

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45^e ANNÉE - N° 455

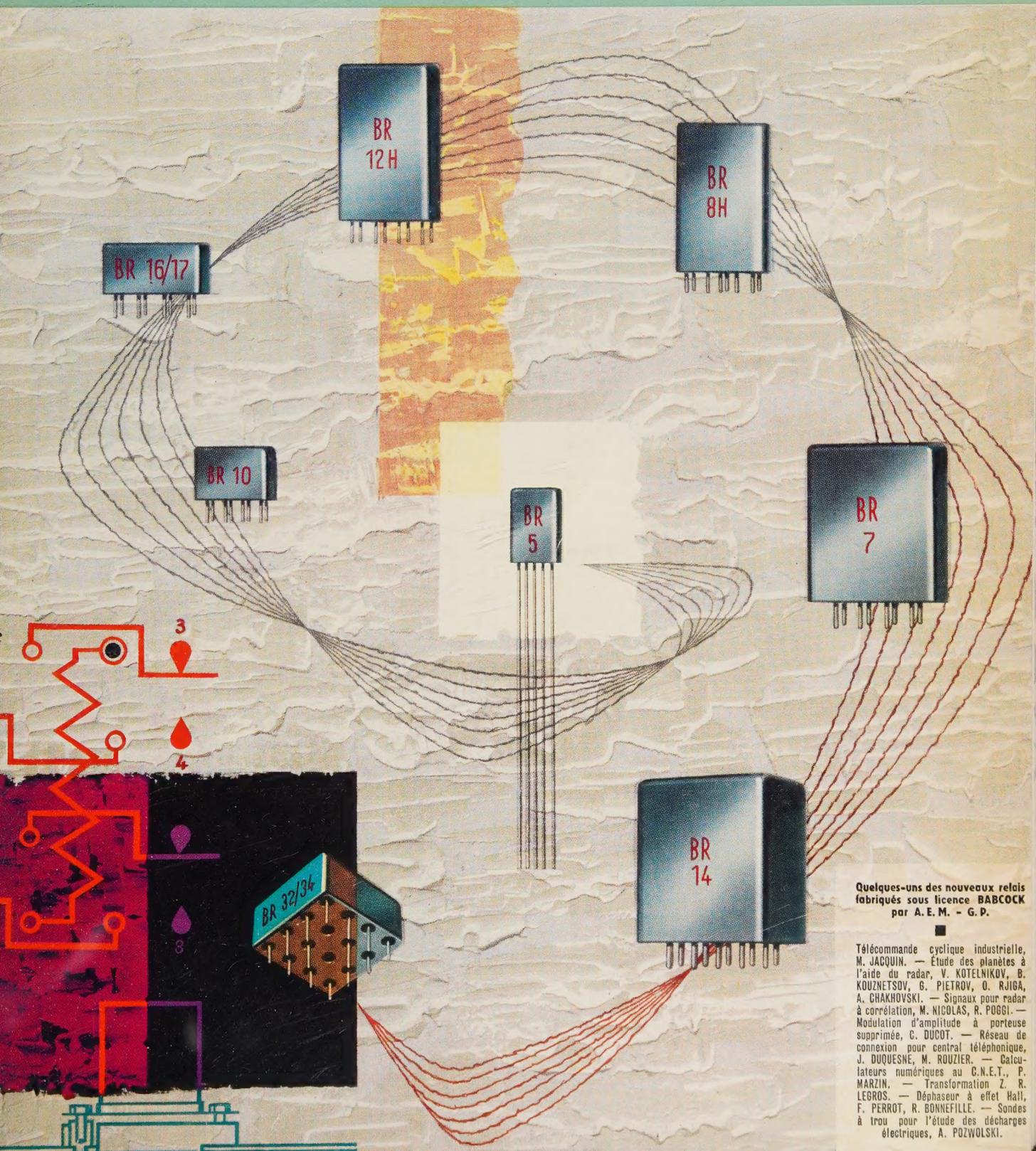
FÉVRIER 1965

PRIX : 8 F

revue mensuelle de la

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Quelques-uns des nouveaux relais fabriqués sous licence BABCOCK par A. E. M. - G. P.

