, mais nous pouvons dire dès maintenant que tous ces éléments sont profondément interdépendants, ce qui fait que la réalisation d'un pilote à quartz ne peut être que l'œuvre de spécialistes.

Un pilote à quartz a une stabilité, mesurée en général sur 24 h, de quelques 10^{-6} à 1.10^{-10} .

La fréquence fournie va de 4 kHz à 50 MHz, avec une majorité de cas aux alentours de 4 kHz, 100 kHz et 5 MHz.

Suivant leur destination, ces pilotes fonctionnent dans des conditions stables — climat tempéré, emploi sédentaire, alimentation sans fièvre — ou au contraire très difficiles — températures extrêmes, chocs et vibrations, humidité, etc.

Naturellement, on ne peut demander à un même modèle le maximum de performances de tous ordres. Un compromis entre stabilité, encombrement, tenue en température, est toujours nécessaire.

A titre d'exemple, voici les spécifications principales de deux modèles déjà éprouvés :

1° Pilote type P 16 MT (voir fig. 1)

(Modèle de stabilité moyenne, de grande sécurité. Il a été étudié il y a plusieurs années et réalisé en plusieurs centaines d'exemplaires).

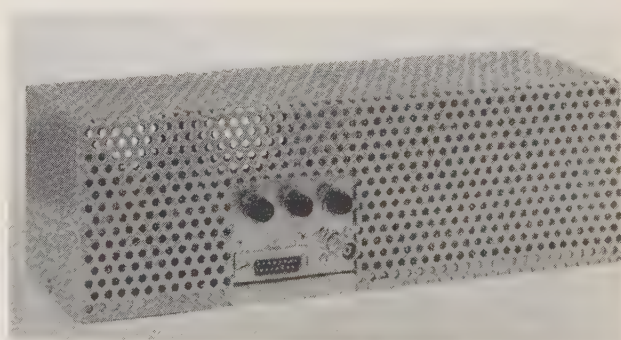


FIG. 1. — Pilote à quartz type P 16 MT

- Fréquence : à la demande, soit dans la gamme 80 à 300 kHz, soit dans la gamme 0,8 à 50 MHz ;
- Stabilité journalière : meilleure que $\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$ pour une température ambiante de 0 à 60 °C, et pour une tension d'alimentation variant de $\pm 10\%$;
- Volume : 2,5 dm³ environ.

2° Pilote type PM 109 (voir fig. 2)

(Modèle récent de haute stabilité, d'une grande résistance aux contraintes extérieures).

- Fréquence : 4 à 6 MHz ;
- Stabilité journalière : meilleure que $\pm 2 \cdot 10^{-9}$ dans des conditions d'emploi stables ;
- Stabilité mensuelle : meilleure que $\pm 2 \cdot 10^{-8}$;
- Dérives cumulées en fonction des contraintes extérieures (température -40 à +70 °C, chocs et vibrations suivant CCTU 09-01, variations d'alimentation $\pm 15\%$) : inférieures à $\pm 2 \cdot 10^{-8}$;
- Volume : 700 cm³ seulement.



FIG. 2. — Pilote à quartz type PM 109

Presque tous les pilotes à quartz comportent, nous l'avons déjà signalé, les ensembles élémentaires suivants :

— un oscillateur à quartz accompagné, s'il le faut, des systèmes nécessaires à la régulation du niveau d'oscillation et suivi d'étages séparateurs et amplificateurs.

— un thermostat dont l'enceinte contient au moins le quartz, le plus souvent tout l'oscillateur et, autant que possible, les circuits mêmes du thermostat. Nous décrirons plus loin, il est vrai, un pilote sans thermostat, celui-ci étant remplacé par des circuits compensateurs de dérive thermique.

Après cette description très générale, la deuxième partie donnera, dans quelques cas concrets, les schémas et les performances de ces divers éléments d'un pilote.

2. Description de quelques pilotes à quartz

2.1. LE PILOTE PSM 108

Le pilote PSM 108 est un pilote miniature, de grande stabilité, résistant à un environnement sévère.

Ses performances sont les suivantes :

- Fréquence : voisine de 1 MHz ou de 5 MHz ;
- Stabilité sur 24 heures : $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ dans des conditions d'emploi stables ;
- Stabilité sur 30 jours : $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ dans des conditions d'emploi stables ;
- Dérives cumulées dans les pires conditions d'utilisation : $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ au maximum ;
- Température d'emploi : -40 à +70 °C ;
- Vibrations : 0-60 Hz, $\pm 0,37$ mm ;
- Chocs : 50 g ;
- Alimentation : variable entre 22 et 30 V C.C.
- Encombrement : 50×65×90 mm (voir fig. 3).

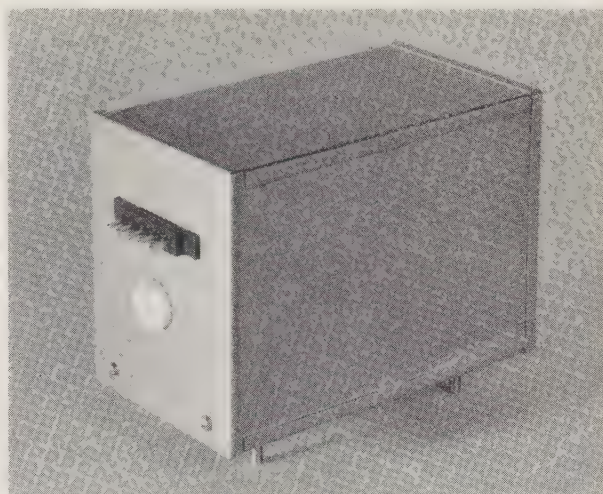


FIG. 3. Pilote à quartz type PSM 108

L'oscillateur utilise un quartz de coupe AT, en ampoule de verre vidée. Ce quartz oscille en cisaillement d'épaisseur, suivant le mode fondamental pour la fréquence 1 MHz, ou suivant le mode partiel 3 pour la fréquence 5 MHz. Dans les deux cas, la surtension imposée au quartz est de 1 000 000 au minimum.

Naturellement, ces quartz dont la réalisation requiert une haute technicité, sont l'objet de contrôles particuliers en ce qui concerne la détermination de leur schéma électrique équivalent, leur dérive thermique, leur vieillissement, et leur résistance mécanique.

La figure 4 représente un de ces quartz.

Des détails complémentaires sur leur réalisation seront donnés dans la troisième partie.

L'oscillateur, transistorisé comme du reste tout l'appareil, est accordé (voir fig. 5). Il comporte un seul étage monté en émetteur commun, la charge du collecteur étant constituée par un transformateur inverseur de phase. Le quartz est entre le secondaire de ce transformateur et la base.

Cet oscillateur, très simple, et déjà décrit dans de précédents articles, ne vaut que par le choix des composants dont les variations ne doivent influencer que fort peu sur la fréquence et par le soin du réglage qui doit



FIG. 4. — Quartz piézoélectrique

avant tout maintenir le quartz à un niveau très faible d'oscillation.

Le thermostat mérite une attention particulière.

Le volume du pilote, très faible, nous montre qu'il n'y a que peu de place pour l'isolant thermique,

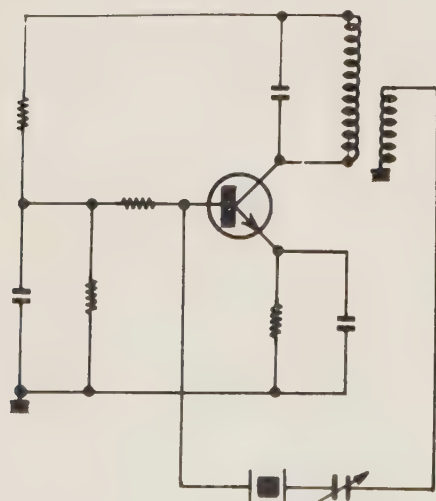


FIG. 5. — Schéma de montage de l'oscillateur

donc que la résistance thermique entre l'enceinte régulée et l'extérieur est faible.

La figure 6 rappelle l'équivalent électrique d'une enceinte thermostatée. Il existe une position privilégiée de l'élément thermosensible, telle que toute variation de température ambiante se traduit par une variation nulle de la température au niveau du quartz. La recherche de cet emplacement, qui ne peut être qu'expérimentale, est naturellement longue. Le résultat obtenu pour le pilote considéré est une variation inférieure à $\pm 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ au niveau du quartz pour une variation de la température ambiante allant de -40 à $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$.

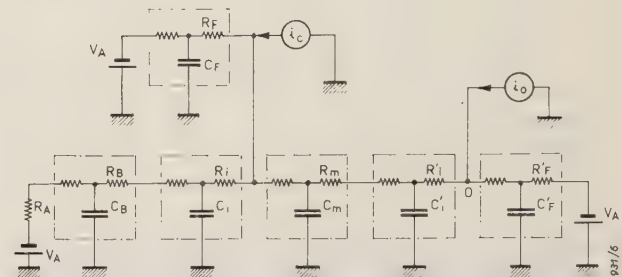


FIG. 6

- V_A représente : la température ambiante.
- Le réseau $R_B\ C_B$ représente : le boîtier du thermostat.
- Le réseau $R_I\ C_I$ représente : l'isolant thermique.
- Le réseau $R_M\ C_M$ représente : l'enceinte métallique thermostatée.
- Le réseau $R'_I\ C'_I$ représente : l'isolant entre enceinte et quartz.
- O représente : le quartz et son oscillateur.
- Les réseaux $R_F\ C_F$ et $R'_F\ C'_F$ représentent : les fuites par connexions de sortie.
- I_C représente : la puissance de chauffage.
- I_O représente : la puissance dissipée par l'oscillateur à quartz.

Encore faut-il que la sensibilité de la régulation de température soit suffisante. La figure 7 indique le schéma électrique du thermostat :

Un oscillateur BF délivre, lorsque les thermistances Th sont à basse température, un signal important qui diminue, puis s'annule à la température choisie pour la régulation. Ce signal, amplifié en puissance, sert à chauffer l'enceinte régulée.

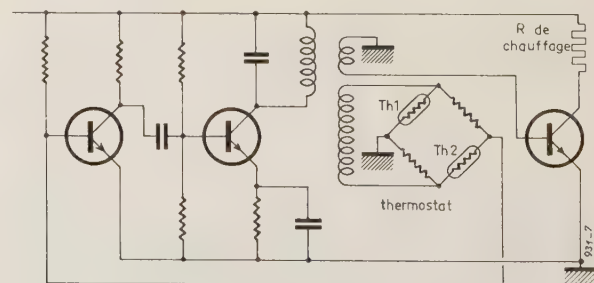


FIG. 7. — Schéma électrique du thermostat

On obtient finalement un appareil d'une grande simplicité de schéma, encore que réclamant un réglage minutieux. On verra dans la troisième partie de ce texte les résultats à court et long terme de ces pilotes dans les conditions réelles d'exploitation.

2.2. LE PILOTE PST 1

La figure 8 représente deux versions de sa réalisation.

Cet appareil occupe une place à part dans la famille des pilotes à quartz puisqu'il ne possède pas de thermostat au sens classique du terme.

C'est un modèle très miniaturisé et de performances apparemment modestes : sa stabilité est de 1.10^{-5} . Il est vrai que cette stabilité est annuelle et obtenue par température ambiante de -40 à $+70$ °C.

L'absence de thermostat confère, de plus, à ce modèle quelques avantages uniques : il ne consomme que quelques dizaines de milliwatts alors qu'un pilote thermostaté classique consomme de 2 à 20 W. De plus, son temps de mise en route est nul.

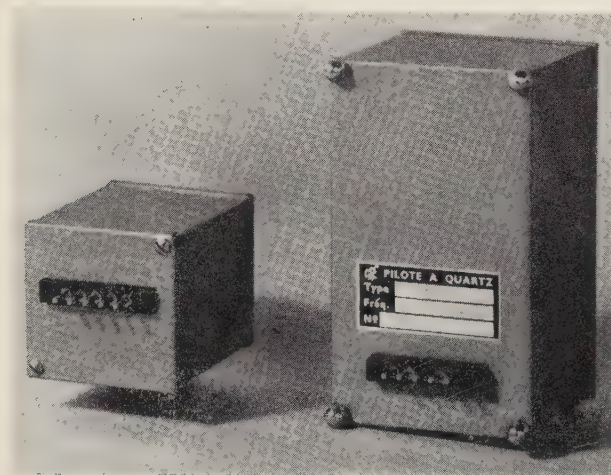


FIG. 8. — Pilote à quartz type PST 1

La figure 9 représente le schéma de base de l'appareil. L'oscillateur est très simple, c'est un montage apériodique à un seul transistor. Aussi, le quartz, de coupe AT, de fréquence comprise entre 2 et 20 MHz, fonctionne-t-il suivant le mode fondamental.

Les dérives cumulées du quartz et de l'oscillateur sont compensées de la manière suivante : une « varicap », c'est-à-dire une diode bloquée équivalente à un condensateur variable avec la tension appliquée à ses bornes, est placée en série avec le quartz.

Un réseau de résistances et de thermistances applique à cette varicap une tension fonction de la température. Ce réseau, assez complexe puisqu'il doit annuler

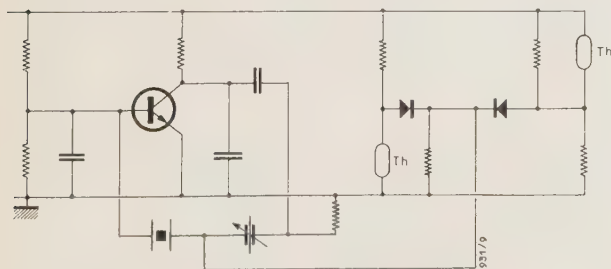


FIG. 9. — Schéma du pilote à quartz type PST 1

ou presque la dérive du 3^e degré, caractéristique de la coupe AT, doit être ajusté minutieusement pour chaque échantillon de quartz.

La figure 10 montre, juxtaposées, la dérive thermique d'un oscillateur non compensé et la dérive après compensation. Les écarts de fréquence sont dans le rapport de 6 à 1 environ.

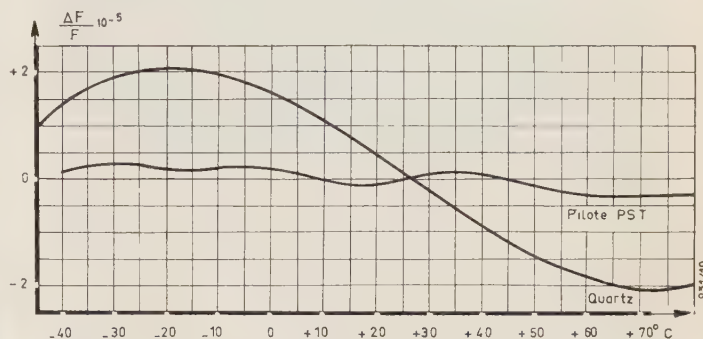


FIG. 10. — Dérive thermique d'un oscillateur à quartz

Ajoutons, pour finir, que le quartz utilisé, de type LV, est un modèle tout récent. Miniature, de format équivalent au HC 6 classique, il est cependant dans un boîtier de verre, sous vide, ce qui lui assure une bonne surtension et une grande stabilité à long terme (fig. 11).

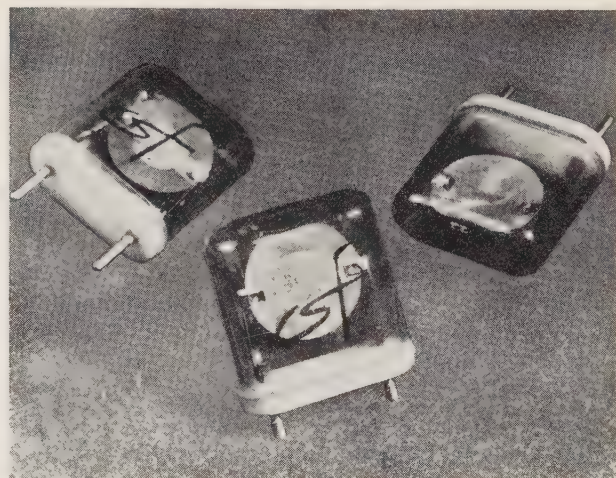


FIG. 11. — Quartz du type LV

2.3. LE PILOTE PBT 1

Cet appareil est représenté en figure 12.

Le pilote PBT 1 est un modèle tout récent, fruit d'années d'essais en laboratoire. Contrairement aux modèles décrits ci-dessus, c'est un appareil d'un certain volume pour fonctionnement à poste fixe.

Ses performances sont les suivantes :

- Fréquence : 2,5 ou 5 MHz ;
- Stabilité journalière : meilleure que 1.10^{-10} ;
- Stabilité mensuelle : meilleure que 3.10^{-10} .

Ces résultats exceptionnels sont le résultat d'études

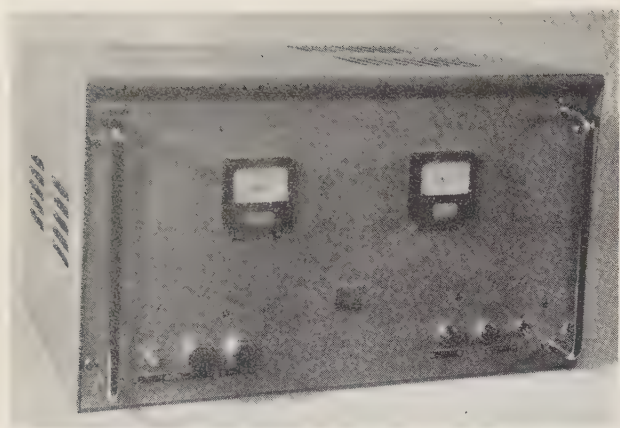


FIG. 12. — Pilote à quartz type PBT 1

effectuées tant sur le quartz lui-même que sur sa température optimale de fonctionnement. Ils diminuent sensiblement le fossé existant entre les meilleurs pilotes à quartz classiques et les étalons de fréquence dits « atomiques ».

Les schémas utilisés, étant extrêmement classiques, ne méritent pas de commentaires : l'oscillateur est du type accordé utilisé pour le modèle PSM 108. On lui a adjoint un régulateur de niveau d'oscillation, tel que le quartz dissipe bien moins de $1 \mu\text{W}$.

Les circuits de thermostat sont dans l'enceinte thermostatée même. Toutes les régulations de tension sont prévues pour que les circuits fonctionnent dans les conditions les plus constantes.

Le quartz, là aussi, est de coupe AT, oscillant en partiel 5. Sa surtension dépasse 2,5 millions. Sa résistance est stable à 1 % près dans une plage de $\pm 20^\circ\text{C}$ autour de la température de fonctionnement. Surtout pendant sa réalisation, il a été l'objet de soins tout particuliers : poli optique, examen microscopique de la surface, métallisation spéciale, tests multiples sur les spots qui le fixent à sa monture, recuit du quartz et de son ampoule, à haute température et sous vide poussé.

La validité de ces traitements est contrôlée par un vieillissement prolongé de 3 mois, avec vérification journalière de la fréquence.

Mais l'originalité principale de ce pilote est qu'il est thermostaté à basse et non à haute température.

C'est un fait d'expérience, que nous connaissons depuis des années, qu'un quartz fonctionnant à 85°C « vieillit » plus qu'un autre de même type maintenu à 75°C , qui vieillit lui-même plus qu'un quartz à 55°C , etc.

L'idée de diminuer la température du thermostat s'impose donc, mais jusqu'où aller ?

Des essais ont été faits, il y a quelques années, aux Etats-Unis, le quartz étant maintenu dans l'hélium liquide. Les raisons théoriques de cette expérience sont puissantes : en effet, près de 0°K , les coefficients de température tendent vers zéro et la surtension du quartz monte jusqu'à la valeur de 20 millions. De plus, et surtout, les vieillissements s'annulent. Mal-

heureusement, l'installation d'un cryostat pose de graves problèmes techniques et on s'est vite rendu compte qu'à cette température, le quartz devient extrêmement microphonique. Le stade de la vérification de principe, d'ailleurs couronné de succès, n'a donc pu être dépassé.

Dans le modèle PBF 1, le but était moins ambitieux, en ce qui concerne la stabilité, mais il était essentiel d'aboutir à un appareil industriellement réalisable. On a donc utilisé, comme éléments réfrigérants, des cellules à effet Peltier — les « frigatrons » CICE — qui permettent un abaissement de température, par rapport à la température ambiante, de quelque 40°C .

Le refroidissement de la face chaude de ces cellules se fait par convection naturelle, sans ventilateur ni circulation d'eau, d'où d'importantes ailettes. La figure 13 montre une vue de cette enceinte réfrigérante.

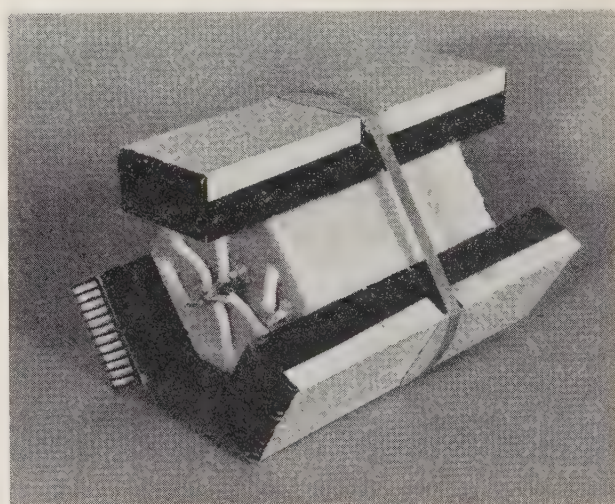


FIG. 13. — Frigatron CICE avec ses ailettes de refroidissement

Il est difficile de réguler très finement, en température, un ensemble aussi massif, présentant d'importantes constantes de temps thermiques et des communications considérables avec la température extérieure. On se contente donc, pour cette enceinte froide, d'une régulation grossière, de l'ordre de $\pm 1^\circ\text{C}$ autour de 0°C . A l'intérieur de cette enceinte en existe une autre, légèrement chauffante, tout à fait

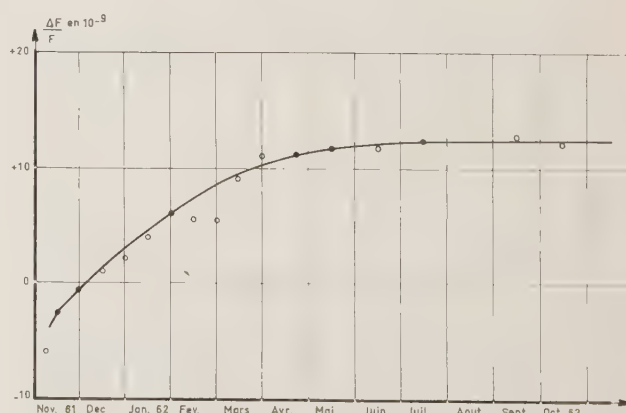


FIG. 14. — Courbe de vieillissement d'un pilote type PBT 1

classique, régulant à quelques millièmes de degré près la température du quartz dont le point de fonctionnement est choisi entre +5 et +10 °C.