■
Télécommande cyclique industrielle, M. JACQUIN. — Étude des planètes à l'aide du radar, V. KOTELNIKOV, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIQA, A. CHAKHOVSKI. — Signaux pour radar à corrélation, M. NICOLAS, R. POGGI. — Modulation d'amplitude à porteur supprimée, C. DUCOT. — Réseau de connexion pour central téléphonique, J. DUQUESNE, M. ROUZIER. — Calculateurs numériques au C.N.E.T., P. MARZIN. — Transformation Z. R. LEBROS. — Déphaseur à effet Hall, F. PERROT, R. BONNEFILLE. — Sondes à trou pour l'étude des décharges électriques, A. POZWOLSKI.

H C

FRÉQUENCEMÈTRE - COMPTEUR

2000

ENTIÈREMENT

AUTOMATIQUE



300 kHz
AFFICHAGE :
6 DÉCADES

ENTIÈREMENT

TRANSISTRIÉ

MESURE DES FRÉQUENCES : 10 Hz à 300 kHz

- Tension d'entrée : 100 mV à 100 V
- Durées de mesures : 0,001 s à 10 s
- Durée d'affichage : réglable jusqu'à 4 s, ou infinie, avec déclenchement manuel
- Stabilité du quartz : $1 \cdot 10^{-6}$ par jour
- Sortie Fréquences étalons : 100 kHz, 10 kHz - 1 kHz - 100 Hz - 10 Hz - 1 Hz

MESURE DES PÉRIODES : 10^{-4} s à 10^5 s

- Durée de mesure : 1 cycle de la fréquence inconnue

MESURE DES DURÉES : $10 \mu s$ à 10^5 s

- Déclenchement et arrêt de la mesure sur front de montée ou sur front de descente, en positif ou en négatif. Seuil de déclenchement ou d'arrêt : réglable de façon continue entre ± 3 V crête et ± 100 V crête.
- Impédance d'entrée : $100 \text{ k}\Omega - 30 \text{ pF}$
- L'appareil est en outre utilisable en totalisateur d'une suite de signaux (capacité 10^6 impulsions) en diviseur de fréquences etc...

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 ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

SOCIÉTÉ FRANÇAISE
DES ÉLECTRONICIENS
ET DES RADIO-ÉLEC-
TRICIENS, 10, av. Pierre-
Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6^e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an,
11 numéros), chez l'éditeur:
France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la
S. F. E. R. voir au verso
" extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd
Saint-Germain, Paris 6^e -
Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-
Lecocq, Paris 15^e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

La gamme des relais fabriqués
par AEMGP sous licence
Babcock s'est accrue, au cours
de l'année écoulée, de nouveaux
modèles.

L'emploi des « getters » et
la soudure des capots à l'arc
sous argon donnent des per-
formances remarquables, prin-
cipalement dans la tenue des
contacts.

Ces nouveaux relais sont déjà
en production de série.

AEMGP, 115, av. J.-B.-Clément
Boulogne-s.-Seine, Tél. 825.96.20

45^e année

Février 1965

8 F

N° 455

SOMMAIRE

Une télécommande cyclique industrielle à grande sécurité et à grande vitesse	151
M. JACQUIN	
Etude des planètes à l'aide du radar	161
V. KOTELNIKOV, V. DOUBROVINE, B. KOUZNETSOV, G. PETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI	
Recherche des signaux pour radar à corrélation	171
W. NICOLAS, R. POGGI	
La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance	179
C. DUCOT, J. CAYZAC, R. ASTOR	
Un réseau de connexion pour central téléphonique électronique	195
J. DUQUESNE, M. ROUZIER	
Les calculateurs numériques étudiés au Centre National d'Etudes des Télécommunications	212
L.J. LIBOIS, J. DONDOUX, J.C. LAVENIR, A. PROFIT	
La transformation z et les équations aux différences	228
R. LEGROS	
Etude d'un déphaseur à effet Hall	234
F. PERROT, R. BONNEFILLE	
Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques dans les gaz	240
A. POZWOLSKI	
<i>Vie de la Société</i> : Léon Bouthillon 1884-1964	246
<i>Informations</i>	
Documentation technique	248
Communiqués	250
Bibliographie	257

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

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

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjoins

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectrique 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

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

GROUPES RÉGIONAUX

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 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 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.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.
Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement, Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
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. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS 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 et tout ce qui s'y rattache.