Les résultats obtenus avec ce matériel justifient l'ampleur de l'étude. Ils démontrent en effet le bien fondé de l'hypothèse de base. La courbe expérimentale de la figure 14 montre une annulation presque complète du vieillissement après quelques mois de fonctionnement.

3. Fiabilité des pilotes à quartz

3.1. PRÉCAUTIONS NÉCESSAIRES A LA RÉALISATION D'UN PILOTE

Rien ne sert de réaliser des pilotes à quartz de performances brillantes, si on ne peut garantir pour ce matériel une fiabilité suffisante.

Les précautions prises dans cette recherche de fiabilité sont, pour une part, très classiques et leur énumération ne peut rien apporter de bien neuf à des électroniciens professionnels. Il suffit de signaler :

— que la détermination des schémas est faite avec le souci constant de diminuer au maximum le nombre de composants, et d'éliminer autant que possible les composants de faible fiabilité propre ;

— que, dans un grand nombre de cas, ces composants subissent un vieillissement préalable systématique, semiconducteurs et thermistances en premier.

A titre d'exemple, signalons qu'un pilote de type PSM 109, déjà signalé, possède 80 composants dont 15 semiconducteurs (transistors silicium, diodes, diodes zener et varicaps).

Par contre, il est sans doute plus utile de donner des détails sur ce qui est propre aux pilotes, c'est-à-dire les matériaux isolants thermiques, les éléments thermosensibles et surtout les quartz.

Les isolants de l'enceinte isotherme ont une grosse importance : ils fixent en grande partie la puissance nécessaire au maintien de la température choisie, et, d'autre part, influent de manière considérable sur le taux de régulation du thermostat, c'est-à-dire sur le rapport : variation de la température à l'intérieur de l'enceinte/variation de la température ambiante.

Les études du comportement de divers isolants amènent à éliminer successivement :

D'abord les vases Dewar. En effet, 90 % de ceux-ci restent bons même après plusieurs années d'emploi. Contrairement à ce qu'on pouvait croire, ils ne sont pas fragiles, mais 10 % environ présentent des microfuites difficilement décelables en début de vie ou se créant à la suite de certaines contraintes. Alors le vase se remplit d'air et perd ainsi ses propriétés d'isolation thermique.

Ensuite le polyéthylène expansé ordinaire. Ce matériau est excellent, tout au moins s'il est à pores fermés. Mais après quelques milliers d'heures à température relativement élevée (65 à 70 °C) il se rétracte, créant autour des enceintes régulées des jours, donc des fuites thermiques.

On ne peut donc conserver, suivant les cas, que le

polyéthylène spécial pour hautes températures et le polyuréthane « foam in place ».

Signalons enfin que, dans un cas très particulier, on obtient des résultats encourageants avec des enceintes métalliques réfléchissantes, concentriques entre lesquelles règne un vide poussé.

Les éléments thermosensibles propres à commander les circuits du thermostat, sont :

- les bilames,
- les thermomètres à contact,
- les thermistances,
- les résistances métalliques à coefficient de température positif.

Les bilames, même les meilleurs, sont aujourd'hui éliminés de tous les pilotes à quartz à hautes performances. En effet, leurs caractéristiques varient en fonction du temps : de plusieurs degrés parfois.

La fiabilité des thermomètres à contact dépend beaucoup, naturellement, du soin apporté à leur fabrication. La présence d'un gaz rare sous pression au-dessus de la colonne de mercure, la propreté du verre, l'utilisation de mercure distillé donneraient certainement à ces éléments très fidèles une bonne sécurité d'emploi. Mais il est difficile d'obtenir de leurs fabricants une totale garantie sur tous ces points. Tels qu'ils sont, et indépendamment même de leur incapacité à fonctionner en présence de chocs, les thermomètres à contact peuvent présenter, après quelques dizaines de milliers de coupures, des discontinuités de la colonne de mercure, ou une oxydation catastrophique des contacts. C'est pourquoi ces éléments sont abandonnés en faveur des résistances thermosensibles métalliques ou des thermistances.

On ne trouve que rarement des types de thermistances à vieillissement garanti. Cela révèle à notre avis une trop grande modestie des fabricants. En effet, une expérience portant sur plusieurs milliers de pièces, présentant en tout plusieurs dizaines de millions d'heures de service, nous ont montré un taux de pannes catastrophiques insignifiant et un vieillissement annuel très inférieur à 3 %. Ces thermistances avaient toutes, il est vrai, subi un vieillissement artificiel, en atmosphère contrôlée, de plusieurs milliers d'heures.

Ces performances sont encore dépassées par celles des résistances métalliques, la plus sûre étant la résistance de platine enrobée de verre, à laquelle on ne peut reprocher que son trop faible coefficient de température.

Venons-en aux quartz. Il ne sera pas ici question des quartz de grande série. Leur réalisation offre une parenté avec toute fabrication de pièces détachées de qualité, avec cependant une quantité de contrôles extrêmement élevée. Mais les quartz utilisés dans les pilotes sont en général des quartz « sur mesures », absolument en dehors, et au-dessus, de toute normalisation. En plus des mesures classiques effectuées sur chaque cristal, il faut en effet connaître précisément résistance, surtension, coefficients de température et évaluer le vieillissement. Ces cristaux subissent donc individuellement tout un luxe de contrôles effectués à tous les stades de la fabrication par des spécialistes.

Un quartz terminé, monté dans son ampoule, est tout d'abord essayé à la température du laboratoire. On mesure ses « paramètres équivalents » : self, d'où on déduit la capacité série, résistance à la résonance, capacité parallèle. Rappelons que self et capacités ne varient que peu avec la température.

Ce quartz est ensuite essayé « en température », c'est-à-dire que, oscillant sur un montage parfaitement défini, à très faible niveau, il est porté à des températures de -40 à +85 °C en général, même s'il ne doit fonctionner qu'à une seule température bien déterminée. C'est une opération fort longue, car la stabilisation thermique du quartz doit être parfaite avant chaque mesure. On trace alors, en fonction de la température, la courbe de variation de fréquence, ainsi que la courbe de résistance série

leurs, n'est pas directement mis au rebut mais examiné en détail afin de détecter un possible défaut de fabrication.

Tous ces contrôles, accompagnés d'un tri sévère et permanent, ne laissent donc, on le voit, qu'un minimum de chances à l'apparition ultérieure des défauts.

A notre avis, ce sont les essais mécaniques, en ce qu'ils révèlent les défauts latents, et les essais de vieillissement qui sont les plus caractéristiques de la fiabilité d'un quartz.

Le tableau ci-dessous donne de manière comparative, et aussi assez approximative, les caractéristiques comparées de diverses coupes usuelles et le classement que nous en tirons concernant la fiabilité.

Coupe	Fréquence	Dérive -40 à +70	Tenue mécanique	Vieillissement annuel	Fiabilité (classement)
X+5 flexion	1-10 kHz		moyenne	< 5.10 ⁻⁶	4
X+5 élongation	80-200 kHz		moyenne	< 5.10 ⁻⁶	4
GT	200-350 kHz	± 2.10 ⁻⁶	bonne	< 2.10 ⁻⁶	3
AT	0,8-100 MHz	± 2.10 ⁻⁵	très bonne	< 2.10 ⁻⁶	2
AT spécial 5 MHz	5 MHz	± 2.10 ⁻⁵	excellente	< 3.10 ⁻⁷	1

équivalente. Cette dernière permet de juger, déjà presque à coup sûr, de la qualité du cristal.

Le quartz est ensuite soumis à des essais mécaniques c'est-à-dire à des chocs et des vibrations non destructifs, mais suffisamment sévères pour révéler d'éventuels défauts latents. Suivant les types de quartz et le service qu'on attend, il existe toute une gamme d'essais divers : chocs jusqu'à 100 g, vibrations de 0 à 5 000 Hz, jusqu'à 30 g, centrifugation jusqu'à 50 g, etc.

A titre d'exemple, signalons que certains quartz de coupe AT peuvent subir, sans dommage, tous les essais maximaux cités ci-dessus et qu'ils ne sont reconnus bons que si leur fréquence n'a pas été modifiée de plus de 5.10⁻⁸.

Par contre, il ne peut être question d'appliquer ces contraintes aux quartz à plus basse fréquence, de coupe X+5, NT, etc. pour lesquels les normes du CCT ne peuvent être dépassées.

Vient enfin une dernière opération, peut-être la plus importante : le quartz subit un essai de vieillissement de 2 mois en général. Suivant la classe du pilote auquel il est destiné, sa fréquence est mesurée tous les jours ou toutes les semaines avec une précision de 1.10⁻⁹. Toute anomalie de la courbe de vieillissement est vite détectée et élimine le quartz qui, d'ail-

Après avoir parlé des divers composants, rappelons encore une fois qu'un pilote forme un tout indissociable. L'oscillateur et le thermostat sont fonctions du quartz. La disposition mécanique des éléments influe beaucoup sur les performances thermiques. Chaque pilote demande donc une mise au point particulière. Chacun d'eux subit, individuellement, l'ensemble des essais prévus au cahier des charges. En outre, après ces essais, il est absolument indispensable de contrôler, journellement, le comportement de chaque appareil pendant un temps plus ou moins long, de 15 jours à 3 mois et plus. On déduit facilement de tout ceci que les délais de réalisation des pilotes à quartz sont souvent fort longs. Mais on comprendra aisément qu'il s'agit là d'une nécessité, tant de qualité (l'appareil a alors effectué une bonne partie de son vieillissement) que de fiabilité (ces mois de vieillissement constituant un excellent « Burn-in »).

Ces considérations sur les délais ne sont naturellement valables que pour les pilotes à fréquences non standard, ce qui correspond en fait à la plus grande partie du marché français.

3.2. RÉSULTATS D'EXPLOITATION DE CERTAINS TYPES DE PILOTES

Les résultats statistiques présentés maintenant sont tirés des « cahiers de mesures » du Centre Récepteur de la RTF, à Limours.

On sait que ce centre, entre autres tâches, contrôle les fréquences de tous les émetteurs français de radio-diffusion classique, ainsi que les émetteurs de télévision, et à modulation de fréquence. Cela étant en général fait chaque jour, depuis des années, et avec une précision meilleure que $\pm 1.10^{-8}$, on voit d'une part le travail considérable ainsi réalisé, et d'autre part à quelle mine de renseignements on aboutit. On lit clairement sur ces cahiers tous les progrès effectués depuis quelques années sur la stabilité des fréquences émises par les stations de la RTF.

Les réceptions sont parfois pénibles, surtout pour les émetteurs lointains de faible puissance, cela malgré la qualité des antennes et des récepteurs. La propagation peut parfois entacher d'une légère erreur certaines mesures à court terme, mais les mesures à long terme sont, elles, inattaquables.

Les figures 15 et 16 sont les photographies de quelques pages d'un des nombreux cahiers de mesures. La première se rapporte à un émetteur TV piloté sans doute par quartz et même par quartz thermostaté, mais non par un « pilote à quartz » tel que nous l'avons défini. La seconde montre par comparaison l'amélioration, par un facteur de 100, obtenue sur des émetteurs équipés de pilotes à quartz.

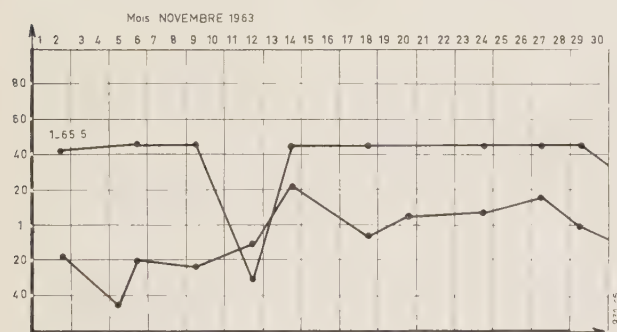


FIG. 15. — Page du cahier de mesures de l'émetteur TV Besançon-Lomont.

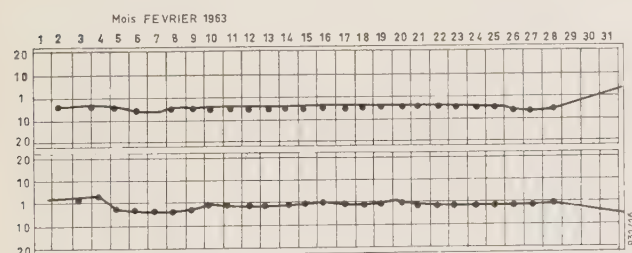


FIG. 16. — Page du cahier de mesures des émetteurs TV de Lille-Bouvigny et de Paris-Tour Eiffel.

Nous nous sommes intéressés aux relevés relatifs à trois types de pilotes :

1° le PM 109, gros appareil à tubes, datant de 1960-61. Le quartz seul est thermostaté, dans deux enceintes concentriques. En plus du pilote proprement dit, il comporte un multiplicateur de fréquences.

2° le PM 106. C'est un appareil mixte. Le pilote, transistorisé, est associé à un multiplicateur à lampes. Né lui aussi en 1960-61, il est toujours fabriqué.

3° le PSM 108. Conçu pour des usages militaires, ce petit pilote, décrit ci-dessus, a été utilisé par la RTF pour des dépannages urgents. Il est à l'origine d'un nouveau modèle, répondant mieux aux besoins spécifiques de la RTF, le PHS 108, qui équipera de nombreux émetteurs de la deuxième chaîne de télévision, leur conférant une stabilité de fréquence exceptionnelle.

Nous avons choisi ces trois appareils parce qu'ils représentent trois dates importantes dans l'évolution des pilotes.

— Pilote à tubes, équipé d'un quartz « barreau Y » aux environs de 100 kHz.

— Pilote à transistors et tubes, équipé d'un quartz « X+5 » dans la même gamme de fréquence.

— Pilote tout transistors, équipé d'un quartz « AT » fonctionnant en partiel.

3.2.1. Pilote PM 109

Les mesures portent sur 11 pilotes, mis en service entre 1960 et 1962 sur les principaux réseaux synchronisés. Ils représentent en tout environ 140 000 heures de fonctionnement en exploitation, sans compter le vieillissement en usine et au banc d'essais de Limours. Le relevé, un peu brutal, des incidents d'exploitation, nous montre que cinq incidents ont eu lieu pendant ces 140 000 heures, dus principalement à des défaillances de pièces détachées. On aboutit ainsi à un temps moyen entre défaillances de 28 000 heures, ce qui représente déjà un progrès appréciable par rapport aux pilotes utilisés antérieurement. En supposant, ce qui est pessimiste, un temps moyen de dépannage de 300 heures, le taux de disponibilité est donc de 99 %.

En ce qui concerne les mesures de stabilité, journalière ou mensuelle, il est bien évident que, compte tenu des conditions d'exploitation, en général invérifiables telles que pannes de secteur, réglages sur l'émetteur, etc., le pilote peut donner parfois des valeurs hors-tolérances. Aussi la RTF s'attache-t-elle plutôt à une mesure statistique de la stabilité, certainement beaucoup plus valable.

Ainsi, la figure 17 montre la répartition des stabilités journalières. L'étendue apparente des mesures atteint ± 7 ou 8.10^{-8} , ce qui peut sembler considérable, mais d'autre part, on peut voir que l'écart probable ne dépasse pas, en réalité, $\pm 6.10^{-9}$, valeur excellente beaucoup plus révélatrice.

En revanche, l'histogramme (fig. 18) des stabilités mensuelles est beaucoup plus étalé. La valeur moyenne n'est cependant que de $+7.10^{-9}$, avec un écart probable de $1,8.10^{-8}$. On déduit toutefois que les quartz utilisés (barreau Y) « montent » ou « descendent » en fonction du temps et parfois de quantités non négligeables.

Il ne faut donc pas considérer ce type de quartz comme un remède sûr aux problèmes de haute stabilité. Son manque de fiabilité en présence de contraintes mécaniques l'a, d'autre part, fait éliminer de tous les modèles récents.

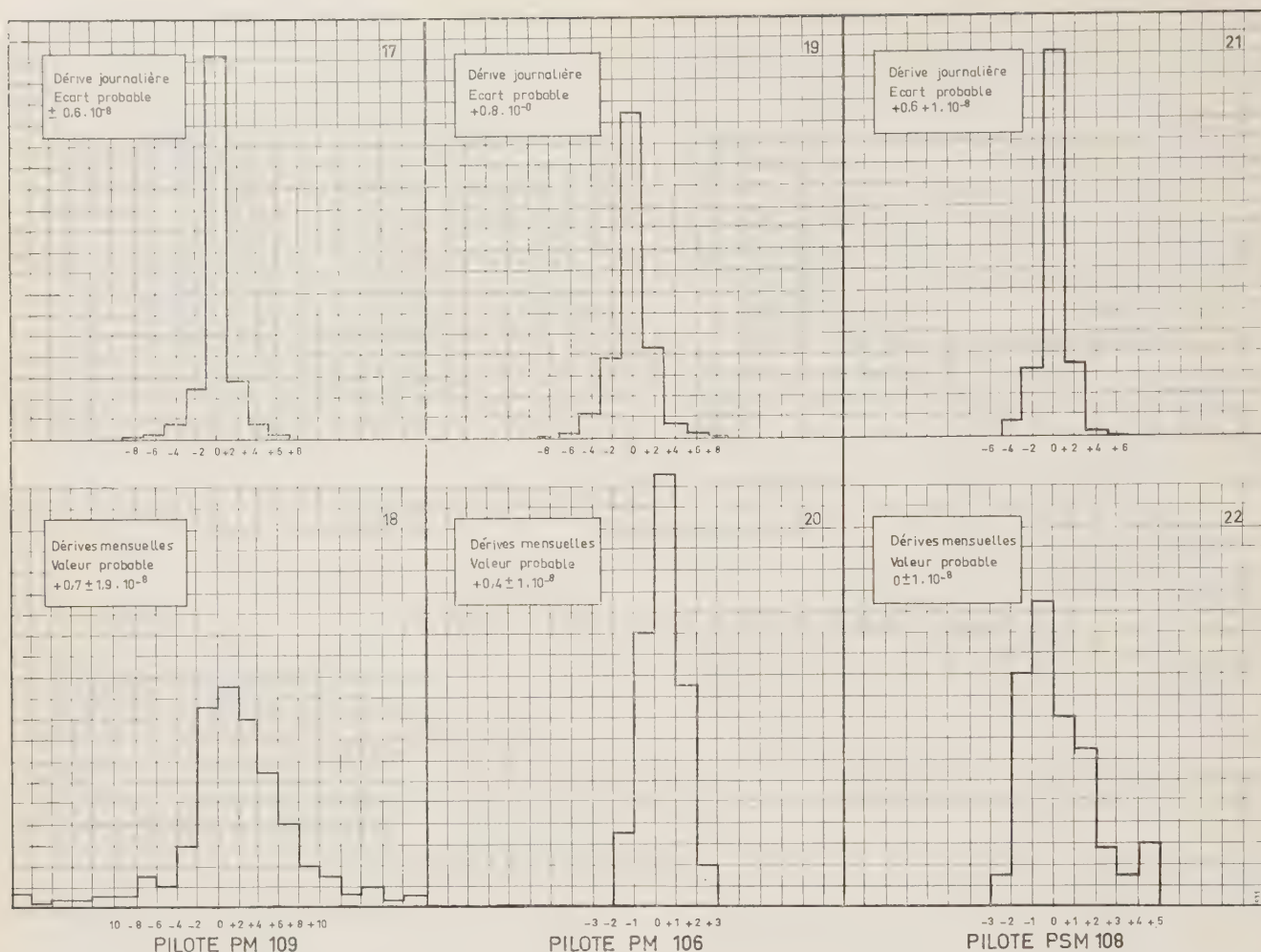


FIG. 17-18

FIG. 19-20

FIG. 21-22.

Dérives journalières (en haut) et mensuelles (en bas) de trois pilotes étudiés

3.2.2. Pilote PM 106

En ce qui concerne le PM 106, les mesures portent sur 14 pilotes, représentant en tout plus de 200 000 heures de fonctionnement. Les comptes rendus d'exploitation signalent deux incidents, d'où un MTBF de 100 000 heures. C'est une amélioration énorme que nous attribuons à l'utilisation des transistors, fonctionnant dans le thermostat, donc dans des conditions d'emploi très stables.

Cette innovation a amené aussi en partie une modification importante de l'aspect des relevés statistiques de stabilité : la stabilité journalière montre une courbe en cloche (fig. 19) presque aussi resserrée que pour le PM 109, avec un écart probable de $8 \cdot 10^{-9}$, bien que les quartz utilisés, les petits barreaux X+5, n'aient qu'une surtension de l'ordre de 200 000 au lieu de 1 000 000.

Pour la stabilité à long terme, l'amélioration est très importante (voir fig. 20) : la valeur moyenne est de $+4 \cdot 10^{-9}$, avec un écart probable de $\pm 1.10^{-8}$. L'étendue n'est que $\pm 2.5 \cdot 10^{-8}$. On peut donc en déduire que, pour ce type de matériel, les quartz X+5 et les oscillateurs transistorisés sont parfaitement dignes de confiance.

3.2.3. Pilote PSM 108

En ce qui concerne enfin le pilote PSM 108, dont six exemplaires sont en service sur différents émetteurs TV, on compte jusqu'ici un incident pour 87 000 heures de fonctionnement. La courbe de stabilité journalière montre un écart probable de $\pm 5.5 \cdot 10^{-9}$ et une étendue très faible (fig. 21). La courbe de stabilité mensuelle révèle un vieillissement moyen nul, avec un écart probable de $\pm 1.10^{-8}$ (fig. 22).

Ce dernier résultat d'exploitation montre de manière très nette le progrès réalisé grâce aux quartz de coupe AT, pour peu que ceux-ci, ainsi d'ailleurs que le reste de l'appareil, aient été l'objet de soins de fabrication suffisants.

Notons enfin un dernier résultat concernant la fiabilité des pilotes à quartz : plus de cinquante pilotes du type P 16 MT, déjà cité dans ce texte, en exploitation au STNA, totalisent un temps de fonctionnement de 1 000 000 d'heures. On n'a constaté que trois incidents, d'où un temps moyen entre pannes de 330 000 heures. Le taux de disponibilité dépasse 99,7 %.

4. Conclusion

Nous espérons avoir montré ici que les pilotes à quartz, sortis depuis longtemps de leur état expérimental, constituaient aujourd'hui un matériel industriel de qualité :

— par leur variété, ils permettent de résoudre tous les problèmes faisant appel à une fréquence stable ;

— les soins apportés nécessairement à leur réalisation en font des appareils de grande sécurité. Expérimentalement, on constate que leur fiabilité peut être comparée très favorablement à celle de tout appareil électronique professionnel de classe ;

— ajoutons que les pilotes à quartz n'ont pas aujourd'hui atteint un sommet : les études, continuellement menées sur des modèles nouveaux, les demandent de plus en plus fréquentes des utilisateurs, laissent prévoir pour ce matériel un avenir prometteur.

Nous remercions Monsieur DUMAS du Centre Récepteur RTF de Limours et Monsieur BRUNNER au Service Technique de la Navigation Aérienne, de nous avoir communiqué les comptes rendus d'exploitation sans lesquels les résultats de fiabilité n'auraient pu être exposés dans cet article.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE D'UNE JONCTION LIGNE COAXIALE - GUIDE RECTANGULAIRE A LARGE BANDE ET DE FAIBLE ENCOMBREMENT

PAR

J. MUNIER et M^{me} P. MUNIER

*Laboratoires d'Electronique et de Radioélectrique
Faculté des Sciences de Grenoble*

1. Introduction

La nécessité se présente fréquemment, en technique des hyperfréquences, de réaliser la jonction entre deux lignes de transmission de natures dissemblables, qui peuvent différer non seulement par la structure de leurs modes de propagation respectifs, mais aussi par la valeur de l'impédance d'onde et de la longueur d'onde de propagation.

Dans certains cas relativement favorables, par exemple celui du passage d'un guide rectangulaire H_{10} à un guide circulaire H_{11} , la différence est peu marquée et le problème se résout aisément au moyen d'une transition géométriquement progressive d'un guide à l'autre. Tel n'est pas le cas, par contre, du passage entre la ligne coaxiale et le guide rectangulaire H_{10} , qui se présente pourtant très souvent en pratique, du moins dans la bande de fréquences 3 000 - 10 000 MHz où la technique du coaxial est utilisée de pair avec celle du guide. Or, les exigences en ce domaine sont de plus en plus sévères au fur et à mesure que les applications s'étendent notamment en ce qui concerne la *largeur de bande* et le *coefficient de réflexion* de la jonction.

Les jonctions courantes couvrent la bande du guide avec un T.O.S. atteignant généralement des valeurs de l'ordre de 1,5, ce qui se traduit par un coefficient de réflexion de la puissance de 4 %, performance souvent insuffisante ; il est souhaitable, dans la plupart des cas, que cette proportion soit ramenée à quelques pour mille, ce qui impose un T.O.S. de l'ordre de 1,1.

C'est ce but que nous nous sommes proposé d'atteindre, tout en cherchant à conserver un *faible encombrement*, étant entendu qu'un résultat comparable a été obtenu par d'autres auteurs, mais à l'aide de dispositifs à transition progressive de grandes

dimensions longitudinales (nous citerons à titre d'exemple la jonction à guide d'onde nervuré due à COHN).

Le modèle que nous avons étudié réalise la jonction entre une ligne coaxiale d'impédance 50Ω équipée de connecteurs de type N et un guide rectangulaire n° 6 (Norme Française C.C.T.U.) dont la bande de fréquence nominale s'étend de 3 400 à 4 150 MHz, ses dimensions transversales intérieures étant 25,33 et 57,00 mm.

Il est évident que les résultats que nous présentons peuvent être aisément transposés à d'autres bandes de fréquences.

2. Principe adopté

Les considérations qui nous ont guidés dans le choix d'une solution sont essentiellement la simplicité de construction et l'encombrement. Aussi, nous nous sommes tenus au principe classique consistant à prolonger le conducteur central de la ligne coaxiale, sous forme d'antenne, à l'intérieur du guide parallèlement à ses petites faces et nous avons examiné systématiquement l'influence des différents paramètres géométriques pour en déterminer la valeur optimale.

Les paramètres dont on dispose sont les suivants (fig. 1) :

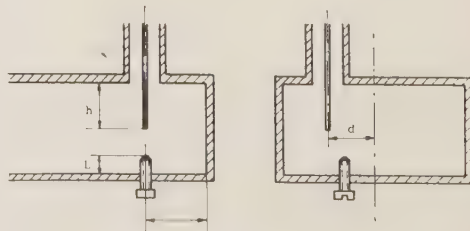


FIG. 1. — Principaux paramètres de la jonction.

- la hauteur h de l'antenne à l'intérieur du guide,
- la distance d de l'axe de l'antenne au plan de symétrie de la grande face du guide, distance que nous nommerons *décentrement*,
- la distance l de l'axe de l'antenne au fond de court-circuit terminant le guide.

A ces paramètres principaux, il est bon d'ajouter la longueur L d'une vis située dans le même plan de section transversale que l'antenne, mais fixée dans la paroi opposée du guide ; cette vis constitue en effet un moyen simple d'ajustage final.

Les essais préliminaires auxquels nous avons procédé initialement ont confirmé les conclusions auxquelles était parvenu MUMFORD [1] à la suite d'une étude théorique approchée du problème ; cette théorie met en évidence *l'influence prépondérante qu'a, sur la largeur de bande, la présence du tronçon de guide court-circuité* de longueur l qui termine le guide au-delà de l'antenne.

Il apparaît notamment que la largeur de bande est maximale lorsque la quantité l a une valeur bien déterminée que la théorie situe au voisinage de $\lambda_g/4$, c'est-à-dire, qualitativement, lorsque la réactance d'entrée du tronçon court-circuité est infinie ou très grande (en fait, pour le mode fondamental du guide seulement, mais non pour les modes d'ordres supérieurs dus au champ de diffraction de l'antenne de couplage).

Cette condition ne peut hélas se trouver réalisée que dans une bande de fréquence d'autant moins large que la longueur d'onde guidée λ_g varie plus rapidement en fonction de la fréquence.

Nous avons pensé obvier à cet inconvénient en augmentant localement la longueur d'onde de coupure du guide au moyen d'un remplissage en matériau diélectrique, ce qui se traduit par une réduction sensible de longueur d'onde et, accessoirement, d'encombrement.

En définitive, deux paramètres (h et d) restent à notre disposition pour réaliser l'adaptation d'impédances ; il s'avère heureusement que leurs effets respectifs sont complémentaires, ainsi qu'on peut en juger d'après la figure 2.

Cette figure correspond à une jonction dont les paramètres ont été choisis au voisinage de leurs valeurs optimales ; elle représente les lieux de l'affixe du coefficient de réflexion à 3 750 MHz (soit approximativement au centre de la bande de fréquences du guide), lorsqu'on fait varier indépendamment :

- 1) la longueur l du tronçon de guide court-circuité,
- 2) le décentrement d de l'antenne par rapport à l'axe du guide,
- 3) la hauteur h de l'antenne,
- 4) la longueur L de pénétration de la vis de réglage.

On constate que l'adaptation d'impédances peut être obtenue moyennant un choix convenable de d et h et que la vis de réglage a un effet comparable à celui du décentrement ou de la longueur du tronçon court-circuité et permet donc de corriger, dans une

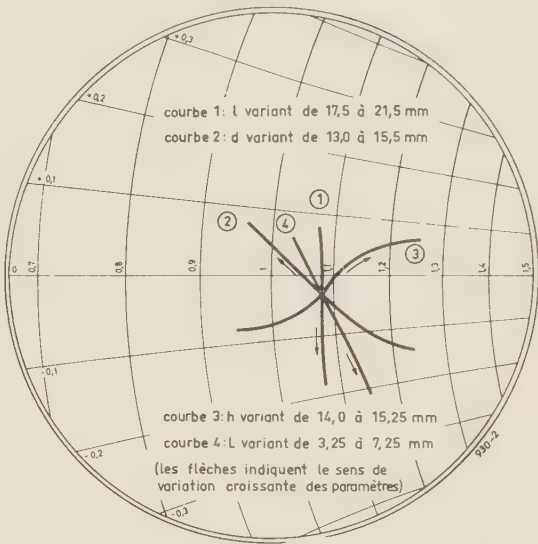


FIG. 2. — Influence des différents paramètres ($F = 3\,750\text{ MHz}$).

certaine mesure, un défaut d'ajustage de l'un ou l'autre de ces deux paramètres.

Précisons que le coefficient de réflexion représenté est celui qu'on mesure sur la ligne coaxiale lorsque le guide est en onde progressive.

Nous signalerons enfin l'influence du diamètre de l'antenne : l'expérience montre qu'un fort diamètre est favorable, quant à la bande passante. En fait, nous avons adopté une solution à peu près équivalente consistant à enrober l'antenne, prise de faible diamètre, par un manchon cylindrique en matériau diélectrique.

3. Influence des différents paramètres

Les paramètres dont nous avons étudié systématiquement l'influence sont au nombre de quatre : l, d, h et L .

Nous avons fait varier chacun d'entre eux successivement autour des valeurs suivantes, déterminées par une série d'essais préliminaires comme représentant approximativement les valeurs optimales :

$l_0 = 19,5\text{ mm} ; d_0 = 14,5\text{ mm} ;$
 $h_0 = 14,5\text{ mm} ; L_0 = 5,25\text{ mm}.$

Le coefficient de réflexion de la jonction a été mesuré à cinq fréquences : 3 450, 3 600, 3 750, 3 900 et 4 050 MHz.

Le modèle expérimental utilisé présentait en outre les caractéristiques suivantes :

- antenne de diamètre 2 mm enrobée d'un manchon cylindrique en plexiglass de diamètre 9 mm et de hauteur 17 mm ;
- lame de polystyrène d'épaisseur 7 mm plaquée contre le fond de court-circuit (on notera que l'épaisseur de cette lame est incluse dans la longueur l du tronçon de guide court-circuité) ;
- vis d'ajustage de diamètre 6 mm décentrée de 6 mm par rapport à l'axe du guide.

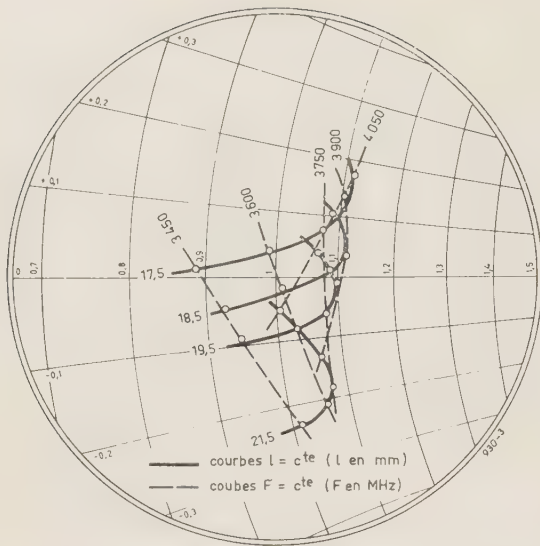


FIG. 3. — Influence de la longueur l du tronçon court-circuité.

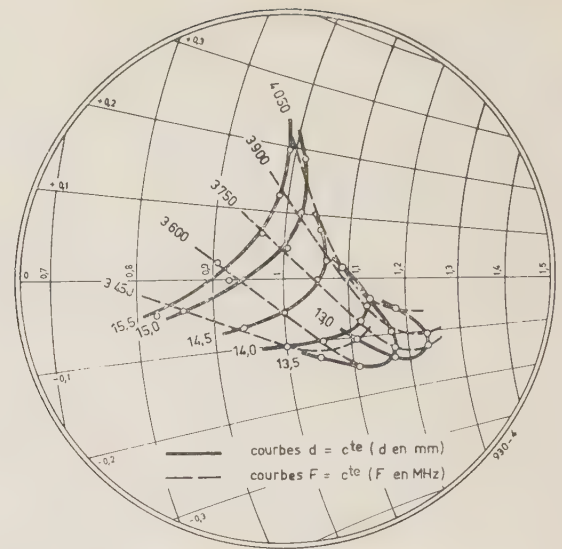


FIG. 4. — Influence du décentrement d de l'antenne.

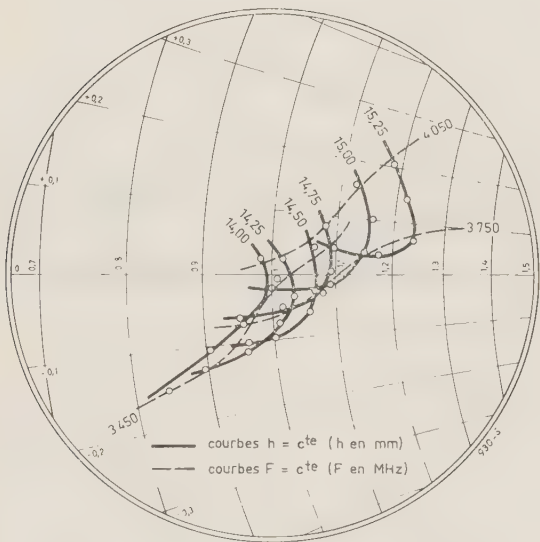


FIG. 5. — Influence de la hauteur h de l'antenne.

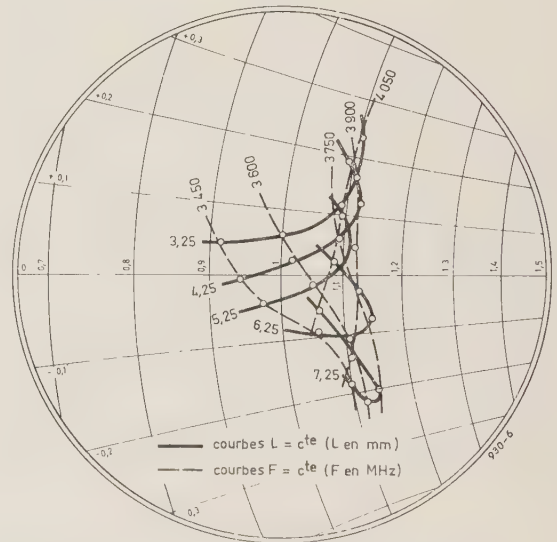


FIG. 6. — Influence de la longueur L de la vis d'ajustage.

Nous donnons ci-dessus (fig. 3 à 6) les résultats essentiels, en l'occurrence les lieux de l'impédance d'entrée mesurée sur la ligne coaxiale au niveau de la face interne du guide, lorsque celui-ci est en onde progressive.

De l'examen de ces courbes, on peut déduire un choix de valeurs de paramètres, pouvant être considérées comme optimales. Ces valeurs ne sont pas celles qui annulent le coefficient de réflexion à la fréquence centrale, mais plutôt celles qui lui donnent une valeur uniformément faible dans toute la bande. Elles sont les suivantes :

$$l = 19,5 \text{ mm} ; d = 15,0 \text{ mm} ;$$

$$h = 14,75 \text{ mm} ; L = 5,25 \text{ mm}$$

Conformément à ce choix, nous avons réalisé un prototype de jonction dont la figure 7 indique le

T.O.S. dans la bande de fréquence du guide ; on constate que ce T.O.S. n'excède pratiquement pas 1,1.

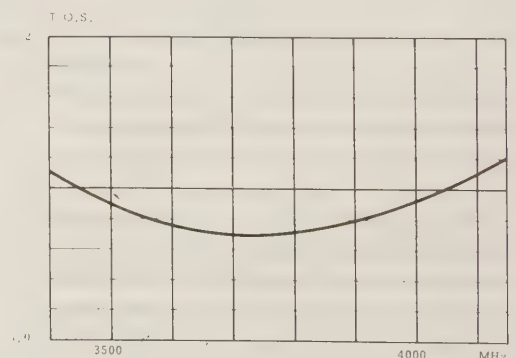


FIG. 7. — T.O.S. de la jonction coaxial-guide C.N.E.T. — 6.

En conclusion, nous estimons que, sans vouloir prétendre à la perfection, le modèle de jonction réalisé est satisfaisant, eu égard à son encombrement réduit et à son coefficient de réflexion, suffisamment faible pour pouvoir être négligé dans la plupart des applications. Remarquons que vouloir le réduire davantage serait sans doute illusoire, compte tenu des imperfections des connecteurs de type N actuels.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MUMFORD W.W. — *Proc. IRE*, 41, p. 256, fév. 1953.
 - [2] COHN S.B. — *Proc. IRE*, 35, p. 920, sept. 1947.
 - [3] LEBLOND A. — *Ann. Radioélectricité*, XI, n° 46, p. 331, oct. 1956.
 - [4] FRIEDMAN D.S. — *IRE Trans. MTT*, 5, p. 75, janv. 1957.
 - [5] TANAKA S. — *Communic. Assemblée Générale de l'U.R.S.I.* Boulder, août-sept. 1957.
-

ÉTUDE DIÉLECTRIQUE DES MATÉRIAUX HUMIDES *

PAR

J. PAQUET

Ingénieur ESE

*Section Electronique du Service Physique et Métaux
du C.E.B.T.P.*

LISTE ET SIGNIFICATION DES SYMBOLES UTILISÉS DANS CETTE ÉTUDE

ε Constante diélectrique absolue	f Fréquence
ε_0 Constante diélectrique absolue du vide	x Fréquence réduite
K Constante diélectrique relative	ω Pulsation $= 2\pi f$
K' Partie réelle de K	n Indice
K'' Partie imaginaire de K	n' Partie réelle de n
μ Perméabilité	n'' Partie imaginaire de n
ρ Résistivité	γ Facteur de propagation
σ Conductivité	$= \alpha + j\beta$
	α Constante d'affaiblissement
	β Constante de phase

1. Introduction

Le problème des mesures électriques de la teneur en eau des matériaux poreux a conduit le C.E.B.T.P. à effectuer une étude générale des propriétés diélectriques des matériaux humides. Bien que les résultats puissent s'appliquer à d'autres combinaisons de deux corps, nous raisonnerons par la suite sur l'ensemble matériau + eau.

L'expérimentateur dispose pour ses essais de toute la gamme des fréquences, depuis le courant continu jusqu'aux hyperfréquences. Pratiquement on trouve déjà dans la littérature des résultats divers depuis le courant continu jusqu'à 10 000 MHz. Les matériaux étudiés sont : le plâtre, le ciment, le béton, le sable, l'argile, la pierre, le bois, le papier, etc.

Au point de vue théorique, ces mesures se ramènent à celles de la permittivité complexe du matériau. Les mesures par résistivité sont déjà utilisées depuis de nombreuses années. Celles dites par « constante diélectrique » se développent de plus en plus.

Si les résultats expérimentaux sont nombreux, ils sont malheureusement souvent imprécis. Les fréquences de mesure ne sont pas toujours indiquées ce qui leur ôte beaucoup d'intérêt. Parfois les chiffres cités semblent sujets à caution, les mesures étant perturbées par des phénomènes annexes tels que mauvais contact des électrodes, phénomène d'impédance d'électrodes en présence d'ions.

En raison de ces imprécisions, les résultats se montrent en général incohérents et aucune loi ne pouvait en être extraite.

Pour expliquer les résultats trouvés, les auteurs font appel aux phénomènes suivants :

- conduction ionique,
- effet Maxwell-Wagner dû à l'hétérogénéité du milieu,
- relaxation de l'eau plus ou moins fixée, et relaxation des hydrates,
- phénomènes de doubles couches,
- phénomènes de conduction de surface faisant intervenir la dimension des pores.

Examinons successivement tous ces phénomènes :

La conduction ionique de l'eau absorbée doit naturellement être prise en considération, c'est même un facteur fondamental. L'introduction de cette conduction se fait d'ailleurs de façon très simple en utilisant la permittivité complexe de l'eau.

Le problème de l'effet Maxwell-Wagner est à notre avis un faux problème car il est contenu dans l'image diélectrique que l'on choisit. En effet, supposons qu'on ait choisi comme image du diélectrique une certaine forme d'inclusions d'eau, et qu'on puisse établir théoriquement la loi de variation de la permittivité. Si on remplace la permittivité de l'eau par sa valeur complexe, tenant compte de la conductivité, on obtient une formule qui tient compte des phénomènes appelés parfois effet « Maxwell-Wagner ».

* Conférence prononcée à la « International Conference on Materials », Février 1964, Philadelphie.

Il est possible que des phénomènes de relaxation de l'eau existent aux fréquences moyennes, mais ils sont complètement masqués par la conduction ionique.

En outre, si les hydrates présentaient des phénomènes de relaxation, ces phénomènes apparaîtraient également sur des corps parfaitement secs, ce qui n'a jamais été indiqué de façon certaine.

Les phénomènes de double-couche ne semblent pas être importants. Ceux dus au contact entre les électrodes et le milieu, qui pourraient apparaître en basse fréquence, peuvent être supprimés en utilisant des montages de mesure à quatre électrodes.

Ceux dus aux discontinuités internes du matériau peuvent provoquer des tensions supplémentaires faibles. Elles ne deviennent sensibles que si on opère en régime d'impulsion, en supprimant brusquement le courant injecté. Une tension, appelée parfois « polarisation induite » peut alors apparaître. Elles correspondent à une décharge intérieure des doubles couches. Ces phénomènes sont utilisés en prospection électrique sous le nom de polarisation induite.

L'anisotropie des matériaux complique parfois les phénomènes. C'est en particulier le cas du bois. Nous n'insisterons pas sur le sujet qui a été traité par LOEB [1].

A notre avis, on doit épuiser toutes les possibilités d'explications simples avant de faire intervenir ces différents phénomènes.

Enfin, une théorie générale, même approchée, doit d'abord rendre compte des phénomènes observés dans tout le spectre de fréquence. C'est une condition bien souvent méconnue dans la recherche des schémas équivalents.

La plupart des images habituellement proposées pour le mélange de deux corps et également pour les corps poreux humides comportent des inclusions du corps étranger dans le matériau de base, ces inclusions étant complètement isolées et de formes diverses. D'où les diverses courbes de la théorie des mélanges habituellement proposées (MAXWELL-LEWIN, BÖTTCHER, BRUGEMAN-NIESAL). Or aucune de ces théories ne convient manifestement pour les corps poreux dans lesquels les inclusions d'eau ne sont pas isolées puisque ces matériaux peuvent être humidifiés et séchés. En outre si les inclusions étaient isolées la conduction serait nulle en courant continu, ce qui est contraire à l'expérience.

En effet, tous les corps poreux humides ont une admittance non nulle en courant continu (c'est le principe de nombreuses méthodes de mesure d'humidité) et on constate que cette admittance varie peu entre 0 et 1 MHz ainsi qu'on le verra dans les résultats expérimentaux. Bien entendu, la mesure de cette admittance doit être faite de manière à éviter tout phénomène parasite au voisinage des électrodes ce qui impose en basse fréquence l'utilisation d'un dispositif à quatre électrodes bien connu des géophysiciens. Sinon on se trouverait en face d'un problème d'impédance d'électrodes plongées dans un électrolyte et les résultats obtenus en basse fréquence seraient faussés par ces phénomènes.