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

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

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

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

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

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

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

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

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

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux ..	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

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

*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.).

** Cette revue est l'Onde Electrique.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

UNE TÉLÉCOMMANDE CYCLIQUE INDUSTRIELLE A GRANDE SÉCURITÉ ET A GRANDE VITESSE, par M. JACQUIN, *adjoint au directeur du département « Techniques Digitales » de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle Lepaute*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 151 à 160).

Cet article décrit un dispositif industriel de télécommande statique.

Comme dans la plupart des installations industrielles, la sécurité de fonctionnement est primordiale. Il ne faut pas perdre de vue cependant la simplicité et la robustesse. C'est pourquoi on n'a pas utilisé de voie de contrôle en retour.

La protection contre des fonctionnements intempestifs est obtenue par deux moyens : répétition des ordres dans chaque voie et combinaison de plusieurs voies pour l'exécution d'un ordre.

Les calculs simplifiés de sécurité font apparaître une notion très importante pour doser les sécurités à apporter au système : celle des poids respectivement attribués aux conséquences d'une fausse manœuvre ou d'un arrêt de fonctionnement.

Le dispositif de télécommande mettant en œuvre les principes énoncés permet d'obtenir des performances très supérieures à celles d'un dispositif analogue à relais : simplicité de conception et de mise en œuvre, sécurité, souplesse, vitesse.

ÉTUDE DES PLANÈTES A L'AIDE DU RADAR, par le Professeur V. KOTELNIKOV, *membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.*, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 161 à 170).

L'article fait la synthèse des études des planètes faites tant aux USA qu'en URSS à l'aide du radar.

Il indique les méthodes employées pour la mesure des distances de la terre aux principales planètes. Il en déduit la valeur de l'unité astronomique, avec une grande précision.

La majeure partie de l'étude porte sur Vénus dont la distance, le diamètre et la période de rotation ont pu être déterminés au radar avec une précision sensiblement plus grande qu'avec les méthodes astronomiques classiques.

Quelques considérations portent sur le relief et la nature du sol des planètes.

RECHERCHE DES SIGNAUX POUR RADAR A CORRÉLATION, par M. NICOLAS et R. POGGI, *ingénieurs à Elecma, division électronique de la Snecma*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 171 à 178).

Après avoir généralisé le problème de la détection radar, on présente les deux aspects de la réception à corrélation : filtre adapté (matched filter) et corrélateurs. On introduit ensuite la notion importante de fonction d'ambiguïté dont on étudie les propriétés du point de vue des performances des radars.

Deux approches sont proposées pour résoudre le problème de la synthèse de ces fonctions.

LA MODULATION D'AMPLITUDE A PORTEUSE SUPPRIMÉE DANS LES LIAISONS HERTZIENNES A GRANDE DISTANCE, par C. DUCOT, *directeur technique adjoint*, J. CAYZAC, *ingénieur*, R. ASTOR, *ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.)*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 179 à 194).

L'objet du présent article est de situer les possibilités du système de transmission par modulation d'amplitude à porteuse supprimée par rapport à celles des autres systèmes employés dans les communications radioélectriques à grande distance, puis de donner la description d'un équipement expérimental et les résultats de mesures en propagation transhorizon. L'accent est mis principalement sur les applications troposphériques ; cependant, quelques brèves remarques sont données concernant les applications spatiales.

UN RÉSEAU DE CONNEXION POUR CENTRAL TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE, par J. DUQUESNE, M. ROUZIER, *ingénieur et inspecteur principal adjoint des Télécommunications, département R.M.E., Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 195 à 211).

Dans un central téléphonique automatique, le réseau de connexion assure l'interconnexion des lignes et des circuits téléphoniques. Il peut utiliser les principes de la commutation temporelle ou spatiale ; dans ce dernier cas, il existe de nombreux types de commutateurs (rotatifs, crossbar...) dont les méthodes de raccordement sont variées (entraide, débordement...). Après un rapide tour d'horizon les auteurs décrivent le réseau de connexion du central électronique étudié par le Centre National d'Etudes des Télécommunications et installé à Lannion. Ce réseau de connexion entièrement électronique peut desservir 10 000 abonnés et utilise comme point de connexion un montage original à deux transistors complémentaires. Les recherches et connexions d'itinéraires se font systématiquement sur l'ensemble du réseau de connexion. L'organisation générale adoptée permet une localisation rapide des éléments defectueux et le remplacement des commutateurs sans perturber les communications établies.