Cette première constatation générale, qui est vérifiée en particulier pour la pierre, le plâtre, le sable et l'argile, est fondamentale et permet de guider le choix d'un schéma électrique du matériau, d'une loi des mélanges et, si l'on veut, d'un circuit électrique équivalent. En fait, les cas où l'on peut vraiment parler d'inclusion isolée de corps étrangers sont plutôt rares. Le principal exemple est le plastique chargé pour lequel les théories classiques s'appliquent bien, les peintures à charge métallique dans lesquelles chaque particule étrangère est enrobée par le corps de base, et les émulsions.

Une autre considération importante permet de guider le choix du schéma équivalent. On constatera en effet que K' augmente en basse fréquence et que, entre 10 et 1 MHz, il est multiplié par un facteur compris entre 2 et 3. Si l'on pousse l'expérience en basse fréquence (en excluant les impédances d'électrodes) on s'aperçoit que K' peut atteindre des valeurs très élevées, supérieures à 80. Il s'agit là d'un phénomène qui peut surprendre mais qui est lié à la valeur simultanée énorme de K'' ; l'eau absorbée se comporte alors pratiquement comme un conducteur. Pour donner une image de ce phénomène, considérons le dipôle de la figure 1 dont on mesure les deux éléments d'admittance. Aux fréquences élevées ces éléments sont de 1 000 Ω et 100 pF, alors qu'aux fréquences basses la capacité équivalente est de 1 μ F. Naturellement ce dipôle suit la loi des réseaux et son impédance varie de $n \times 6$ dB par octave. La variation de K' constatée expérimentalement est voisine de 3 dB par octave, ce qui amène à penser à une structure répartie.

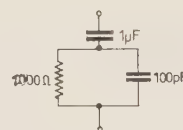


FIG. 1. — Réseau électrique équivalent.

Il n'y a pas lieu à notre avis, en première approximation, de prévoir un comportement différent suivant les fréquences envisagées et, en particulier, des différenciations suivant le diamètre des pores. Dans toute la gamme des longueurs d'onde envisagée ou en tout cas jusqu'à 10 cm, la dimension des pores est faible devant la longueur d'onde, même réduite par l'indice du matériau. La fréquence s'introduit uniquement dans les rapports entre K' et K'' de l'eau de mouillage.

Enfin, les résultats de l'absorption des ondes de faible longueur, si on retranche les réflexions sur les faces, indiquent des absorptions proportionnelles à la concentration d'eau en volume. Cela nous amène tout naturellement à la relation empirique $n = n_0 + kn_1$, n étant l'indice du matériau de base et n_1 étant celui du corps étranger. Cette relation ne sera pas démontrée mais vérifiée par ses conséquences plus ou moins directes sur la variation de K en fonction de la fréquence et de la concentration. Traduite en fonction des permittivités, on obtient :

$$\sqrt{K} = \sqrt{K_1} + k\sqrt{K_2} ; \quad K^{\frac{1}{2}} = K_1^{\frac{1}{2}} + kK_2^{\frac{1}{2}} .$$

Cette dernière relation est une forme particulière de la formule très générale de LICHTENEKER, habituellement utilisée avec ses exposants extrêmes + 1 et - 1.

Nous essaierons plus loin de trouver une signification physique à cette formule qui nous conduira tout naturellement à une structure à éléments répartis, seule propre à refléter la constitution complexe d'un matériau humide.

En résumé, cette loi permettra de retrouver approximativement dans toute la gamme des fréquences, allant de 10 kHz à 100 MHz le comportement électrique des matériaux humides à partir de deux paramètres, l'un caractérisant la constante diélectrique du corps sec, l'autre la conductivité de l'eau mouillant le corps.

2. Notions de base. Unités

On utilise le système Giorgi rationalisé.

Les propriétés électriques d'un corps sont définies par sa permittivité (ou constante diélectrique) complexe ε et ses propriétés magnétiques par sa perméabilité complexe μ .

Pour le vide ou l'air, on a $\varepsilon = \varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ F/m
et $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Dans la suite, on supposera que les matériaux envisagés ne sont pas ferromagnétiques et on prendra $\mu = \mu_0$. On utilisera surtout les permittivités relatives : $K = \varepsilon/\varepsilon_0 = K' - jK''$.

On définit ensuite les grandeurs suivantes :

Indice $n = n' - jn'' = \sqrt{K}$.

Facteur de propagation $\gamma = \alpha + j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda_0} n$;

λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide ;

α est la constante d'affaiblissement en népers par mètre ;

β est la constante de phase en radians par mètre.

Vitesse de propagation : $v = \frac{\omega}{\beta}$, ω étant la pulsation
 $= 2\pi f$.

Longueur d'onde : $\lambda = 2\pi/\beta = \lambda_0/n'$.

Impédance d'onde : $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon} = Z_0/n$.

On introduit également la résistivité d'un corps, ρ , et son inverse, la conductivité σ .

Les indices se rapportent aux différents milieux envisagés, 0 pour le vide, 1 pour le matériau et 2 pour l'eau de mouillage.

PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES DE L'EAU

Jusqu'à des fréquences voisines de 1 000 MHz, les phénomènes de relaxation ne sont pas sensibles. On peut alors écrire :

$$K = 80 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} = 80 - j\frac{18\sigma 10^9}{f}$$

σ étant la conductivité de l'eau.

Pour les fréquences supérieures, on doit tenir compte des phénomènes de relaxation et écrire, en absence de conductivité ionique :

$$K = 1,75 + \frac{80 - 1,75}{1 - jf/f_c}$$

f_c est la fréquence correspondant au maximum de K'' .
On prendra $f_c = 16\,600$ MHz à 20 °C.

Dans les mesures par transmission, l'absorption est proportionnelle à n'' . n'' passe par un maximum vers 28 000 MHz à 20 °C.

La figure 2 donne, à 10 000 MHz, les variations de α en dB/cm en fonction de la température.

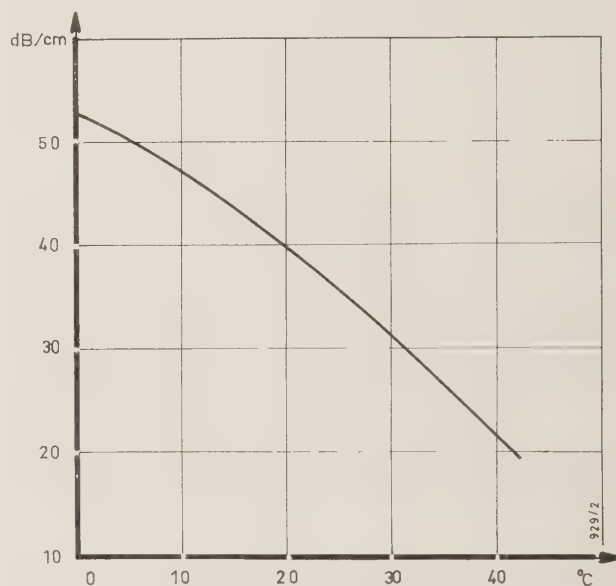


FIG. 2. — Variations de l'absorption apportée par une lame d'eau de 1 cm en fonction de la température, pour la fréquence de 10 000 MHz.

3. Résultats expérimentaux

L'ensemble des mesures effectuées au C.E.B.T.P. a porté sur des corps poreux normalement rencontrés dans les Techniques du Bâtiment et des Travaux Publics : sable, argile, plâtre, ciment, mortier, béton, pierre, bois. Elles ont été complétées par des mesures particulières destinées à vérifier certains points théoriques.

GAMME DE FRÉQUENCES

La gamme des fréquences HF la plus intéressante, nous a parue la gamme 100 kHz à 100 MHz. En effet, en-dessous de 100 kHz, des phénomènes parasites d'électrodes peuvent intervenir. D'autre part, 100 MHz semble être la limite supérieure des mesures conventionnelles. Ces mesures sont complétées par des mesures d'absorption effectuées antérieurement au Centre d'Etudes du Bâtiment et des Travaux Publics,

à 10 000 MHz, et par les résultats de plus en plus nombreux et précis de différents expérimentateurs, en particulier WATSON, DE LOOR, EDMOND, HASTINGS. Nos mesures ont été principalement effectuées à l'aide d'un pont type RX meter 250 A de BOONTON, couvrant la gamme de 0,5 à 250 MHz, qui donne directement les composantes parallèles de l'admittance à mesurer. La cellule de mesure reçoit des échantillons de $3 \times 3 \times 2$ cm, qui n'occupent que la partie centrale de la cellule de manière à éviter les effets de bord. Des corrections sont nécessaires à partir de 100 MHz en raison de l'inductance des connexions.

Les mesures ont été effectuées, soit en fonction de la fréquence pour des teneurs en eau données, soit à la fréquence de 10 MHz pour des teneurs en eau variables. Cette fréquence de 10 MHz avait été choisie parce qu'elle correspondait à la fréquence de travail d'un appareil de mesure étudié antérieurement par le C.E.B.T.P.

Les différents résultats sont donnés dans les graphiques généraux.

INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

On a d'abord constaté que, pour des matériaux secs, K' est constant et K'' est pratiquement nul. On a donc affaire à des matériaux de base qui ne présentent pas de phénomènes de relaxation propre dans la gamme de fréquences envisagées.

On constate également que l'eau qui imbibe ces matériaux présente, dans la bande des fréquences considérées, une valeur constante de K' qu'on prendra, pour simplifier, égale à 81, et un K'' qui correspond à une conduction ionique constante jusqu'à 50 MHz. Au-delà, la conduction augmente et K'' décroît moins vite que prévu. Cette divergence ne peut cependant pas s'expliquer par la relaxation de l'eau.

Les courbes donnant K' et K'' en fonction de la fréquence pour des matériaux humides, présentent des caractères de similitude nettement marqués, même pour des corps aussi différents que le plâtre, l'argile et le sable.

En effet, on constate pour K' une décroissance quand la fréquence augmente avec des pentes comprises entre $-1/2$ et $-1/3$, en coordonnées logarithmiques. La quantité K'' décroît régulièrement et, sauf aux fréquences élevées, correspond à une conductance à peu près constante.

Lorsque, pour une fréquence donnée, on fait varier la teneur en eau, on constate que, dans tous les cas, K' part de la valeur sèche et augmente avec cette teneur. Pour la fréquence de 10 MHz, cette variation, plus ou moins linéaire, correspond à des pentes variables allant de 0,5 à 4, pour un pour-cent d'eau.

On remarquera donc que les variations sont bien supérieures à celles prévues par les diverses théories des mélanges à inclusions isolées. On constate également que la variation est d'autant plus grande que la constante diélectrique est plus élevée.

Pour le ciment, les mesures ont été poursuivies

jusqu'en courant continu, en utilisant un système à quatre électrodes.

Sur la figure 3, on a représenté en fonction de la teneur en eau en volume, la variation de K' pour différents matériaux. On peut faire les remarques suivantes :

1° Le comportement de l'argile est particulier ;

2° Pour le bois, les variations sont différentes suivant que le champ électrique est parallèle ou perpendiculaire aux fibres. Pour un champ perpendiculaire aux fibres, la variation est très faible. On se rapproche alors du cas des inclusions isolées ;

3° Pour le béton, le ciment et le mortier, les courbes sont assez voisines. Cependant pour le ciment il est difficile de connaître la teneur en eau, une partie de l'eau des hydrates partant avant que toute l'eau absorbée soit éliminée.

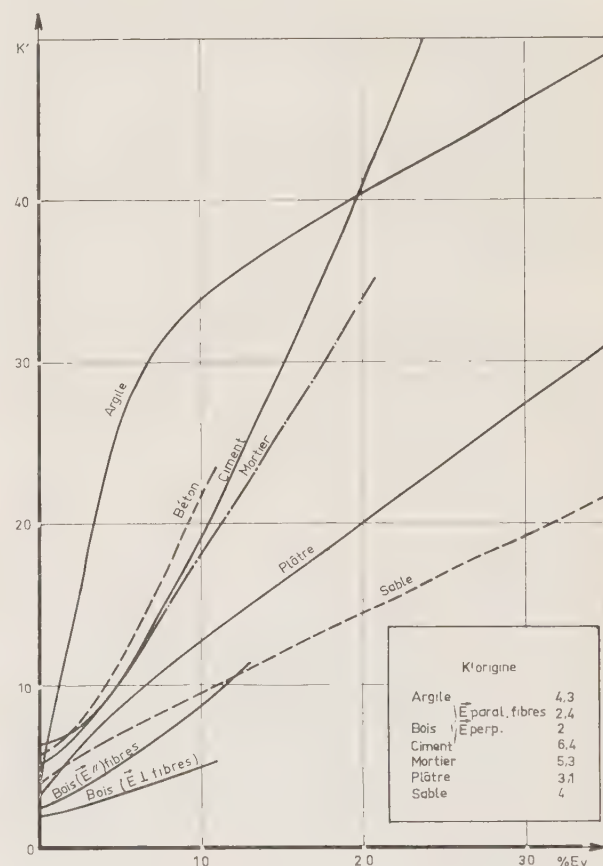


FIG. 3. — Variations de K' (partie réelle de K) en fonction de la teneur en eau à la fréquence de 10 MHz, pour différents matériaux.

Sur la figure 4, on a représenté les variations de K'' . On retrouve une grande dispersion, avec les cas extrêmes de l'argile et du bois.

Sur la figure 5, on a porté les variations de K' en fonction de la fréquence, pour une teneur en eau d'environ 10 %.

Les points représentent l'intersection avec la courbe K'' correspondante.

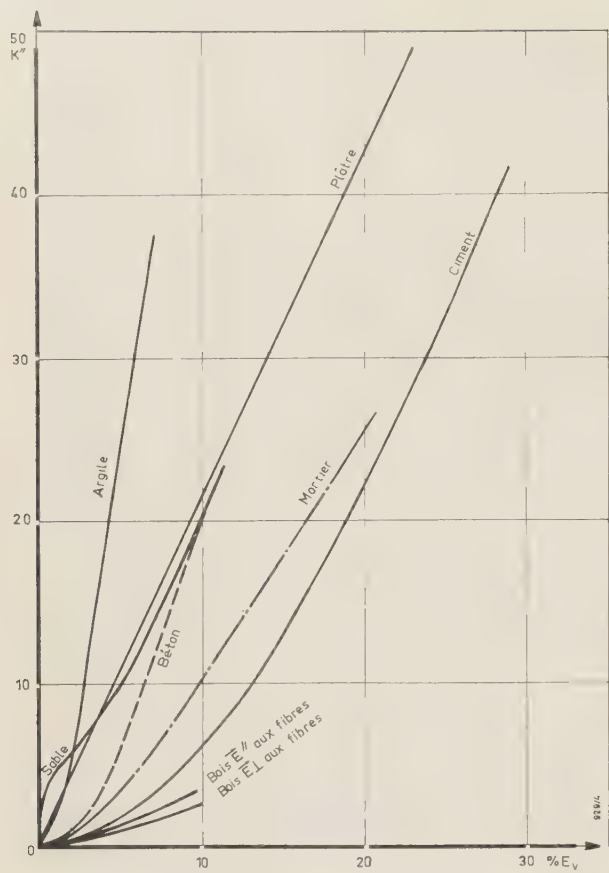


FIG. 4. — Variations de K'' (partie imaginaire de K), en fonction de la teneur en eau à la fréquence de 10 MHz, pour différents matériaux.

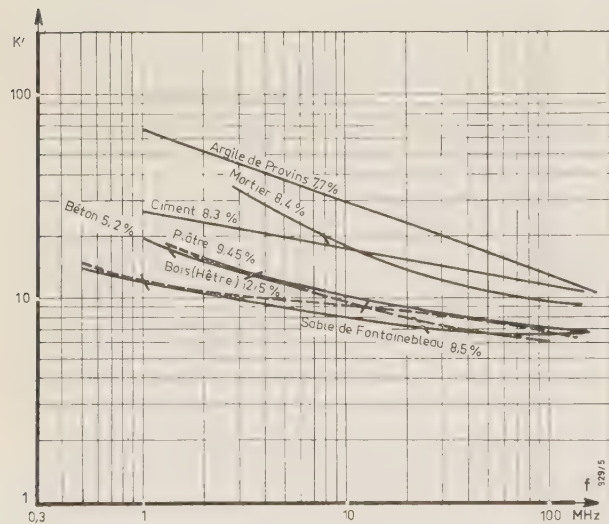


FIG. 5. — Variations de K' en fonction de la fréquence, pour différents matériaux humides.

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX EN HYPERFRÉQUENCES

Différents résultats expérimentaux ont été publiés. Ils ont été obtenus soit par des mesures dans les guides d'onde, soit par transmission en espace libre. Malheu-

reusement, les résultats entre les différents expérimentateurs ne sont pas toujours concordants.

Les mesures en espace libre ne permettent pratiquement que d'obtenir n'' . Mais à 3 000 MHz, il est absolument nécessaire de tenir compte des réflexions sur les deux faces du matériau, les calculs deviennent alors assez imprécis.

D'autre part, les expérimentateurs ne donnent pas toujours la température des essais. Or, entre 20 et 30 °C, l'affaiblissement de 1 cm d'eau passe de 38 à 30 dB à 10 000 MHz et de 5 à 3,7 dB à 3 000 MHz. Ces écarts expliquent en partie les divergences constatées, et empêchent souvent des conclusions d'ensemble.

Cependant, ces diverses expériences en espace libre montrent que l'absorption croît linéairement avec la concentration en eau. On admet volontiers ce résultat bien qu'il ne soit pas évident. C'est un argument important pour la loi des indices.

4. Etude théorique

Les résultats expérimentaux ont montré que l'eau et les matériaux secs se comportaient normalement dans la gamme 0-150 MHz. On peut donc attribuer aux matériaux une permittivité K_1 constante, et à l'eau une permittivité $K_2 = 81 (1 - jf_0/f)$.

f_0 est une fréquence caractérisant la conductivité de l'eau. f_0 est relié à σ par :

$$f_0 = \sigma \times \frac{18}{81} 10^9 = \frac{2}{9} \sigma \cdot 10^9 .$$

Les résultats relatifs à l'absorption en hyperfréquence, les variations de K' aux fréquences moyennes, nous conduisent à adopter une loi des mélanges du type :

$$n = n_1 + kn_2,$$

- n_1 indice du matériau de base,
- n_2 indice du corps étranger (ici l'eau),
- k concentration en volume du corps étranger.

En fait cette formule est déjà une approximation puisqu'un matériau humide est un mélange ternaire (matériau, air, eau).

Cette loi des indices peut s'écrire :

$$\sqrt{K} = \sqrt{K_1} + k\sqrt{K_2}$$

Jusqu'à 250 MHz, on a : $K_2 = 81 (1 - jf_0/f)$; d'où :

$$K = K_1 + k^2 \cdot 81(1 - jf_0/f) + 2k\sqrt{K_1} \cdot 9\sqrt{1 - jf_0/f} = K' - jK'' ;$$

avec :

$$K' = K_1 + 81k^2 + \frac{18}{\sqrt{2}} k\sqrt{K_1} \sqrt{\sqrt{(f_0/f)^2 + 1} + 1} ;$$

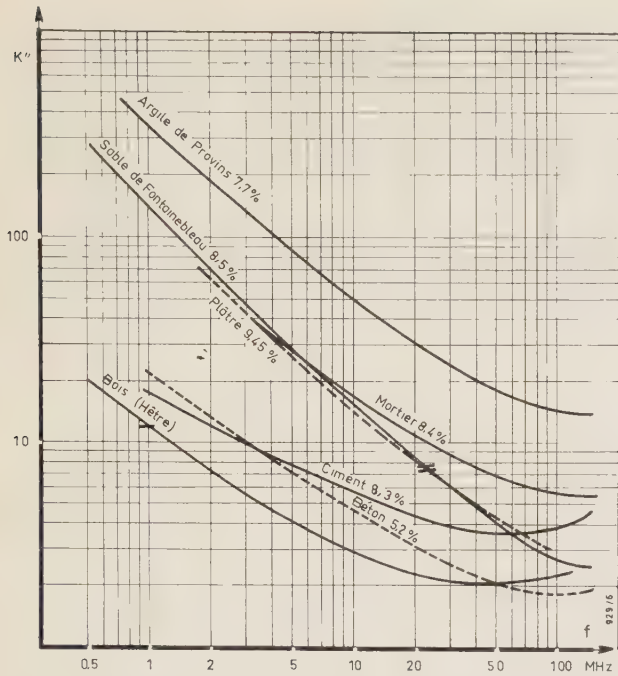


FIG. 6. — Variations de K'' en fonction de la fréquence, pour différents matériaux humides.

$$K'' = 81k^2 f_0/f + \frac{18}{\sqrt{2}} k\sqrt{K_1} \frac{(f_0/f)}{\sqrt{\sqrt{(f_0/f)^2 + 1} + 1}}.$$

PROPRIÉTÉS DIVERSES

a) Limite aux fréquences élevées. $f_0/f \rightarrow 0$.

On a : $K' = K'_1 + k^2 \cdot 81 + 18k\sqrt{K_1}$

Quand la teneur en eau augmente K' part de K'_1 et croît initialement avec une pente $18\sqrt{K_1}$ qui fait intervenir à la fois la constante diélectrique de l'eau et celle du matériau sec.

Aux fréquences élevées, K'' tend vers 0 et est équivalent à $\left(81k^2 + \frac{18}{2}\sqrt{K_1}k \frac{f_0}{f}\right)$. Il varie avec une pente -1 .

b) Limite aux fréquences basses.

K' augmente indéfiniment et est équivalent à :

$$\frac{18}{\sqrt{2}} k\sqrt{K_1} \sqrt{\frac{f_0}{f}}.$$

K'' augmente indéfiniment et est équivalent à : $81 k^2 f_0/f$.

Le rapport de la conductivité du matériau humide à la conductivité de l'eau est alors de :

$$\frac{K''}{K_2''} = \frac{81k^2 f_0/f}{81 f_0/f} = k^2$$

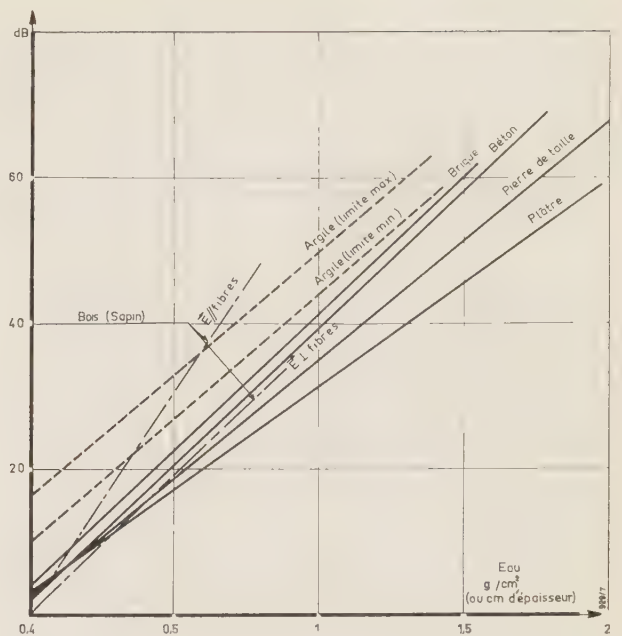


FIG. 7. — Affaiblissement de transmission, en décibels, apporté par différents matériaux, en fonction de la teneur en eau, à la fréquence de 10 000 MHz (valeurs moyennes).

COURBES GÉNÉRALES

Si l'on pose $f_0/f = x$, et $k/\sqrt{K_1} = \lambda$, on obtient :

$$\frac{K'}{K_1} = 1 + \frac{18}{\sqrt{2}} \lambda \sqrt{\sqrt{\lambda^2 + 1} + 1 + 81\lambda^2} ;$$

$$\frac{K''}{K_1} = \frac{18}{\sqrt{2}} \lambda \frac{x}{\sqrt{\sqrt{\lambda^2 + 1} + 1}} + 81x\lambda^2.$$

Ces courbes peuvent être tracées en fonction de x pour différentes valeurs du paramètre λ . On a pris $\lambda = 0,02; 0,05; 0,1$ et $0,15$. On voit que ces courbes ont l'allure générale des courbes expérimentales.

COMPARAISON AVEC LES COURBES EXPÉRIMENTALES

Sur la figure 8, on a représenté les courbes expérimentales obtenues avec le plâtre à 9,45 %, ainsi que les courbes théoriques correspondant à $K'_1 = 3,5$ et $f_0 = 80$ MHz, soit une résistivité de l'eau de mouillage de $2,8 \Omega \cdot m$. Cette résistivité correspond assez bien à celle de l'eau saturée de plâtre.

Sur la figure 9, la même comparaison est faite pour le ciment à 8,3 %. On a été amené à prendre $K'_1 = 10$ et $f_0 = 40$ MHz, soit une résistivité de l'eau de $25 \Omega \cdot m$. La valeur de K'_1 est supérieure à celle du ciment sec. Elle correspondrait plutôt à celle du matériau compact, c'est-à-dire sans pores.

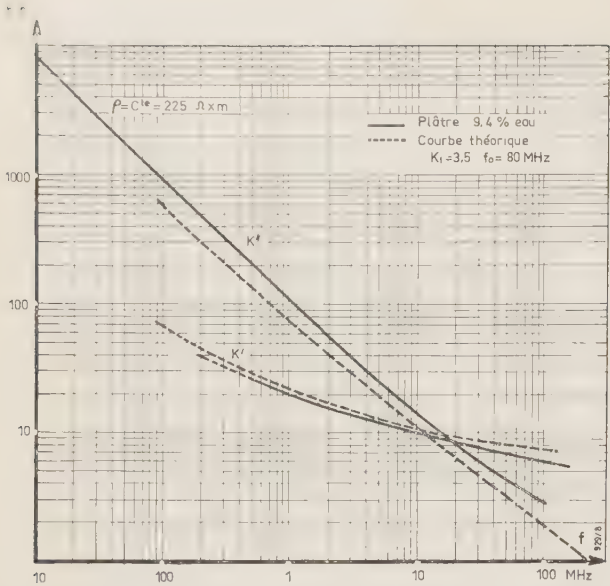


FIG. 8. — Comparaison des courbes expérimentales pour le plâtre à 9,4 % d'eau, avec les courbes théoriques correspondant à $K'_1 = 3,5$ et $f_0 = 80$ MHz.

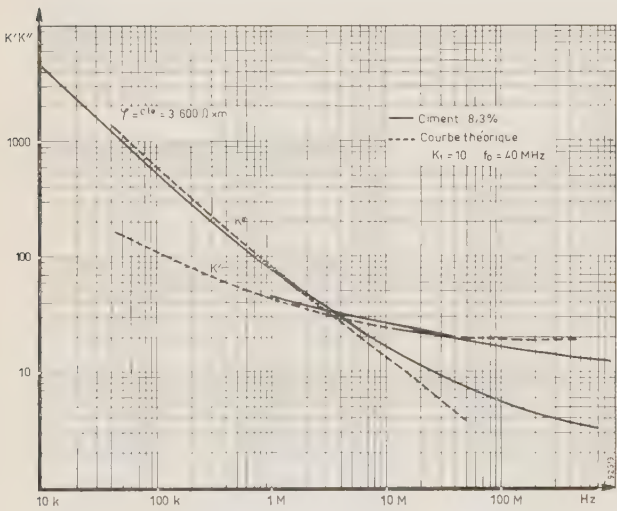


FIG. 9. — Comparaisons des courbes expérimentales obtenues pour le ciment à 8,3 % d'eau avec les courbes théoriques correspondant à $K'_1 = 10$ et $f_0 = 40$ MHz.

PRINCIPALES DIVERGENCES AVEC LES COURBES EXPÉRI-
MENTALES

On constate :

a) qu'à partir de 50 MHz environ K'' décroît moins vite que ne l'indique la courbe théorique. Mais ce phénomène avait été déjà observé pour l'eau à forte conductivité.

Pour le sable, on n'a pas une très bonne concordance.

On avait déjà remarqué les très grandes variations possibles de ϵ'' suivant qu'on se trouve en phase de

séchage ou de mouillage. ϵ'' peut alors varier pour une même teneur en eau dans le rapport de 1 à 10.

Il est d'ailleurs clair que pour le sable, l'image « matériau entouré d'eau » peut convenir. Le calcul indique alors une constante diélectrique qui varie très peu avec la fréquence et une conduction qui est proportionnelle à la teneur en eau en volume.

b) La relation $\sigma = K^2\sigma_2$ qui est l'extrapolation de la loi des indices en courant continu, n'est pas vérifiée expérimentalement. Les courbes trouvées oscillent entre $\sigma = K\sigma_2$ et $\sigma = K^2\sigma_2$.

CIRCUITS ÉLECTRIQUES ÉQUIVALENTS

Jusqu'à présent on n'a donné aucune image du diélectrique complexe. Le cas des images avec inclusions isolées de formes diverses ne correspond pas à la pratique. Si on inverse le rôle des deux corps, et si on représente le matériau humide comme constitué par des inclusions de matériau, isolées et entourées d'eau, on trouve des résultats plus conformes à la réalité mais qui ne rendent pas compte de tous les phénomènes observés. Dans l'image correcte, on devrait trouver une continuité du matériau et une continuité de l'eau de mouillage. On serait sans doute conduit à des réseaux enchevêtrés, dont le calcul est inabordable.

Ce n'est pas notre but de donner ici une image du diélectrique humide, mais de montrer que, au point de vue circuits électriques équivalents la loi des indices conduit à des réseaux parfaitement réalisables en utilisant un très grand nombre d'éléments en échelle.

Pour rendre les circuits électriques plus clairs, on représentera le matériau sec par une capacité et l'eau par une résistance pure (cas des fréquences basses). Cela ne restreint naturellement pas la généralité des raisonnements. Le problème posé est un problème de synthèse de réseaux.

Pour simplifier prenons $n_1 = K_1 = 1$.

Pour l'eau supposée uniquement conductrice on posera :

$$K_2 = -j \frac{\omega_c}{\omega} ;$$

on a alors : $n = 1 + kn_2$;

$$K = 1 + k^2\epsilon_2 + 2k\sqrt{\epsilon_2} = 1 - k^2j\frac{\omega_c}{\omega} + 2k\sqrt{-j\frac{\omega_c}{\omega}}$$
$$= 1 + k^2\frac{\omega_c}{j\omega} + 2k\sqrt{\frac{\omega_c}{j\omega}} .$$

Pour faire la synthèse d'un réseau sous forme d'admittance, prenons un condensateur tel que $Y = Kj\omega$:

$$Y = j\omega + k^2\omega_c + 2k\sqrt{j\omega\omega_c} .$$

On pourrait alors faire la synthèse des trois éléments en parallèle, mais il semble préférable de mettre Y sous la forme :

$$Y = (j\omega + k\sqrt{j\omega\omega_c}) + k^2\omega_c + k\sqrt{j\omega\omega_c}.$$

Considérons le réseau de la figure 10, comprenant N capacités (N très grand). L'admittance d'entrée Y_1 de ce dipôle est égale à son admittance caractéristique c'est-à-dire à $\sqrt{K^2 j\omega\omega_c}$ sauf pour ω très grand où l'on a $Y_1 = j\omega$.

On pourra donc écrire : $Y_1 = j\omega + K\sqrt{j\omega\omega_c}$.

Par un raisonnement analogue on peut montrer que la deuxième parenthèse ($K^2\omega_c + K\sqrt{j\omega\omega_c}$) représente l'admittance du réseau de la figure 11.

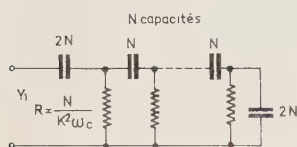


FIG. 10.

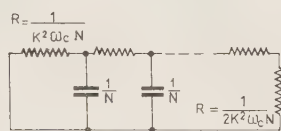


FIG. 11.

Le circuit équivalent complet peut donc être obtenu en mettant en parallèle les deux réseaux précédents. On peut également leur donner les formes plus symétriques représentées sur les figures 12 et 13.

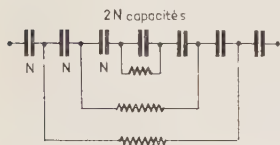


FIG. 12.

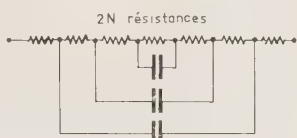


FIG. 13.

On doit cependant remarquer la part d'arbitraire de cette représentation. En particulier toutes les capacités et toutes les résistances sont égales.

En réalité, la synthèse de la fonction Y pourrait se faire d'une infinité de manières différentes et, en particulier, sous les formes canoniques des figures 14 et 15.

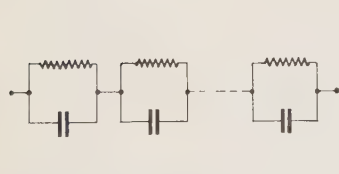


FIG. 14.

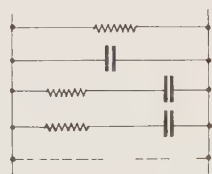


FIG. 15.

Dans ces deux dernières représentations les valeurs des éléments sont toutes différentes. Il est difficile de dire laquelle de ces représentations a la plus grande signification physique.

Dans le cas général où la permittivité de l'eau est complexe, chaque résistance devra être remplacée par l'ensemble d'une résistance et d'une capacité en parallèle.

Remarquons enfin que cette possibilité de synthèse n'est pas limitée au cas de l'exposant $1/2$ de la formule de LICHTENEKER, mais peut être étendue à tout exposant de la forme $1/q$, q étant entier.

5. Applications pratiques. Appareils de chantier

L'application que nous envisageons maintenant est la mesure non destructive de la constante diélectrique d'un matériau quelconque en place (d'où on tirera, par exemple, son degré d'humidité). Il ne peut donc être question de prélèvement et de mesure classique avec cellule et pont de mesure. De plus, les appareils en question doivent être autonomes, portables et, si possible, peu coûteux. Les méthodes possibles sont les suivantes :

- mesure de K' et K'' aux fréquences radioélectriques,
- absorption ou réflexion en hyperfréquence.

5.1. MESURES AUX FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

Les mesures de K' sont intéressantes car elles sont en général simples et pas trop influencées par la température (contrairement à l'absorption aux hyperfréquences).

Les résultats expérimentaux ont montré que K' varie avec la fréquence et que jusqu'à des fréquences voisines de $F_0/3$, K' est fonction de la conduction ionique. Si l'on désire un phénomène pur on devra donc utiliser des fréquences très élevées, variables suivant les matériaux et voisines de 100 MHz pour le plâtre. Les difficultés rencontrées sont alors les suivantes :

- appareillage plus délicat,
- limitation de la profondeur de pénétration due à l'inductance des lignes de courant,
- variation plus faible de K' avec la teneur en eau.

On a vu que, de toute manière, la permittivité du mélange dépendant de celle du matériau sec, on ne pourra pas utiliser de courbe d'étalonnage universelle. Cette restriction est assez grave. On peut également envisager l'utilisation de fréquences plus basses, par exemple 10 MHz, pour laquelle la variation de ϵ' avec la fréquence est assez lente. Pour le plâtre l'erreur obtenue en doublant la conductivité est alors d'environ 20 %.

5.2. MESURE DE K'' .

Elle correspond aux différentes méthodes par résistivité, depuis le courant continu jusqu'aux fréquences radioélectriques.

L'avantage de K'' est sa valeur nulle pour un matériau sec, ce qui permet une plus grande précision sur

les premiers pour-cent d'eau. Les inconvénients résultant de la mesure de K'' sont les suivants :

— influence des sels dissous, particulièrement pour les corps peu solubles tels que le sable : en effet, la conductivité d'un sable préalablement lavé dépend essentiellement de la conductivité de l'eau de mouillage;

— dispersion plus grande entre les différents matériaux, rendant impossible l'application à des corps mal connus ou mal définis (mélanges);

— pour un même matériau, dispersion plus importante suivant la forme de l'eau dans les pores et en particulier suivant les cycles de séchage et de mouillage;

— variations plus grandes en fonction de la température.

Pour toutes ces raisons la mesure de ε' doit être préférée sauf pour des mesures de très faible teneur en eau (1 %).

5.3. CHOIX DU COUPLAGE ENTRE LE MATÉRIAU ET L'APPAREILLAGE DE MESURE

5.3.1. Couplage capacitif

Le couplage capacitif est le plus simple. On constitue un condensateur utilisant le matériau comme diélectrique. Dans les mesures industrielles, le couplage capacitif est universellement adopté, il présente cependant quelques inconvénients pour un appareil d'usage universel.

a) Influence de l'entrefer (on appellera dans la suite « entrefer » l'intervalle d'air qui peut exister entre une électrode et le corps à mesurer). Soit (fig. 16) $L_1 L_2$ la longueur d'une ligne de force moyenne, dans l'air et dans le matériau à étudier.

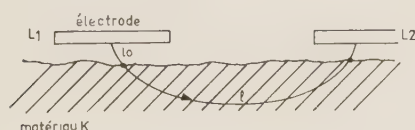


FIG. 16. — Couplage capacitif.

Supposons d'abord K réel (cas des fréquences élevées), l'impédance mesurée est proportionnelle à

$$l_0 + \frac{l}{K}.$$

L'erreur commise sur K est telle que :

$$\Delta \left(l_0 + \frac{l}{K} \right) = 0 ; \Delta l_0 + \frac{l}{K^2} \Delta K = 0 ; \frac{\Delta K}{K} = K = \frac{\Delta l_0}{l}$$

$$\text{Exemple : } K = 20 ; \Delta l_0 / l = 1/100 ; \frac{\Delta K}{K} = 20 \% .$$

L'erreur est importante mais encore acceptable. Si, par contre, la fréquence de mesure est faible, et que le matériau se comporte pratiquement comme un conducteur, l'appareil mesure alors une capacité équivalente qui dépend de ε'' et pratiquement plus de ε' .

b) Définition de la zone de mesure. En général, l'utilisateur veut connaître la zone de mesure d'un appareil de manière à savoir à quelle portion du corps essayé correspond l'indication fournie. Dans le cas du couplage capacitif, il est très difficile de répondre à cette question. On peut donner des résultats relatifs à un matériau homogène, mais dans ce cas, le renseignement est peu utile.

En effet dans le cas d'un matériau homogène, on peut donner le dessin des lignes de force du champ électrique et attribuer à chaque point du corps le poids de sa contribution au résultat final. Mais si le matériau n'est pas homogène, le dessin des lignes de force est modifié ainsi que les poids définis plus haut.

Une autre conséquence de ce phénomène est que les effets des différentes portions de la zone de mesure ne sont pas cumulatifs. En particulier, on pourra difficilement éviter qu'une grande humidité superficielle ne conduise à des valeurs moyennes trop élevées, et une couche sèche en surface à des valeurs moyennes trop faibles.

L'utilisation d'une électrode de garde ne conduit, semble-t-il, à aucune solution simple.

5.3.2. Couplage inductif

Principe : Dans le couplage inductif, on induit des courants dans le matériau à mesurer. Soit une spire (fig. 17) parcourue par des courants de haute fréquence, ces courants produisent un champ magnétique dans le matériau et un champ électrique d'induction. Un courant prend naissance dans le matériau, proportionnel à l'admittance globale du milieu, c'est-à-dire à $\sigma + j\varepsilon_0 K \omega$. On peut mesurer les effets magnétiques de ce courant soit grâce à un bobinage indépendant, soit sur la spire d'émission elle-même. Dans ce cas le terme K'' produit un amortissement et le terme K' une variation de la composante réactive de l'impédance de la spire.

Si la spire fait partie d'un circuit oscillant, le terme K'' sera, en principe, sans effet sur la fréquence d'oscillation, alors que le terme réactif produira une variation de fréquence proportionnelle à K' .

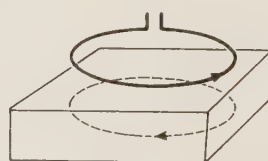


FIG. 17.

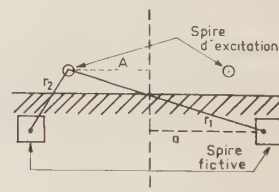


FIG. 18.

Couplage inductif.

Ce raisonnement simplifié ne tient pas compte des phénomènes d'auto-induction des courants secondaires. Pour les négliger, il faut maintenir le champ secondaire faible devant le champ primaire. Cette condition fait intervenir la fréquence et les dimensions du circuit d'excitation. Pour donner un critère simplifié on peut dire que le champ de mesure doit avoir des dimensions faibles devant la longueur d'onde dans le matériau à mesurer. A 100 MHz, avec $K = 25$, on a une lon-

gueur d'onde de 0,60 m. On voit donc que des sondes inductives fonctionnant à 100 MHz auront des champs de mesure de dimensions limitées à une dizaine de centimètres.

L'influence des pertes est négligeable d'abord parce qu'aux fréquences élevées K'' est toujours petit devant K' , et ensuite parce que l'oscillateur délivre en principe une fréquence indépendante de K'' .

Dans l'hypothèse où le champ secondaire est négligeable, on peut calculer numériquement le couplage existant entre la spire de mesure et le matériau en essai.

Supposons également que la constante diélectrique du matériau, sans être homogène, présente une stratification parallèle à sa surface et au plan de la boucle. En raison de la symétrie axiale les lignes de courant seront circulaires et on peut décomposer le milieu en tubes de courant qui ont le même axe que la boucle émettrice. On peut, dans ce cas, calculer le couplage entre la spire d'émission et une spire fictive du matériau (fig. 18). L'inductance mutuelle est donnée par :

$$M = N\sqrt{Aa} ,$$

N étant une quantité sans dimension dépendant du rapport $\frac{r_1}{r_2}$ et des unités.

L'impédance ramenée par chaque spire fictive est :

$$\frac{M^2\omega^2}{z_2} = M^2\omega^2 y ,$$

y étant l'admittance de cette spire. y est de la forme B/a , avec, pour un milieu diélectrique :

$$B = \varepsilon_0 K \frac{S}{2\pi} \omega .$$

L'impédance ramenée par une spire est donc :

$$\frac{\omega^2 M^2 B}{a} = \omega^2 N^2 A B ,$$

et l'impédance totale vaut :

$$\omega^2 A B \sum N^2 = \varepsilon_0 k \frac{S}{2\pi} \omega^3 A \sum N^2 ,$$

N^2 peut être calculé numériquement. Il est sans dimension. On voit donc que l'impédance ramenée en série avec la spire d'émission est proportionnelle au cube de la fréquence et au cube des dimensions linéaires. Mais il est plus intéressant d'évaluer ces variations en grandeur relative par rapport à l'impédance de la boucle qui varie comme $A\omega$, pour une forme définie. La variation relative est alors proportionnelle au carré de la fréquence et au carré des dimensions linéaires.

Le calcul montre qu'on peut escompter des variations de l'ordre de 1 % de l'impédance réactive, pour la gamme utile des constantes diélectriques à mesurer.

Le couplage inductif présente certains avantages :

a) il n'y a pas de problème d'entrefer ;

b) dans le cas fréquent où le matériau n'est pas homogène, mais possède une stratification parallèle à sa surface, il est possible de définir les zones de mesure et de donner le poids des différentes portions dans le résultat global ;

c) les influences des différentes portions sont cumulatives ;

d) éventuellement, il y a possibilité de sondage grossier par déplacement de la sonde par rapport au matériau.

Sur ce principe, le C.E.B.T.P. a réalisé une sonde plane pour mesures générales et une sonde tubulaire pour mesures dans les forages.

5.4. MESURES EN HYPERFRÉQUENCES

Au lieu de mesurer K' ou K'' aux fréquences radioélectriques, on peut mesurer des propriétés de transmission des milieux humides.

Les mesures par transmission sont déjà largement utilisées. Rappelons en le principe :

Un émetteur et un récepteur sont séparés par le corps supposé de grandes dimensions transversales, d'épaisseur l .

L'affaiblissement mesuré, par rapport à l'espace libre, est donné par la formule :

$$a = e^{\alpha l} \left| \frac{(n+1)^2}{4n} - \frac{(n-1)^2}{4n} l^{2\theta} \right| \quad \theta = (\alpha + j\beta)l .$$

Elle fait intervenir l'affaiblissement αl du matériau et les réflexions sur les faces. L'appareil nécessite également un étalonnage suivant le matériau étudié. Le Building Research Station a perfectionné un appareil de ce type fonctionnant dans la bande de 10 cm. Le C.E.B.T.P. utilise un appareil fonctionnant sur 3 cm pour des mesures rapides sur des échantillons.

A 10 000 MHz, la dispersion suivant les matériaux étudiés va de 29 à 40 dB/cm. Des corrections doivent également être faites en fonction de la température.

6. Conclusions

La grande variété des matériaux rencontrés rend les comparaisons délicates. Les principales difficultés rencontrées dans cette étude ont porté sur :

a) La nature exacte des matériaux étudiés, leur composition et leur âge.

b) La manière dont l'humidité est répartie, son uniformité, le cycle de séchage ou de mouillage.

c) L'imprécision sur la mesure de la teneur en eau par dessiccation dans le cas des matériaux à hydrates.

d) La nature de l'eau de mouillage.