LES CALCULATEURS NUMÉRIQUES ÉTUDIÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, par P. MARZIN, *ingénieur Général des Télécommunications, Directeur du C.N.E.T*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 212 à 227).

Les auteurs décrivent les quatre calculateurs numériques universels à programme enregistré qui ont été étudiés et réalisés successivement depuis cinq ans au Centre National d'Etudes des Télécommunications à l'occasion des travaux menés dans le domaine de la commutation téléphonique électronique. Ils expliquent les raisons ayant conduit aux structures et aux technologies finalement adoptées.

LA TRANSFORMATION Z ET LES ÉQUATIONS AUX DIFFÉRENCES, par R. LEGROS, *professeur à la Faculté des Sciences, laboratoire d'électronique (Caen)*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 228 à 233).

On montre qu'il existe des analogies remarquables entre les fonctions échantillonnées (qui définissent la transformation z) et les solutions des équations aux différences. Ces analogies révèlent peut-être une parenté profonde entre la théorie des équations aux différences et celle de la transformation z.

ÉTUDE D'UN DÉPHASEUR A EFFET HALL, par F. PERROT et R. BONNEFILLE, *Laboratoire Central des Industries Electriques, Fontenay-aux-Roses*. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 234 à 239).

Les détecteurs de position à effet Hall qui présentent, par rapport aux détecteurs bobinés classiques, l'avantage de s'affranchir de la sujétion des contacts glissants, ont par contre l'inconvénient de délivrer une tension de sortie dont l'amplitude, proportionnelle au coefficient de Hall R, varie en fonction de la température, du champ magnétique appliqué et du temps.

Les auteurs décrivent un dispositif, réalisé au L.C.I.E., dont le signal de sortie est indépendant de R, l'angle géométrique à reproduire apparaissant simplement comme la phase de la tension de Hall.

SUMMARIES OF THE PAPERS

A CONNECTING NETWORK FOR AN ELECTRONIC TELEPHONE EXCHANGE, by J. DUQUESNE, M. ROUZIER, *ingénieur et inspecteur principal adjoint des Télécommunications, département R.M.E., Centre National d'Etude des Télécommunications*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 195 to 211).

In an automatic telephone exchange, the connecting network interconnects lines and telephone circuits. It can use temporal or spatial switching principles. In the latter case many types of switches using different connecting methods exist.

After a brief recapitulation of present-day methods, the authors describe the connecting network of the electronic exchange designed by the Centre National d'Etudes des Télécommunications and installed at Lannion. This connecting is entirely electronic, can serve 10,000 subscribers, and uses as its basic interconnection element an original circuit employing two complementary transistors. The search for a route in establishing a circuit is done systematically over the whole of the connecting network. The general design enables a quick localisation of defective elements, and their replacement without disturbing established connections.

DIGITAL COMPUTERS DESIGNED BY THE CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, by P. MARZIN, *Ingénieur général des télécommunications, Directeur du C.N.E.T.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 212 to 227).

The authors describe four digital computers designed and built over the past five years at the Centre National d'Etudes des Télécommunications (during their development work on electronic telephone switching).

They explain the reasons leading to the general design and techniques finally adopted.

THE Z-TRANSFORM AND FINITE DIFFERENCE EQUATIONS, by R. LEGROS, *Professeur à la Faculté des Sciences, laboratoire d'électronique (Caen)*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 228 to 233).

There are remarkable similarities between random sample functions (which define the z-transform) and solutions to finite difference equations.

Are these similarities not due simply to a common origin in the mathematical theories of the calculus of finite differences, and of the z-transformation ?

DESIGN OF A PHASE DETECTOR BASED ON THE HALL EFFECT, by F. PERROT, R. BONNEFILLE, *Laboratoire Central des Industries Electriques, Fontenay-aux-Roses*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 234 to 239).