Tous ces phénomènes font que les résultats sont forcément assez vagues.

Il en résulte qu'à moins d'opérer sur un corps bien défini, les méthodes diélectriques ne permettent pas d'atteindre une très grande précision sur la teneur en eau.

Les formules proposées ici ne rendent pas compte de tous les phénomènes observés. Elle en donne l'allure générale. Elle montre, en particulier, que la valeur du K' mesuré dépend, en général, de la conductivité de l'eau de mouillage.

En ce qui concerne les appareillages de mesures, il semble qu'on doive distinguer deux cas :

1° Appareillage léger et de faible prix, donnant des résultats approximatifs, utilisant la mesure de K' à fréquence suffisamment élevée,

2° Appareillage par transmission en hyperfréquence, forcément plus lourd, encombrant et coûteux, tout au moins dans l'état actuel de la technique.

Cette méthode a l'avantage d'intégrer l'humidité totale; c'est la seule qui donne une bonne précision pour de très faibles teneurs en eau. Elle est malheureusement assez sensible à la température, et nécessite l'accès à deux faces opposées.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] LOEB. — Sur la constante diélectrique des mélanges. *Onde Electrique*, juillet-août 1962.
- [2] DE LOOR. — The effect of moisture on the Dielectric Constant of hardened portland cement paste. *Appl. Sci. Res.*, Section B, Vol. 9.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en 10⁻¹⁰.
(— 74.10⁻¹⁰)

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centrés sur 3 h T.U.

Juillet 1964	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NBA 24 kHz
1	— 149,2	—	— 147,6
2	— 149,0	—	— 149,8
3	— 149,6	—	— 149,2
4	— 149,4	—	— 147,7
5	— 149,8	—	— 148,9
6	— 149,2	—	— 148,2
7	— 150,0	—	— 149,1
8	— 150,1	—	— 146,9
9	— 149,0	—	— 147,9
10	— 149,6	—	— 148,3
11	— 150,0	— 148,5	— 148,6
12	— 150,4	— 148,0	— 148,6
13	— 150,9	— 148,4	— 147,9
14	— 150,1	— 148,1	— 148,9
15	— 150,9	— 147,8	— 147,9
16	— 148,3	— 147,8	— 148,3
17	— 148,8	— 147,7	— 148,2
18	— 149,4	— 147,6	— 147,8
19	— 150,4	— 148,4	— 148,2
20	— 149,5	— 148,2	— 148,3
21	— 149,1	— 146,7	— 148,5
22	— 149,2	— 147,5	— 149,0
23	— 148,6	— 148,0	— 148,6
24	— 148,9	— 148,0	— 148,8
25	— 148,5	— 148,6	— 148,6
26	— 150,5	— 148,0	— 148,1
27	— 149,6	— 148,1	— 148,4
28	— 148,5	— 147,9	— 148,6
29	— 149,1	— 147,3	— 148,1
30	— 149,1	— 147,8	— 148,3
31	— 148,2	— 148,4	— 147,6

INVENTAIRE D'APPAREILS ÉLECTRIQUES
DE MESURE UTILISÉS EN RELATION
AVEC LES RAYONNEMENTS IONISANTS

(publication n° 181 de la C.E.I.)

1. Historique

Des articles sur la normalisation dans le domaine de l'instrumentation nucléaire ont fait le point des actions entreprises dans ce domaine par le Comité d'Etudes n° 45 de la Commission Electrotechnique Internationale. Il y était signalé, en particulier, parmi les travaux du groupe de travail n° 1 (Classification-Terminologie), la mise au point d'un « Inventaire d'appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants ». C'est ce document qui, après avoir gravi dans des délais particulièrement rapides les divers échelons de la procédure CEI, a donné naissance à la publication n° 181 qui se trouve être ainsi la première publication rédigée par le CE.45 ⁽¹⁾.

Grâce aux efforts combinés du GT.1 et du Bureau Central de la CEI cette publication a pu sortir avant la 3^e Conférence Atomique qui s'est tenue à Genève du 30 août au 10 septembre 1964, montrant ainsi la contribution importante apportée par la CEI à l'AIEA à cette occasion.

2. Présentation du document

La mission du GT.1 comportait en particulier l'établissement « d'une liste des appareils et des équipements associés qui sont du ressort du CE.45 ». L'utilisation de l'appareil devait être le critère principal de cette classification, dont le but principal fixé au départ était :

« d'identifier suffisamment clairement les appareils faisant partie « du domaine d'activité du CE.45 et, le cas échéant, préciser les « appareils à exclure tombant dans les attributions d'autres « Comités de la CEI ».

Le libellé de cette mission fait bien ressortir que, dès le début, il était apparu au CE.45 qu'il lui était impossible de rédiger des recommandations sur le fonctionnement des appareils avant d'avoir pris les mesures nécessaires pour identifier ceux-ci d'une façon suffisamment claire sous le double aspect d'une dénomination correcte, et d'une définition précise.

La nécessité d'une bonne terminologie est primordiale tant pour les constructeurs et utilisateurs en vue de faciliter les échanges que pour les besoins internes de la CEI. Elle est particulièrement importante dans le domaine de l'instrumentation nucléaire où des techniques nouvelles, à évolution rapide,

— 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.

⁽¹⁾ Le CE.45 a tenu sa première Réunion à New-Delhi en novembre 1960.

risquent de faire apparaître un jargon détestable, très vite incompréhensible pour les non-initiés, très vite difficile à réformer. La Publication 181 correspond précisément à cette nécessité.

Son élaboration est le résultat d'un gros travail sur le plan international.

Un premier projet utilisant des renseignements provenant, en particulier, de la publication n° 3 de la Review Series éditée par l'AIEA, et de certaines parties du Vocabulaire Electrotechnique International, avait été établi en 1961.

Les dénominations et les définitions de chaque appareil furent ensuite étudiées avec le plus grand soin par un groupe d'experts appartenant à six Pays (Etats-Unis, France, Italie, Pays-Bas, Royaume-Uni, Suède) auquel s'était joint un représentant de l'AIEA. Ce groupe de travail s'est réuni six fois pour l'exécution de la tâche qui lui avait été confiée.

Le document résultant de ce travail a été diffusé à tous les Pays membres de la CEI suivant la procédure « Règle des Six Mois ». A la suite de cette enquête, dix-sept Pays ont exprimé un vote positif, en se prononçant explicitement en faveur de la publication du document.

Il est à noter que dans la composition même du groupe de travail des tendances très variées étaient représentées : à côté de professeurs se trouvaient des atomistes, des représentants de constructeurs ainsi que des utilisateurs, ce qui représente une garantie pour la valeur des définitions mises au point.

3. Utilité de la publication

A qui va servir cette publication ?

Tout d'abord, naturellement, au CE.45 lui-même, la publication constituant un document de base pour les divers groupes de travail de ce Comité appelés à rédiger des Recommandations dans le domaine de l'Instrumentation Nucléaire.

Ensuite aux Comités d'Etudes de la CEI, autres que le CE.45, qui sont susceptibles d'avoir des rapports avec celui-ci.

Mais cette utilisation interne, pour indispensable qu'elle soit, n'est sans doute pas la plus importante, en ce sens qu'elle s'adresse à des experts qui n'ont pas besoin d'être convaincus de l'utilité d'une telle publication. Cette publication doit rendre également les plus grands services dans les divers Pays aux constructeurs et aux utilisateurs du matériel de l'espèce. Il convient donc d'élargir le plus possible la diffusion de ce document de façon que soient touchées d'une façon certaine les catégories ci-dessus. Dans ce sens un premier pas a été fait du côté des constructeurs. En effet, la Commission Intersyndicale de l'Instrumentation et de la Mesure Nucléaires Françaises (CINF) qui groupe, sous l'égide de la Fédération Nationale des Industries Electroniques, tous les constructeurs qui exercent en France une activité dans le domaine de l'électronique nucléaire, a décidé de prendre

la Publication 181 comme document de base pour définir son domaine de compétence. Cet organisme a notamment distribué à Genève une brochure dans laquelle les divers matériels fabriqués par ses membres sont répartis suivant les chapitres de cette publication.

De même, le Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Radio-électrique et Electronique (SPER) a utilisé le cadre de la Publication 181 pour définir les grandes familles de matériels nucléaires utilisées dans les statistiques syndicales.

Du côté des utilisateurs, le plus important est le Commissariat à l'Energie Atomique. Cet Organisme a adopté d'autant plus facilement termes et définitions de la Publication 181 que ses experts ont tenu un rôle particulièrement important au sein du GT.1.

A côté du CEA, tous ceux qui s'intéressent à la production d'électricité par voie nucléaire, l'enseignement, les interprètes de conférences internationales et bien d'autres catégories de personnes doivent être intéressés par cette publication.

En résumé : la Publication 181, dès sa naissance, joue un rôle important : elle constitue, à proprement parler, le document de base de l'électronique nucléaire et l'avenir montrera sans doute des applications nouvelles à ce texte fondamental.

4. Evolution de l'inventaire

Etant donné la rapidité d'évolution de l'électronique nucléaire, il est bien évident qu'il faut considérer l'Inventaire comme un organisme vivant, en plein développement. Il n'a qu'une valeur instantanée et ne présentera de l'intérêt dans l'avenir que s'il est tenu à jour soigneusement. C'est dire que le GT.1 du CE.45 qui en a assuré la rédaction, a encore un rôle important à remplir tant pour la mise à jour que pour le perfectionnement de ce document.

5. Conclusion

Comme toute œuvre humaine, il est bien évident que ce document est loin d'être parfait. Tous ceux qui ont participé à son élaboration en sont pleinement conscients. Cependant la Publication 181 a l'énorme avantage d'apporter, dans des conditions de rapidité particulièrement remarquables, un document de travail indispensable et présentant une valeur certaine.

Ainsi qu'il a été dit plus haut, sa mise à jour sera poursuivie d'une manière continue et elle sera d'autant plus complète qu'elle résultera d'une participation effective de tous ceux qui ont intérêt à ce qu'elle soit aussi parfaite que possible.

J. AUZOUY

*Président du Comité d'Etudes 45
de la Commission Electrotechnique Internationale*

COMMUNIQUÉS

COURS DE L'A.P.C.E.I. pour 1964-65

L'Association pour le Perfectionnement pratique des Cadres des Entreprises Industrielles organise cet automne de nouvelles sessions de stages pour les ingénieurs et cadres de nos industries.

Peuvent présenter leur candidature aux stages les diplômés de grandes écoles ou des universités ainsi que les autodidactes sur justification de leur activité dans leur entreprise. L'admission peut être sollicitée soit par les entreprises, soit par les candidats à titre personnel.

Les décisions sont prises sur titres par une Commission et le nombre des stagiaires est limité afin de conserver à l'enseignement son caractère personnel.

Les frais de scolarité sont payables en totalité à l'ouverture de la session. Ils donnent, en outre, droit à une importante documentation (plan, compte rendu des conférences, programme de travaux pratiques).

Les stages s'échelonnent sur des périodes variant de 6 semaines

à 9 mois, généralement sous forme de cours du soir d'une heure trente. Pour certains stages, il est prévu cependant des cours de deux semaines à temps complet ou des séminaires de trois jours.

On trouvera ci-dessous les différentes matières enseignées qui font chacune l'objet d'un stage particulier :

- perfectionnement pratique des cadres commerciaux dans l'industrie;
- enseignement des techniques d'étude de marché;
- initiation mathématique à la recherche opérationnelle;
- préparation pratique d'économiste d'entreprise;
- études des techniques et des applications de l'électronique;
- préparation pratique aux applications industrielles de l'énergie nucléaire;
- études des applications de l'automatisation;
- études de prix de revient industriels;
- aspects de la communication dans l'entreprise.

Les intéressés sont priés de s'adresser à l'A.P.C.E.I., 19 av. Niel, Paris - XVII^e. WAG. 84.42 pour plus amples renseignements : programmes, dates et prix des stages, entre autres.

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LA « DOSIMÉTRIE DES IRRADIATIONS DUES A DES SOURCES EXTERNES »

La Société Française de la « Health Physics Society » organise à Paris du 23 au 27 novembre 1964 un Congrès International sur le thème « Dosimétrie des irradiations dues à des sources externes ».

Ce Congrès aura lieu au Centre de Conférences Internationales, 19, avenue Kléber, Paris-16^e.

Il sera consacré à l'étude des moyens de mesure sur l'individu des irradiations produites par des rayonnements issus de sources extérieures et possédant une énergie maximale de 15 MeV. Cette manifestation sera complétée par une exposition de matériel de dosimétrie.

La participation tant au Congrès qu'à l'exposition est ouverte à tous. Toute demande de renseignements peut être adressée à M. M. GRAS, 5, rue Armand-Gauthier, Paris-18^e. Tél. 950.80.00., poste 27-15.

FOIRE SUISSE D'ÉCHANTILLONS L'INEL AURA LIEU TOUS LES DEUX ANS A BALE

L'INEL, Salon international de l'électronique industrielle, qui s'est tenu pour la première fois en septembre 1963 à Bâle, sera désormais organisé tous les deux ans. En prenant cette décision, le comité d'organisation répond au vœu des exposants, qui, dans leur grande majorité, ont donné la préférence à une manifestation bisannuelle plutôt qu'à une manifestation ayant lieu à plus long intervalle de temps. Cette manifestation bisannuelle s'inscrit bien dans le rythme du développement continu de la branche qui, sans cesse, donne naissance à de nouveaux équipements ainsi qu'à de nouveaux composants et qui toujours s'étend à de nouveaux domaines d'applications.

L'INEL 65 aura lieu du 7 au 11 septembre 1965. La limitation du programme d'exposition aux composants électroniques, aux instruments de mesure électroniques et à l'utilisation industrielle de l'électronique, en excluant donc l'usage à des fins de divertissements tels que la radio et la télévision, sera maintenu aussi à l'avenir, cette formule ayant fait ses preuves lors de l'organisation de la première manifestation de l'INEL.

Les inscriptions provisoires qui sont déjà parvenues aux organisateurs laissent bien augurer de l'INEL 65. Rappelons que l'INEL 63 a réuni 353 exposants avec des articles de plus de 400 fabricants appartenant à 16 pays différents.

INTERKAMA CONGRÈS INTERNATIONAL AVEC EXPOSITION DE TECHNIQUE DE MESURE ET D'AUTOMATISATION

Düsseldorf du 13 au 19 octobre 1965

L'INTERKAMA a pour but de présenter la situation la plus récente de la technique de mesure et d'automatisation au moyen de démonstrations et de discussions techniques. L'exposition comprend des appareils électroniques, des installations techniques de mesure, de régulation et d'automatisation ainsi que des calculateurs.

L'exposition de 1960 a réuni 472 exposants, dont 191 étrangers ; elle occupait 39 000 m² et a reçu 110 000 visiteurs.

Représentation en France : Chambre Officielle de Commerce Franco-Allemande, 91, rue du Miromesnil, Paris-8^e ; Tél. EUROpe 33.88.

BOURSES D'ÉTUDES POUR LES ÉTUDIANTS DE LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS SE DESTINANT A LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Après avoir équipé en 1963 la Faculté des Sciences d'Orsay du premier ensemble à mémoire à film magnétique mince, REMINGTON RAND FRANCE et UNIVAC — divisions de la Sperry Rand Corporation — soucieuses de contribuer aux progrès

réalisés dans le cadre de la recherche scientifique, viennent de mettre à la disposition de la Faculté des Sciences de l'Université de Paris une somme de 30 000 francs.

Ces fonds sont destinés à l'attribution — au cours des années académiques 1964-65 et 1965-66 — de bourses d'études aux étudiants de cette Faculté qui désirent se rendre aux Etats-Unis, pour consacrer leur travail au développement des nouvelles méthodes d'applications des ensembles électroniques UNIVAC 1107 aux calculs scientifiques.

FONDATION GEORGE MONTEFIORE CONCOURS 1965

Article 1

Un prix dont la périodicité est de cinq ans est décerné, à la suite d'un concours international, au meilleur travail original présenté sur l'avancement scientifique et sur les progrès dans les applications techniques de l'électricité dans tous les domaines à l'exclusion des ouvrages de vulgarisation ou de simple compilation.

Article 2

Le prix porte le nom de «FONDATION GEORGE MONTEFIORE».

Article 3

Sont seuls admis au concours les travaux présentés pendant les cinq années qui précèdent la réunion du Jury. Ils doivent être rédigés en français ou en anglais et peuvent être imprimés ou dactylographiés et, dans tous les cas, le Jury peut en décider l'impression.

Article 4

Le Jury est formé d'au moins six ingénieurs électriciens, dont trois belges et trois étrangers, sous la présidence d'un professeur à l'Institut Electrotechniques Montefiore, lequel est de droit un des délégués belges.

Sauf les exceptions stipulées par le fondateur, ceux-ci ne peuvent être choisis en dehors des porteurs du diplôme de l'Institut Electrotechnique Montefiore.

Article 5

Par une majorité des deux tiers dans chacune des sections, celle des étrangers et celle des nationaux (lesquelles doivent, à cet effet, voter séparément), le prix peut être exceptionnellement divisé.

A la même majorité, le Jury peut accorder un tiers du disponible, au maximum, pour une découverte capitale, à une personne n'ayant pas pris part au concours ou à un travail qui, sans rentrer complètement dans le programme, montre une idée neuve pouvant avoir des développements importants dans le domaine de l'électricité.

Article 6

Dans le cas où le prix n'est pas attribué ou si le jury n'attribue qu'un prix partiel, toute la somme rendue ainsi disponible est ajoutée au prix de la période quinquennale suivante.

Article 7

Les travaux dactylographiés peuvent être signés ou anonymes. Est réputé anonyme tout travail qui n'est pas revêtu de la signature lisible et de l'adresse complète de l'auteur.

Les travaux anonymes doivent porter une devise, répétée à l'extérieur d'un pli cacheté à l'envoi ; à l'intérieur de ce pli, le nom, le prénom, la signature et le domicile de l'auteur seront écrits lisiblement.

Article 8

Tous les travaux, qu'ils soient imprimés ou dactylographiés, sont à produire en huit exemplaires ; ils doivent être adressés franco à Monsieur le secrétaire-archiviste de la Fondation George Montefiore, à l'hôtel de l'Association, rue Saint-Gilles, 31, Liège (Belgique).

Le secrétaire-archiviste accuse réception des envois aux auteurs ou expéditeurs qui se sont fait connaître.

Article 9

Les travaux dont le jury a décidé l'impression sont publiés au Bulletin de l'Association des Ingénieurs Electriciens sortis de l'Institut Electrotechnique Montefiore. De cette publication ne résulte pour les auteurs ni charges de frais, ni ouverture à leur profit de droits quelconques. Il leur est néanmoins attribué, à titre gracieux, vingt-cinq tirés à part.

Pour cette publication, les textes anglais peuvent être traduits en français par les soins de l'Association.

Le montant du prix à décerner en 1965 est de *cent mille francs belges*.

La date extrême pour la réception des travaux à soumettre au Jury est fixée au 1^{er} juillet 1965.

Les travaux présentés porteront en tête du texte et d'une manière bien apparente la mention : « TRAVAIL SOUMIS AU CONCOURS DE LA FONDATION GEORGE MONTEFIORE, session de 1965 ».

**LA SETI A PRÉSENTÉ
L'ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE PALLAS,
le 25 juin AU CENTRE DE MASSY**

La Compagnie des Compteurs a créé, à la fin de 1961, la Société Européenne pour le Traitement de l'Information ou SETI pour la conception et la réalisation de calculateurs électroniques. Cette société, constituée à l'origine avec une participation minoritaire de la société américaine PACKARD BELL, a développé, à partir d'une licence, le calculateur numérique PB250 dont les utilisations dans les domaines scientifique ou industriel sont nombreuses. Par la suite, elle concevait, étudiait et mettait au point l'ensemble électronique PALLAS.

Depuis plus d'un an la Compagnie des Compteurs a racheté à PACKARD BELL sa participation dans la SETI qui se trouve maintenant entièrement entre des mains françaises.

L'ensemble électronique PALLAS marque une étape importante dans l'évolution des calculateurs. Cet équipement qui est strictement de conception française est compétitif avec les nouveaux ensembles électroniques de sa catégorie dont la sortie vient d'être annoncée aux Etats-Unis.

Toute transposition de calculateurs américains existants aurait conduit nécessairement à un décalage important dans le temps et, compte tenu de l'évolution accélérée des techniques du calcul automatique, le matériel ainsi fabriqué aurait été frappé d'obsolescence dès sa sortie d'usine.

On trouvera ci-après quelques traits caractéristiques de l'ensemble électronique PALLAS :

— *Universalité d'emploi* : PALLAS traite avec une égale efficacité les problèmes de calcul scientifique, d'automatisme industriel, et même les travaux de gestion, alors que jusqu'à présent la recherche d'un rendement acceptable imposait l'utilisation dans chacun de ces domaines de matériels spécialisés.

Grâce à son organisation logique, PALLAS offre ces multiples possibilités pour un prix égal à celui qui aurait été obtenu en réalisant un seul matériel spécialisé.

Cette universalité accroît considérablement les services rendus aux utilisateurs dans le sens d'une rentabilisation de leur installation, par la grande variété des problèmes qu'ils pourront lui confier.

— *Caractère modulaire* : c'est-à-dire aptitude à réaliser progressivement des installations de plus en plus puissantes par adjonction de modules supplémentaires.

— *Compatibilité* assurée pour les programmes et les supports d'information entre les différentes classes de machines PALLAS. Cette compatibilité est même assurée avec les extensions possibles de PALLAS.

— *Simultanéité* : aptitude à traiter simultanément des travaux différents. Il est par exemple possible d'effectuer un traitement en temps réel tel que le contrôle d'une opération industrielle continue et, dans le même temps, d'exécuter un calcul scientifique ou un travail de gestion. Comme autre exemple de simultanéité, on peut citer la possibilité de partager l'exploitation de la machine entre plusieurs utilisateurs ; ceux-ci éventuellement

reliés par des réseaux de télécommunications, exploitant PALLAS indépendamment les uns des autres.

— *Rapidité et efficacité des compilations* : pour l'utilisateur un programme écrit en langage de programmation automatique, selon une tendance généralisée, sera traduit dans le programme final avec une grande rapidité (opération de compilation).

Le programme obtenu sera sensiblement aussi efficace que s'il avait été écrit directement dans le langage de la machine.

Ces avantages résultent de l'exploitation des travaux théoriques sur les langages de programmation par lesquels l'Université Française a acquis une position de tout premier plan. Grâce à une collaboration fructueuse de l'équipe de la SETI avec les chercheurs de l'Université et du Centre National de la Recherche Scientifique, il a été possible de définir l'organisation avancée de PALLAS qui assure l'exceptionnelle efficacité de la programmation automatique.