Hall effect detectors although free from the necessity of sliding contacts, have the disadvantage of providing an output voltage whose amplitude is not only proportional to the Hall coefficient R , but also varies as a function of temperature, applied magnetic field and time.

The authors describe a device, made by L.C.I.E., where the amplitude of the output voltage is independent of R but where the relevant angle is given simply by the phase of the Hall voltage.

A FAST AND RELIABLE INDUSTRIAL CYCLICAL REMOTE CONTROL SYSTEM by M. JACQUIN, *adjoint au Directeur du département « Techniques Digitales » de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle Lepaute*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 151 to 160).

In this system, as in most industrial installations, reliability is the first consideration. Simplicity and a robust construction are also borne in mind.

Protection against a random response is obtained in two ways : orders are repeated in several channels. The outputs of these channels are combined to achieve the executive operation.

Simplified calculations show that before the safety system can be designed, a weighting factor must be applied to determine the relative importance of :

- a) a false manoeuvre,
- b) a halt in the operation.

The device described here gives a better performance than that obtainable from relay systems. Its main advantages are simplicity of conception and of operation, reliability, flexibility, and speed of operation.

PLANET STUDIES BY MEANS OF RADAR, par le Professeur V. KOTELNIKOV, *membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.*, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 161 to 170).

The article reviews the whole field of planet studies undertaken by means of Radar by the U.S.A. and U.S.S.R.

The methods used to measure the distance from Earth to the principal planets are described. The value of the Astronomical Unit is deduced with great precision.

The major part of the study is devoted to Venus whose distance, diameter and period of rotation have been determined to a greater degree of accuracy with radar than with the conventional methods of classical astronomy.

Some information is also given on the nature and relief of the planetary ground studied.

RESEARCH INTO SIGNALS APPROPRIATE TO CORRELATED RECEPTION IN RADAR SYSTEMS, by M. NICOLAS, R. POGGI, *Ingénieurs à Elecma, division Electronique de la Snecma*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 171 to 178).

After establishing very broadly the principles of radar detection, the authors present the two fundamental components of correlated reception : the matched filter, the correlators. They next introduce the important notion defined by ambiguity and study its effects on the performance of radar systems.

Two methods are proposed to solve the problem of synthesising the component functions.

SUPPRESSED CARRIER AMPLITUDE MODULATION IN LONG RANGE RADIO LINKS, by C. DUCOT, *Directeur technique adjoint*, J. CAYZAC, *Ingénieur*, R. ASTOR, *Ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.)*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 179 to 194).

The purpose of this paper is, first, to provide an evaluation of the possibilities of transmission systems using suppressed carrier amplitude modulation as compared with other systems used in long range radio links.

Then an experimental embodiment of such a system is described, and the results of measurements carried out on a beyond-the-horizon radio link are given.

The stress is laid chiefly on troposcatter applications ; however, some short remarks are made with reference to possible space applications.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

APPLICATION DES SONDÉS A TROU A L'ÉTUDE DE CHARGES ÉLECTRIQUES DANS LES GAZ, par A. POZWOLSKI, *Docteur de l'Université de Paris*. *L'Onde Electrique* de janvier 1965 (pages 240 à 245).

Soit une source d'ions fonctionnant par diffusion ; en face du trou de sortie des ions, on place une électrode creuse jouant le rôle d'une petite cage de Faraday et l'on fait varier la différence de potentiel entre cette cage et le plasma. Suivant sa polarité cette électrode capte soit des ions, soit des électrons, avec passage continu du courant positif au courant négatif. Le système formé par le trou de sortie des ions et cette électrode présente ainsi des analogies de fonctionnement avec les sondes et a été appelé « sonde à trou ». Les sondes à trou permettent la détermination de la densité électronique et de la dispersion énergétique des ions. Le présent travail traite de l'application des sondes à trou à certaines décharges électriques en haute fréquence et dans les ozoniseurs où la méthode des sondes ordinaires serait d'une application difficile.

Au dos :
Rectificatif
au résumé anglais
de l'article de
M. DUCOT
paru dans
l'Onde Electrique
de janvier 1965
pp. 131 à 138

APPLICATION OF HOLLOW PROBES IN AN OPENING TO THE STUDY OF ELECTRICAL CHARGES IN A GAS, by A. POZWOLSKI, *Docteur de l'Université de Paris*. *L'Onde Electrique*, February 1965 (pages 240 to 245).