D'autre part, cette conception d'ensemble a permis de n'utiliser qu'un nombre relativement faible de composants électroniques, de vitesse suffisamment élevée et de grande fiabilité. Dans l'état actuel de la technologie il n'a pas paru souhaitable d'utiliser des circuits intégrés ou des micromodules qui, dans le cas de PALLAS, n'apportant rien sur le plan technique, auraient, par contre, accru très sensiblement le prix de vente.

Grâce à ses caractéristiques rappelées brièvement, il apparaît aujourd'hui que PALLAS se présente favorablement vis-à-vis des plus récents matériels annoncés aux Etats-Unis et dont l'industrialisation est prévue une année plus tard, les arguments de ces matériels font, en effet, état de principes de conception utilisés dans PALLAS : universalité, modularité, compatibilité.

La SETI met donc sur le marché un matériel français apte à concurrencer les matériels américains de même classe, et nous espérons que PALLAS connaîtra le développement qu'elle mérite.

L'extension des moyens de télétransmission de données va favoriser l'installation d'unités centrales très puissantes partagées entre de nombreux utilisateurs indépendants. PALLAS, volontairement conçue comme unité centrale moyenne, possède des principes d'organisation permettant de réaliser des ensembles très puissants si ceux-ci étaient demandés à la SETI. Ces matériels qui répondraient aux nouveaux besoins pourraient être réalisés dans un court délai avec un faible complément d'études.

PALLAS et ses prolongements sont la contribution de la Compagnie des Compteurs au développement de l'industrie française des calculateurs.

**DES ÉQUIPEMENTS CdC ASSURERONT
LE CONTRÔLE DES SATELLITES
DU TYPE FRANCE I
AVANT LEUR LANCEMENT**

Le Centre National d'Etudes Spatiales a confié à la COMPAGNIE DES COMPTEURS la réalisation de trois bancs de contrôle automatique destinés aux essais au sol du satellite artificiel FRANCE I et des autres satellites semblables avant leur lancement.

Ces bancs de contrôle permettront de tester automatiquement les divers circuits électriques et électroniques des satellites.

Chaque banc comporte des équipements identiques : un ensemble contrôleur-programmeur organisé autour d'un calculateur PB 250, construit en série par la Société Européenne pour le Traitement de l'Information, filiale de la Compagnie des Compteurs, un ensemble de tests particuliers et d'alimentation du satellite, un ensemble de télémesure-télécommande.

Un de ces bancs sera installé à Brétigny, tandis que les deux autres, montés dans des semi-remorques spéciales, sont destinés à effectuer des essais, l'un au Sahara et l'autre en Californie.

L'expérience de la Cie des Compteurs dans le domaine de la concentration et du traitement de mesures est bien connue, cette expérience est basée sur la réalisation récente de plusieurs matériels spécialisés et d'ensembles comportant un calculateur.

Par ailleurs le CNES a déjà confié à la CdC la réalisation d'un ensemble de simulation de l'environnement spatial et l'étude d'un système de contrôle d'altitude des satellites par gradient de gravité.

DES CALCULATEURS SCIENTIFIQUES « ANALAC » AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT ET DES CENTRES DE RECHERCHE

Après l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers, l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique et l'Institut de Cybernétique de Kiev, plusieurs Universités et Centres de Recherche, l'Institut National des Sciences Appliquées et l'Institut du Génie Chimique de Toulouse, ainsi que le Centre de Recherches Physiques du CNRS de Marseille viennent de s'équiper de calculateurs analogiques « ANALAC » A-110.

Le Centre de Recherche Physique du CNRS de Marseille a mis le calculateur A-110 à la disposition de ses chercheurs pour étudier des problèmes d'élasticité et de dynamique des vibrations.

De leur côté, les chercheurs des Départements de Génie Electrique et de Chimie Industrielle de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse comptent, entre autres travaux, effectuer à l'aide du calculateur A-110, la simulation du processus de fonctionnement d'une unité pilote de reforming catalytique.

Dans les Laboratoires de l'Institut du Génie Chimique de Toulouse, le calculateur sert à étudier des problèmes de bilan matière-énergie d'une fabrication ainsi que des problèmes de chimie physique, de cinétique chimique et d'écoulement de fluides.

Dans les deux Instituts toulousains, le calculateur A-110 est aussi utilisé à des fins pédagogiques pour permettre aux étudiants de se familiariser avec les procédés modernes du calcul électronique analogique.

La Société ANALAC annonce également qu'elle a reçu divers contrats d'études de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique et de plusieurs autres organismes du secteur public pour d'importantes recherches scientifiques portant sur la résolution de systèmes d'équations aux dérivées partielles et sur des problèmes d'optimisation dont il faut rappeler l'intérêt, souvent considérable, pour la productivité des Entreprises.

DES KLYSTRONS FRANÇAIS ÉQUIPERONT LE SYNCHROTRON « NINA »

L'accélérateur linéaire d'injection du synchrotron « NINA », en cours de réalisation à Daresbury, près de Liverpool, pour le National Institute for Research in Nuclear Science, sera équipé des klystrons à grande puissance AK-437 de la CSF.

Ce sont les résultats exceptionnels obtenus en exploitation intensive par les klystrons analogues ou identiques qui équiperont le grand accélérateur linéaire de la Faculté des Sciences de Paris, à Orsay, ainsi que diverses machines françaises et étrangères, qui ont finalement décidé du choix de la Société anglaise M.E.L. Equipment Company, Ltd., responsable de la réalisation de l'accélérateur de Daresbury.

ALCATEL ATTAQUE LE PROBLÈME DE LA CONVERSION D'ÉNERGIE PAR VOIE MAGNÉTOHYDRODYNAMIQUE

Après une étude menée en commun par les Services de Physique Appliquée du Commissariat à l'Énergie Atomique et le Laboratoire d'ALCATEL, le CEA a confié à cette Société la réalisation d'un générateur de rafales d'hélium à haute température destiné à ses études de conversion magnétohydrodynamique de l'énergie thermique en énergie électrique.

La magnétohydrodynamique est la discipline scientifique qui étudie le comportement des fluides conducteurs se déplaçant dans des champs magnétiques.

L'application la plus spectaculaire et la plus actuelle de la magnétohydrodynamique est celle de la conversion d'énergie qui utilise des plasmas comme fluide conducteur.

On connaît les travaux menés actuellement sur les problèmes de conversion directe d'énergie thermique en énergie électrique, sans passage par l'étape du convertisseur mécanique, donc avec un rendement supérieur.

Il existe en laboratoire, différents modes de conversion directe chaleur-électricité, notamment la conversion thermoélectrique,

la conversion thermionique, la conversion magnétohydrodynamique. Ce dernier procédé, associé aux procédés classiques, suscite de sérieux espoirs et laisse espérer des rendements de conversion globaux de l'ordre de 75 %, donc un prix du kilowatt électrique moins élevé qu'actuellement.

Dans un convertisseur magnétohydrodynamique (MHD), le conducteur est un plasma de gaz ionisés se déplaçant dans une tuyère portant les électrodes de récupération de l'énergie électrique et placée dans un champ magnétique intense. Ce plasma est produit par des gaz portés à haute température : gaz de sortie d'un réacteur nucléaire, gaz produits par la combustion d'hydrocarbures liquides ou gazeux. Mais, ces gaz n'étant pas ionisables directement, même à haute température, il est nécessaire de les ensemençer par des ions d'un métal alcalin, césium ou potassium.

Les générateurs MHD appartiendront à deux grandes familles :

— *générateurs à cycle fermé* : hélium ensemençé au césium. Les gaz de sortie sont purifiés et réinjectés à l'entrée du générateur,

— *générateurs à cycle ouvert* : gaz de combustion ensemençés au potassium. Les gaz de sortie sont lâchés dans l'atmosphère.

La construction d'un générateur MHD pose une série de problèmes technologiques délicats auxquels ALCATEL va se consacrer dans les mois à venir.

CONSTRUCTION DE DEUX GROSSES CENTRALES NUCLÉAIRES EN ALLEMAGNE

Une centrale nucléaire de 250 MW doit être construite par l'Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft (AEG). Il s'agit de la plus grosse commande que l'AEG ait reçu depuis sa fondation. Le premier coup de pioche de la centrale nucléaire qui se situera sur les bords du canal de l'Ems à Dortmund près de Lingen, sera donné cette année. L'AEG qui a déjà participé dans une large mesure à la construction de la première centrale nucléaire allemande à Gundremmingen sur le Danube, a reçu la totalité de la commande pour la construction de cette nouvelle centrale qui doit être terminée vers 1968.

Le projet fait partie du programme atomique allemand et a son origine dans le projet passé en commande il y a déjà cinq ans par la Société d'Études pour Centrales Nucléaires à l'AEG, dans le cadre du « programme de 500 MW Eltville ». Le réacteur-bouilleur construit sur les bases de ce projet sera livré par l'AEG indépendamment des partenaires étrangers.

Dans le réacteur-bouilleur, la vapeur est produite par fission nucléaire et amenée à un échangeur de chaleur. La vapeur secondaire sortant de l'échangeur est portée à haute température dans un surchauffeur placé en aval, puis utilisée dans un groupe turbo à vapeur pour la production d'énergie électrique.

De son côté, la Société Siemens s'est vu confier l'exécution d'une autre centrale nucléaire qui se situera à Obrigheim sur le Neckar. Cette installation, la plus grande de ce genre en Europe, sera équipée d'un réacteur à eau sous pression et fournira une puissance utile de 282 MW qui correspond environ aux besoins d'une ville de 600 000 habitants. Le réacteur à eau sous pression fonctionne à l'uranium légèrement enrichi. Comme réfrigérant et modérateur, il est prévu de l'eau normale.

CSF DEVIENT LE PRINCIPAL ACTIONNAIRE DE SAPHYMO

La Société des Applications de la Physique Moderne — SAPHYMO, vient de fusionner avec sa filiale MESCO et avec le CERE — Centre d'Études et de Réalisations Electroniques, filiale de la CSF.

Par sa participation nouvelle, CSF devient l'actionnaire le plus important de SAPHYMO et voit se renforcer les liens qui l'unissaient déjà à cette Société.

Les possibilités qui résultent de ce regroupement et de l'aide technique des Laboratoires de la CSF vont assurer à SAPHYMO une nouvelle extension de ses activités dans les domaines de la recherche et de l'équipement nucléaires, de la Défense Nationale, de la Protection Civile, de la Médecine et de l'Industrie.

CRÉATION D'UNE FILIALE ITALIENNE DE LA C.A.E.

La CAE, Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique, du groupe CSF, a créé avec la Société italienne Cea Perego qui fait partie du groupe italien Edison, une filiale commune, Calcolatori Scientifici e Industriali (CSI) S.p.A. située à Milan. La CSI S.p.A. assurera en Italie la diffusion commerciale, l'étude et l'application des systèmes de traitement d'information, tant pour l'automatisme industriel que pour le calcul scientifique. Elle utilisera immédiatement les calculateurs électroniques CAE et bénéficiera de l'expérience déjà acquise par ses deux sociétés-mères.

La création de la Société CSI renforce le potentiel de diffusion de la CAE, qui dispose déjà d'agences et de sociétés affiliées dans les principaux pays d'Europe.

VISITE DE MONSIEUR PISANI AUX USINES SOURIAU DE LA FERTÉ-BERNARD le 30 juillet 1964

Avec ses trois usines de Boulogne-Billancourt, de La Ferté-Bernard et de Cluses, la Société SOURIAU & Cie tient une place très importante en Europe parmi les constructeurs de connecteurs électriques destinés aux domaines électronique, industriel, aéronautique et spatial.

L'expansion continue de la Société SOURIAU a conduit ses dirigeants à prévoir l'implantation d'une quatrième usine dans le cadre de la décentralisation industrielle. Des propositions lui ont été faites dans ce sens par la Municipalité de Montreuil-Bellay.

La Direction Générale SOURIAU a reçu le 30 juillet à la Ferté-Bernard, M. PISANI, Ministre de l'Agriculture et les personnalités locales. Elle leur fit visiter l'usine de la Ferté qui est une belle réalisation industrielle, dont les installations comportent actuellement 7 200 m² construits sur un terrain de 5 hectares. au milieu d'espaces verts et de parterres fleuris. Les ateliers groupent 450 machines-outils et l'effectif atteindra très prochainement 500 personnes.

INAUGURATION DE L'USINE DE LA STAREC A MASSY

Le 26 juin, a été inauguré à Massy (S.-et-O.) la nouvelle usine de la STAREC, société spécialisée dans les études des antennes professionnelles.

A cette occasion, le Directeur Général a fait un exposé sur les moyens d'étude et les principales activités de l'Entreprise, en particulier, sa participation importante aux programmes des Lanceurs DIAMANT et ELDO, de l'Avion CONCORDE et des stations DIANE de poursuite de satellites.

Une très nombreuse assistance, où étaient représentés les principaux services officiels ainsi que les firmes aérospatiales et d'électronique, a visité les laboratoires, bases de mesure et ateliers où des exposés leur ont été faits par les ingénieurs de l'Entreprise.

Cette manifestation a révélé toute l'efficacité que pouvait apporter, dans les techniques d'avant-garde, une entreprise très spécialisée et de haute technicité.

5^e CONGRÈS INTERNATIONAL TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Du 14 au 18 septembre 1964 a eu lieu à Paris dans les salles de l'Ecole Polytechnique, le 5^e Congrès International « Tubes pour Hyperfréquences ».

Ce Congrès a obtenu un plein succès puisqu'il a réuni 700 participants représentant vingt pays différents.

Le texte des Communications faites au cours de ce Congrès sera publié par Dunod (voir partie bibliographie) et les leçons à en tirer feront l'objet d'une communication qui paraîtra ultérieurement dans l'Onde Electrique.

BIBLIOGRAPHIE

Initiation au transistor, par J. DOSSE. Traduit de l'Allemand, par A. MAITRE. Un vol. 14 × 22 cm, 328 pages, 139 figures. Dunod, Paris, 1964. Broché : 36 F.

Depuis sa création en 1948, le transistor a fait de si rapides progrès qu'il s'est déjà imposé — aux côtés du tube et parfois à ses dépens — dans presque toutes les applications de l'électronique.

Dans ce livre, après un bref historique replaçant le transistor dans l'évolution de l'électronique, l'étude du mode de fonctionnement du transistor à jonctions est abordée. Une description des différentes formes de réalisations issues des techniques d'alliage, de tirage et de diffusion nous situe l'état actuel de ce type de transistor et laisse entrevoir son évolution qui tend à rechercher la sécurité de fonctionnement et surtout l'obtention de fréquences toujours plus élevées. La description de dispositifs, de conceptions similaires à celle du transistor nous permet également de faire le tour des possibilités actuelles des semi-conducteurs dans le champ d'application de l'électronique.

Un chapitre important présente — par comparaison avec le tube — les éléments de choix d'un transistor, à savoir ses caractéristiques d'exploitation ; différents schémas équivalents pour l'utilisation du transistor avec des signaux faibles sont fournis avec leurs limites d'emploi, leur extension pour le bruit de fond et pour les applications avec des signaux forts est également prévue.

Enfin, un rapide examen des circuits à transistors permet d'apprécier la diversité des applications de ce composant ; pour chaque type d'utilisation un exemple simple et concret est étudié. Une importante bibliographie complète le volume.

R.O.E.

Théorie et technique de la transmission télégraphique. Tome I : Théorie avec extension à la transmission de l'information, par R. ROQUET. Troisième édition. Un vol. 21 × 29, 5 cm, 256 pages, 176 figures. Eyrolles, Paris 1964, Broché : 39 F

Publié pour la 1^{re} fois en 1954, l'ouvrage de Monsieur ROQUET sur la théorie de la Transmission Télégraphique avait suscité un grand intérêt près des Ingénieurs qui s'intéressaient à la Télégraphie. Il constituait en effet une étude entièrement originale de la transmission des signaux télégraphiques et plus généralement de la transmission de l'information.

Depuis cette date, une inéluctable évolution a conduit l'auteur à réviser son ouvrage afin d'en accroître la généralisation et de le mettre à jour.

C'est pourquoi, dans la 3^e édition qu'il présente aujourd'hui, il a repris entièrement la rédaction de plusieurs chapitres fondamentaux.

Dans ceux-ci, en particulier, l'auteur s'attache à éclaircir et à préciser les questions si complexes et si importantes relatives à la distorsion télégraphique. Le lecteur y trouvera l'exposé des idées les plus récentes sur ce sujet, dont certaines sont entièrement originales, basées en grande partie sur le caractère aléatoire de la distorsion.

Les autres chapitres sont alignés sur les exposés contenus dans les chapitres nouveaux.

L'auteur s'oriente délibérément vers l'étude très générale de la transmission des variations brusques, bases de la transmission de l'information, dont la télégraphie classique et la transmission des Données ne sont que des cas d'application particulière.

R.O.E.

Le calcul analogique par courants continus, par M. DANLOUX-DUMESNILS. Deuxième édition. Un vol. 16 × 25 cm, 294 pages, 155 figures. Dunod, Paris 1964. Relié : 46 F.

Depuis quelques années les calculateurs se sont multipliés dans beaucoup de branches de l'activité ; ils existent — trop peu nombreux encore — dans les Universités, dans les grandes Ecoles et même dans les Etablissements d'Enseignement Tech-

nique Supérieur, et la situation ne peut que continuer à progresser. Parallèlement, le calcul analogique et les appareils qu'il met en œuvre n'ont cessé de se transformer, de se perfectionner.

Du fait même de cette évolution, la seconde édition de cet ouvrage, tout en restant une initiation au calcul analogique par courants continus, et en conservant le plan initial, a subi une refonte complète. L'exposé, dont la lecture requiert quelques connaissances élémentaires en physique et en mathématiques, donne des idées claires sur les principes mis en jeu, des bases solides sur la technique et l'usage du calculateur, des renseignements directement utilisables sur les possibilités du procédé, la précision des résultats, les tendances qui se font jour chez les constructeurs et chez les chercheurs.

R.O.E.

Le russe scientifique, par George E. CONDOYANNIS. Traduit de l'anglais et adapté par A. ODARTCHENKO. Un vol. 16 × 25 cm, 174 pages, 16 tableaux. Eyrolles, Paris 1964. Relié : 28 F.

Cet ouvrage pourrait porter comme sous-titre : « La langue russe à la portée des scientifiques ». C'est un recueil analytique pour lire et comprendre le russe des articles scientifiques, avec l'aide d'un dictionnaire tenant lieu de mémoire.

Sans introduire le lecteur dans toutes les arcanes de la langue, il lui donne, rapidement, en échange d'un effort d'intelligente attention, la possibilité d'analyser le mot ou le groupe de mots rencontrés dans une phrase. Réduite à un squelette organisé, la phrase se laisse aisément comprendre ou traduire. Ainsi, l'emploi d'un dictionnaire sera rendu d'autant plus aisé que la lecture saura exactement ce qu'il doit y chercher, à la place où il se trouvera. Comme le précise l'auteur dans son introduction, le but du « Russe Scientifique » est la lecture, il est analytique plutôt que synthétique.

Après une étude sommaire de l'alphabet russe, de la prononciation et de l'orthographe, le lecteur est initié à la structure de la langue russe, suivie des éléments de base (entités et modèles grammaticaux fréquemment rencontrés dans la prose technique). Les explications qui succèdent à cette entrée en matière ont pour but de préciser le schéma général. L'ouvrage est destiné à être lu soigneusement, une première fois, pour l'acquisition des principes de base. Il sera ensuite consulté comme grammaire de référence, pour obtenir l'explication permettant de surmonter les difficultés que le lecteur rencontrera pour la bonne compréhension des textes russes scientifiques ou techniques.

Complément indispensable des dictionnaires russes, le livre de G. CONDOYANNIS s'adresse aussi bien à qui possède déjà quelques notions de russe qu'à ceux qui ignorent toute de cette langue.

R.O.E.

Mesures électriques et électroniques, par Jacques THURIN, deuxième édition. Un vol. 16 × 25 cm, 446 pages, 487 figures. Eyrolles, Paris 1964, 53,00 F.

Au cours de ces dernières années, le domaine des mesures s'est étendu considérablement tout en se diversifiant, et les techniques qu'elles mettent en jeu se sont enrichies de ressources nouvelles.

D'autre part, une certaine unification s'est faite dans le choix et la mise en œuvre des méthodes ; en particulier, l'ancienne distinction entre courants faibles et courants forts s'est beaucoup atténuée.

Les mesures électriques et électroniques forment un tout et l'ouvrage de M. Jacques THURIN a pour objet de faire une synthèse des techniques employées actuellement, en insistant sur le rôle fonctionnel des organes et l'importance croissante de l'électronique.

La mise en œuvre des appareils industriels ou scientifiques entraîne des échanges d'énergie et d'informations qu'il faut mesurer pour les transmettre et les utiliser convenablement.

L'appareil de mesure s'insère dans cette chaîne. La théorie de l'information que l'on aborde permet d'éclairer sous un jour nouveau les limitations rencontrées dans le domaine de la connaissance.

La forme sous laquelle l'information apparaît est fondamentale, car celle-ci peut être reçue par un homme ou par une machine. Elle est fonction du but à atteindre : connaissance d'un phénomène physique, contrôle d'une fabrication, télésurveillance d'une installation. Dans beaucoup de cas, elle doit être chiffrée et l'accent est mis sur les *appareils à affichage numérique*.

L'utilisation des informations peut ne pas être immédiate ; les résultats des mesures doivent alors être inscrits et conservés. Un chapitre a donc été consacré à l'étude des procédés d'enregistrement.

L'électronique a permis le développement des systèmes à amplificateurs et des systèmes automatiques.

Le premier aspect s'est traduit, dans les appareils de mesure, par des perfectionnements portant principalement sur la sensibilité, la faible consommation et la rapidité de réponse. En particulier, l'étude des phénomènes récurrents très rapides a conduit à l'emploi de techniques nouvelles telle celle de l'oscilloscope à échantillonnage.

Le deuxième aspect est l'automatisation des mesures ; les résultats étant utilisés : soit dans des systèmes de traitement de l'information, soit dans des systèmes de contrôle de fabrication.

Tout en constituant une vue d'ensemble de l'aspect actuel des mesures électriques et électroniques cet ouvrage garde essentiellement un caractère pratique. On trouve l'étude des différents appareils et méthodes, comparés entre eux avec de nombreux schémas et renseignements numériques.

C'est, à l'usage de l'Ingénieur et du Technicien, un guide précieux pour le choix des appareils et des méthodes à employer. Il leur fournira également les éléments nécessaires lorsqu'ils devront concevoir et réaliser eux-mêmes un appareil nouveau.

R.O.E.

Physique des plasmas, tome I, par J.L. DELCROIX. Monographie Dunod. Un vol. 11 × 16 cm. Dunod, Paris 1963.

Cet ouvrage fait suite à une monographie précédente de la même collection : Introduction à la théorie des gaz ionisés (1959). Ces deux livres contiennent la matière du cours de physique des plasmas professé par M. J.L. DELCROIX à la Faculté des Sciences de Paris depuis quelques années au titre du Certificat de 3^e Cycle de Physique des milieux ionisés.

Mais l'esprit de ces deux monographies est assez différent : la première était essentiellement une introduction destinée aux étudiants et aux lecteurs non spécialistes désirant avoir des notions simples sur la physique des plasmas. La seconde répond au désir de l'auteur de présenter un traité de physique des plasmas à un niveau moins élémentaire. Ce traité sera exposé en deux tomes. Le présent ouvrage n'est donc que la première partie ; il couvre des matières correspondant à peu près à la moitié de l'introduction à la théorie des gaz ionisés. Il contient les sujets que l'on peut dès maintenant considérer comme à peu près stabilisés en dépit de l'évolution rapide des connaissances de physique des plasmas.

L'auteur met l'accent sur les méthodes d'études et plus particulièrement sur les relations entre les descriptions microscopiques et macroscopiques des plasmas. Il convient de noter que les paragraphes plus difficiles ou moins importants sont imprimés en caractères plus petits, ce qui permet au lecteur de noter plus facilement les points essentiels. D'autre part, dans le même esprit, de nombreux calculs sont rejetés en annexes.

Cet ouvrage intéresse bien sûr tous les étudiants désireux d'approfondir leurs connaissances dans le domaine de la physique des milieux ionisés. Mais il intéressera également les physiciens, chercheurs et ingénieurs de nombreuses disciplines.

M. C.

Manuel de russe à l'usage des scientifiques, par Y. GENTIL-HOMME. Un vol. 16 × 25 cm, 680 pages, Dunod, Paris 1963. Relié : 78 F.

Il devient nécessaire pour les scientifiques : mathématiciens, physiciens, chimistes, naturalistes, d'acquérir rapidement un minimum de connaissances de russe, pour avoir accès à la documentation publiée en Union Soviétique.

Ce manuel, conçu dans ce but, ne suppose aucune formation linguistique préalable et se prête aussi bien à un enseignement à caractère scolaire qu'à une étude individuelle. Les principes généraux sont exposés de manière à permettre une extension ultérieure sur un plan plus vaste. Les notions non strictement indispensables sont, par contre, éliminées ou indiquées en

notes. Etant donné l'étendue et la variété du vocabulaire scientifique russe, celui-ci a été sélectionné et classé en fonction de la spécificité et de la fréquence de son utilisation.

Priorité a été donnée aux lois sur la formation des mots et aux notions susceptibles d'intéresser tous les domaines ; néanmoins, certaines terminologies, par suite de leur importance fondamentale ou de leur caractère systématique, font l'objet de paragraphes réservés aux spécialistes.

Les résultats acquis par la linguistique moderne, notamment dans le domaine de la « traduction automatique », ont aussi permis de présenter de façon plus concrète des structures jusqu'ici insuffisamment précisées.

Dans le courant de l'ouvrage, la grammaire est introduite de façon très progressive, ce qui réalise un compromis entre la fréquence et la difficulté des faits du langage. Ainsi, par exemple, ne sont utilisés au début que les cas nominatif, génitif et le verbe être. De nombreux exercices permettent d'assimiler les règles nouvelles. Les textes à teneur scientifique sont composés en fonction des connaissances acquises et le lecteur est progressivement conduit vers des extraits réels de plus en plus complexes.

Des index et une bibliographie facilitent l'utilisation de ce livre et permettent d'envisager une spécialisation ultérieure plus poussée.

R.O.E.

Pratique et théorie des semiconducteurs, par R. ARONSSOHN et A.V.J. MARTIN. Un vol. 16 × 24 cm, 774 pages, 750 dessins et schémas, 2^e édition (Editions Pepta, Paris 1963). Relié. 39 F.

Il s'agit d'une deuxième édition de cet ouvrage, considérablement augmentée et contenant tout ce que le spécialiste doit savoir au sujet des semiconducteurs. Sa caractéristique la plus marquante est sans doute le développement très progressif du texte, qui part des notions physiques les plus élémentaires pour aboutir à la technique proprement dite. Le souci constant des auteurs de tout expliquer de la façon la plus simple et la plus claire possible, et de bâtir progressivement un édifice technique complet en suivant un développement logique, fait que cet ouvrage s'adresse à un vaste éventail de lecteurs, de tous niveaux.

Les 41 chapitres du livre sont divisés en 5 parties. La première partie s'intitule *Éléments de Physique Electronique* et constitue une excellente introduction élémentaire à ce sujet difficile. La deuxième partie a pour titre *Technologie des Semiconducteurs*. Elle décrit les divers dispositifs, leur géométrie, leurs performances et leur fabrication. La troisième partie s'appelle *Technique des Semiconducteurs*. Elle contient la description, l'étude physique, l'analyse et les méthodes de calcul et d'établissement des circuits usuels à semiconducteurs, ainsi que les mesures et vérifications. La quatrième partie est nommée *Applications des Semiconducteurs*. Elle couvre la totalité des applications pratiques dans ce qu'on est convenu d'appeler le domaine grand public amplificateurs, prothèses, oscillateurs émetteurs, récepteurs de télévision et récepteurs de radio, qui sont étudiés en détail étage par étage. La cinquième partie porte le titre *Utilisation Professionnelle des Semiconducteurs*. Elle présente l'emploi des semiconducteurs dans la commutation, les impulsions, les amplificateurs continus, les convertisseurs, les régulateurs et la logique. Les applications industrielles sont étudiées en détail avec de nombreux exemples pratiques, et tout un important chapitre traite de l'automatisation. Le 41^e et dernier chapitre couvre les méthodes de mesures et décrit les appareils nécessaires.

Dans toutes les analyses et dans tous les exemples, les calculs sont donnés en détail. Dans les nombreux schémas pratiques (il y en a plus de 400) toutes les valeurs sont indiquées et les performances sont spécifiées, qu'il s'agisse d'un simple étage d'amplification à faible niveau ou d'un système complexe de chronométrie pour automatisation industrielle.

R.O.E.

PUBLICATION DES RAPPORTS DU C.E.A.

Depuis le 1^{er} juin 1964, LA DOCUMENTATION FRANÇAISE assure la diffusion et la vente — pour la France et l'Étranger — des rapports scientifiques et économiques originaux publiés par le Commissariat à l'Énergie Atomique.

Ces rapports sont la contribution française la plus actuelle au développement des Sciences et des Techniques nucléaires, ils intéressent, selon les spécialités, aussi bien les laboratoires de recherches et les bibliothèques universitaires que les industries engagées dans des activités liées aux questions atomiques.

Le catalogue avec notice sur chaque rapport et barème des prix de vente sera adressé gratuitement sur demande faite à la DOCUMENTATION FRANÇAISE, 16 rue Lord-Byron, Paris - 8^e.

COMPTES RENDUS DU 5^e CONGRÈS INTERNATIONAL TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Afin de faire le point des connaissances acquises, de comparer leur expérience technologique et de confronter leurs idées, dans le domaine des tubes pour hyperfréquences, les ingénieurs et les techniciens, qui avaient activement contribué au développement de cette nouvelle discipline, avaient décidé en 1956 de se réunir régulièrement en Congrès tous les deux ans.

Le cinquième Congrès International « Tubes pour Hyperfréquences », placé sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (FNIE), a été organisé à Paris du 14 au 18 septembre 1964 par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens (SFER) et par la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide (SFITV).

Etant donné l'importance de cette confrontation internationale qui permet de faire le point actuel des recherches en ce domaine en rapide et constante évolution, il a semblé opportun de réunir les communications qui ont été présentées en un volume qui sera publié prochainement. Cet ouvrage représentera donc pour les participants au Congrès, comme pour ceux qui n'ont pu y assister mais que ces questions intéressent, une documentation d'un grand intérêt et un instrument de travail parfaitement à jour.

Cet ouvrage est actuellement en souscription chez Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris-6^e.

Un volume de 620 pages 21 × 30. Relié toile sous jaquette. Prix de souscription : 230 F. Prix à la publication : 260 F.

ASTRONAUTIQUE ET RECHERCHE SPATIALE

Publié sous les auspices du Centre National d'Études Spatiales et de la Société Française d'Astronautique.

Rédigé sous la direction de H. MOUREU, Membre de l'Académie des Sciences, Président de la Société Française d'Astronautique et M. Y. BERNARD, Professeur de Radioélectricité du C.N.A.M., Conseiller Universitaire du Centre national d'Études spatiales.

Spécialement destiné aux professeurs de l'Enseignement secondaire, cet ouvrage s'adresse aussi aux étudiants et à tous ceux qui s'intéressent à l'astronautique. Précédé d'un historique, il traite en douze chapitres des diverses techniques et sciences dont le développement a permis de nos jours les « vols spatiaux ». Il est le premier de ce genre rédigé en langue française.

Bien que chaque chapitre rédigé par un ou plusieurs auteurs puisse être lu avec profit, séparément, suivant la spécialité du lecteur, un plan général peut être défini.

Ainsi, la première partie traite en particulier de l'Astronomie et de la Physique du globe, sciences « d'observation ». Elle rappelle les grandes lois, découvertes au cours des siècles, de la mécanique céleste, et les conditions du milieu dans lequel, suivant nos connaissances, évoluera le véhicule spatial.

Puis, les diverses techniques et sciences « dynamiques » qui ont permis au véhicule spatial, d'abord de sortir de l'atmosphère terrestre, puis de s'évader de la Terre, font l'objet d'une deuxième partie qui traite également des diverses sources d'énergie et des divers montages radioélectriques qui permettent au véhicule de ne pas être qu'un simple satellite inerte — ainsi que des divers procédés employés pour le guidage et la stabilisation des engins.

Traité dans un esprit différent, la troisième partie constitue une information sur les résultats pratiques que l'on peut obtenir des études scientifiques faites au moyen de véhicules spatiaux. Les applications directes actuelles, c'est-à-dire l'utilisation des

satellites à des missions d'intérêt général telles que télécommunications, météorologie, radionavigation, géodésie, y sont notamment exposées.

Enfin, dans le dernier chapitre, rédigé par des membres du corps médical, apparaît la cabine spatiale habitée par un être humain. Les conditions et possibilités de vie dans un état d'équilibre dynamique et dans un milieu encore bien peu connu y sont examinées.

Rédigé par des personnalités dont les activités sont directement dirigées, suivant leur technique, vers la recherche spatiale, ce livre marquera une première étape vers l'introduction dans l'enseignement supérieur de notions astronautiques.

EXTRAITS DE LA TABLE DES MATIÈRES

Astronomie et physique du globe. Astronomie. L'environnement terrestre. *Le véhicule spatial et les moyens d'essais* : propulsion spatiale, traversée des atmosphères, énergie de servitude à bord des véhicules spatiaux, montages radioélectriques dans les véhicules spatiaux, transmission de l'information, guidage des engins et des véhicules spatiaux, stabilisation des satellites. *Exploitation des véhicules spatiaux* : la recherche spatiale, objectifs et moyens, applications des satellites, l'homme dans l'espace.

Dunod, éditeur. XIII-328 pages 16 × 25, avec 140 figures. 1964. Broché : 28 F.

PETITES ANNONCES

656 C. — Importante Société Electronique en pleine expansion proche banlieue Ouest recherche

INGÉNIEURS ÉLECTRONICIENS

ou assimilés
25-32 ans

pour études techniques et commerciales de circuits électroniques comportant contacts Sociétés Domaine Professionnel France et Europe.

Connaissances anglais ou allemand souhaitées. Ecrire en envoyant C.V. au C.A.P.I.C. 31, rue de Mogador, PARIS - 9^e.

Discrétion assurée.

657 C. — Ingénieur en électronique, 37 ans, français. Parle et écrit l'Anglais couramment, connaissances d'Allemand. Actuellement employé aux U.S.A. depuis 7 ans, a large expérience professionnelle, 1^o dans l'instrumentation de mesures automatiques des semiconducteurs (un brevet) ; 2^o dans la conception de circuits pour calculatrices analogiques. Considérerait toutes propositions à Paris ou Province. Serait éventuellement intéressé dans technico-commercial.

Ecrire à la revue qui transmettra.

658 C. —

CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES SPATIALES

recherche pour sa division Fusées-Sondes à Brétigny-sur-Orge

INGÉNIEURS ÉLECTRONICIENS

2 ans d'expérience minimum pour assumer fonctions

INGÉNIEURS DE MARQUE

dans les expériences scientifiques effectuées à l'aide de fusées-sondes.

Ne pas se prés. Adresser C.V. et photo B.P. N° 4, BRÉTIGNY-sur-ORGE.

659. — Docteur ès Sciences Physiques, Ingénieur ESE-Radio, Licencié ès Sciences, cherche situation Paris, Electronique ou Mathématiques Appliquées. S'adresser S.F.E.R. qui transmettra.

660 C. — IMPTE SOCIÉTÉ PARIS-SUD, recherche INGÉNIEURS ÉLECTRONICIENS

30 ans env.

ayt quelques années d'expér. de la vente appareillage de mesure électronique pour lancement promotion et vente nouveaux appareils de mesure de technique avancée. Domaine acquisition numérique des données.

Ecr. av. C.V., photo et prêt. N° 42.703 CONTESSE Publ., 20, av. Opéra, Paris - 1^{er} q. tr.

Devons-nous ou non,
exploiter notre invention
sur le marché des Etats-Unis?
Et si oui, comment faire?

Comment exploiter vos inventions aux U.S.A.

par le Dr. WORTH WADE
traduit et adapté par
LOUIS CHÉREAU

TABLE DES MATIERES.

- | | |
|---------------|--|
| CHAPITRE I | - Profits potentiels des brevets d'invention des États-Unis d'Amérique. |
| CHAPITRE II | - Le Brevet américain - Sa substance. |
| CHAPITRE III | - Comment protéger votre invention. |
| CHAPITRE IV | - Comment rédiger un brevet américain. |
| CHAPITRE V | - Comment rédiger les revendications d'un brevet américain. |
| CHAPITRE VI | - Le bureau américain des brevets. |
| CHAPITRE VII | - La procédure pour l'obtention d'un brevet américain. |
| CHAPITRE VIII | - Comment lire un brevet américain. |
| CHAPITRE IX | - Usages licites et illicites des brevets américains. |
| CHAPITRE X | - Contrastes entre les brevets américains et non américains. |
| CHAPITRE XI | - Comment exploiter les brevets américains. |
| CHAPITRE XII | - Intérêt porté par l'industrie et le public américain aux inventions brevetées aux Etats-Unis d'Amérique. |

1 vol. relié pleine toile sous jaquette couleur

NF 26,50 port compris

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, Paris-VI^e - C.C. P. 53-35 Paris

moteurs
électriques

Polico

résoudra n'importe lequel de
vos problèmes
de MOTEURS ÉLECTRIQUES:
- de quelques watts à 10 kilowatts
- mono, di, triphasé de 25 à 400 Hz
- de 333 à 24.000 t/m.

Moteurs : asynchrones synchronisés
asynchrones (à réluctance)
synchrones à hystérésis
spéciaux pour magnétopho-
nes (pilotes et glissants)
Groupes changeurs de fréquence
Synchros (transmetteur et récepteur)

24, RUE DES MARAICHERS - PARIS XX^e - DID. 55-60 +

isolement élevé!..

T. E. 10 000 VOLTS
mesures sous tension
sécurité totale

CREATIONS

Dyna

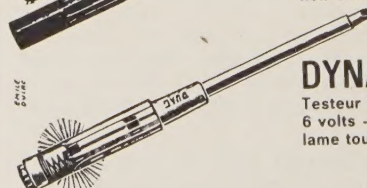
GRIP-FIL

Tube flexible
Serrage 5 mm
noir ou rouge



PICK-FIL

Pointe de touche
2 longueurs
noir ou rouge



DYNATEST

Testeur lumineux
6 volts - 120/220/380 V
lame tournevis



36 AVENUE GAMBETTA, PARIS 20^e - 797-98-50

Pub. Ceat

Demandez la notice ME 20

VIEN DE PARAITRE

1^{ère} EDITION

2^e EDITION

3^e EDITION

4^{ème} EDITION

4^{ème} EDITION

L'ouvrage le plus important et le plus complet d'Europe pour les ingénieurs et cadres électroniciens, les services d'achat, les utilisateurs civils et militaires

4 LANGUES

FRANÇAIS • ANGLAIS • ALLEMAND • ITALIEN

Les techniques et les matériels électroniques nouveaux appliqués à toutes les Industries

1500 PAGES

EN 2 VOLUMES RELIÉS SOUS COUVERTURE QUADRICHRONIE CARTONNÉE

... dont 120 pages en couleurs illustrant les réalisations nouvelles et l'expansion de l'Industrie Électronique Professionnelle Française dans tous les domaines industriels

830 PAGES

de catalogues condensés illustrés en couleurs sur papier couché présentant matériels nouveaux et caractéristiques techniques

2000 RUBRIQUES

Liste alphabétique des constructeurs 126 Pages
Liste cumulative des matériels 152 Pages
Liste par spécialités 235 Pages
La Rubrique MESURES 239 sous-rubriques 33 Pages
La Rubrique AUTOMATISME 112 sous-rubriques . 22 Pages

NOUVELLES RUBRIQUES

Aéronautique et Astronautique, Traitement de l'Information, Semi-Conducteurs et Microminiaturisation, Electronique quantique, etc.

PRIX
150 F TTC
160 F
avec port et emballage spécial...
POIDS: 6 kg

GUIDE TECHNIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

ÉDITEUR : LES GUIDES TECHNIQUES INDUSTRIELS
13, RUE CHARLES LECOCQ - PARIS 15^e • BLO. 88-04 et 05
C.C.P. 5537-35 PARIS

VENTE AUX LIBRAIRIES SPÉCIALISÉES :
ÉDITIONS CHIRON : 40, RUE DE SEINE - PARIS 6^e

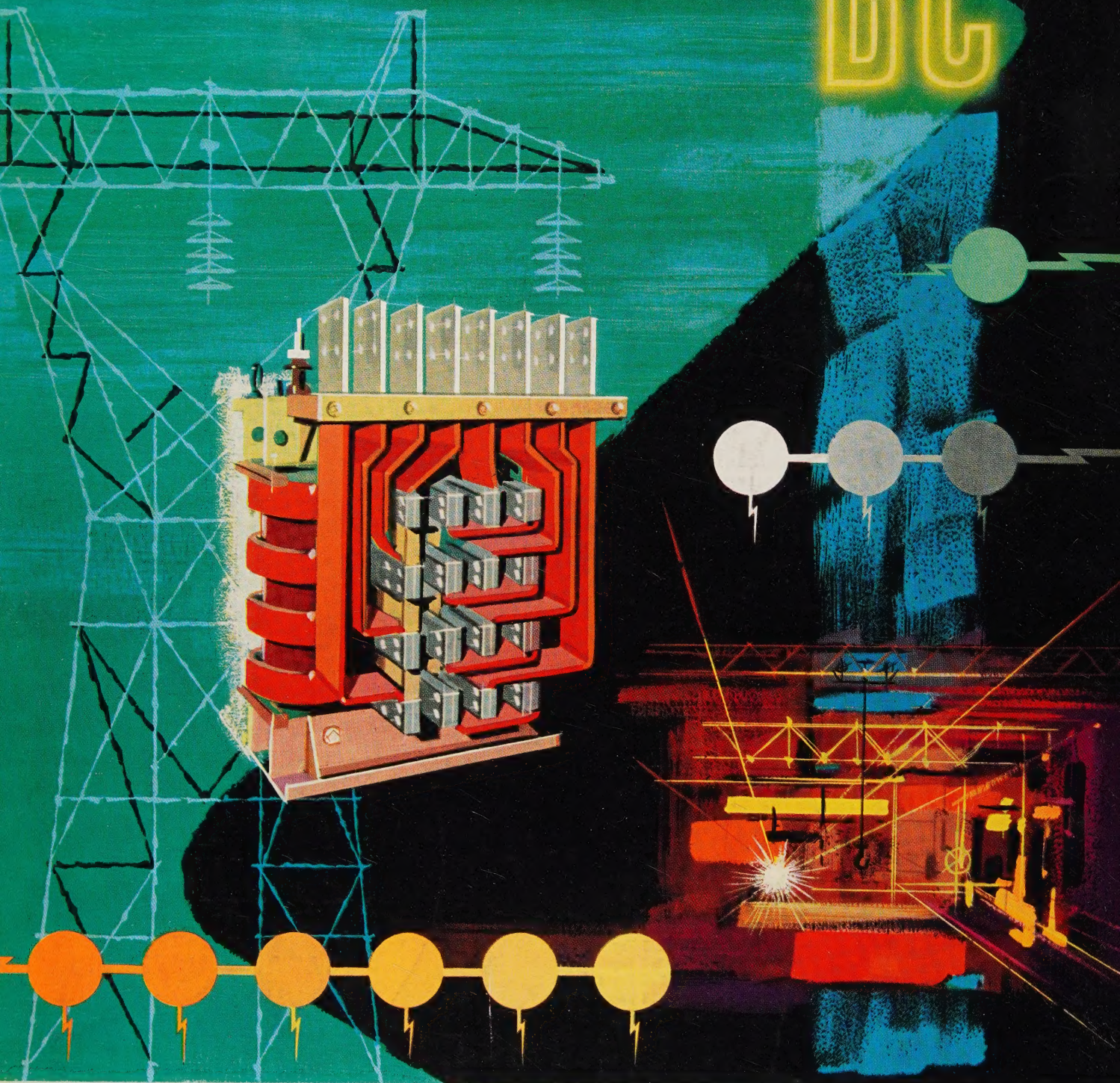
5000
PHOTOGRAPHIES
DES MATÉRIELS
NOUVEAUX
ET LEURS
CARACTÉRISTIQUES
TECHNIQUES

●
FORMAT
21 x 27

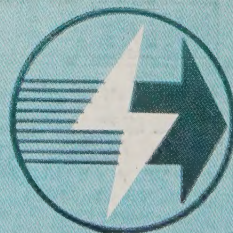
S.A.

Transformateurs

BC
BC



TRANSFORMATEURS INDUSTRIELS
RÉGULATEURS DE TENSION



108-110, RUE MARIUS AUFAN - LEVALLOIS-PERRET (SEINE) - PER. 29-85 & 82-39 - B. P. 169 LEVALLOIS