Assume a diffusive ion source. Facing the hole from which the ions emerge, a hollow electrode, acting as a small Faraday cage, is placed. The potential between the cage and the surrounding plasma is made to vary. According to its relative polarity the electrode will capture either ions or electrons while the current changes from one polarity to the other.

The system formed by this ion output hole and this electrode thus behaves very much as a probe and may be termed a « hollow probe in an opening ». With this type of probe it is possible to determine electronic densities and the energy dispersion of ions.

The present work describes the application of these probes to the solution of problems arising in high frequency discharge and in other circumstances where it would be difficult to use conventional methods.

INCOHERENCE NOISE IN AMPLITUDE MODULATION, by C. DUCOT, *Directeur technique adjoint aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée*.

In this paper the possibilities for information transmission with an amplitude modulated incoherent carrier are investigated.

First, some comments are given about coherence as considered from the standpoint of radiotechnicians working in the field of optical frequencies. Those comments enable to make clearer what is meant by an incoherent carrier.

Then the detection of such a carrier when amplitude modulated is examined. Incoherence bandwidth and incoherence noise are defined. A wellknown mathematical model is introduced to represent the carrier. This model allows an evaluation of the deterioration brought into the demodulated signal by incoherence noise, first without, then in combination with additive thermal noise at the input of the receiver.

Finally, the main results are summarized concerning three favourable cases (namely when the bandwidth of the modulating signal is small in comparison with the incoherence bandwidth, where the multiplicative effect of incoherence noise is made harmless by the use of on-off pulse modulation, and where the lowest frequency of the modulating signal is at least twice the incoherence bandwidth), and concerning the impact of additive noise on the optimum choice for the incoherence bandwidth.

UNE TÉLÉCOMMANDE CYCLIQUE INDUSTRIELLE A GRANDE SÉCURITÉ ET A GRANDE VITESSE*

PAR

M. JACQUIN

*Adjoint au Directeur du Département « Techniques Digitales »
de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle-Lepaute*

1. Introduction

Le dispositif que nous allons décrire est un dispositif statique de télécommande à 46 termes. Il permet d'envoyer en série, sur une seule voie de transmission, des ordres de mouvement à partir de la cabine mobile d'un portique de déchargement de minerai vers la salle des machines.

Il est caractérisé par sa sécurité, obtenue par redondance, et sa rapidité très supérieure à celles d'un dispositif à relais.

Ce dispositif est applicable à un grand nombre de cas où l'on veut transmettre beaucoup d'ordres ou de signalisations d'une façon sûre et rapide.

Il équipe actuellement les portiques de déchargement du port minéralier de Dunkerque, portiques destinés à l'alimentation du complexe sidérurgique, ainsi que ceux du port de Gênes.

Dans une première partie nous examinerons les principes généraux :

- données du problème de la télécommande de portique,
- moyens de transmission,
- procédés employés pour améliorer la sécurité et discussion des résultats,
- principe du multiplex.

Dans la seconde partie, nous verrons comment ces procédés généraux sont mis en œuvre dans l'application à la télécommande de portique.

2. Exposé du problème

Les installations électriques de commande des mouvements des portiques de déchargement du port

de Dunkerque ont déjà été décrits au cours d'un exposé de M. GAUTHERON, du Matériel Electrique S.W., qui a eu lieu à la Société Française des Electriciens, ainsi que dans un article de M. GUITTONNEAU, des Ponts et Chaussées, paru dans la revue *Mines* n° 107 de 1963.

Rappelons brièvement le but et la constitution de ces portiques :

Ils sont destinés à transporter par benne le minerai depuis la cale des bateaux, soit jusqu'à la trémie située au-dessus d'un convoyeur roulant alimentant les parcs de stockage, soit directement jusqu'à un pré-stock situé à proximité, du côté opposé au quai.

La cabine du grutier, à la verticale de la benne, se déplace avec celle-ci de façon que le grutier ait toujours une position favorable pour commander les mouvements les plus délicats (fig 1).

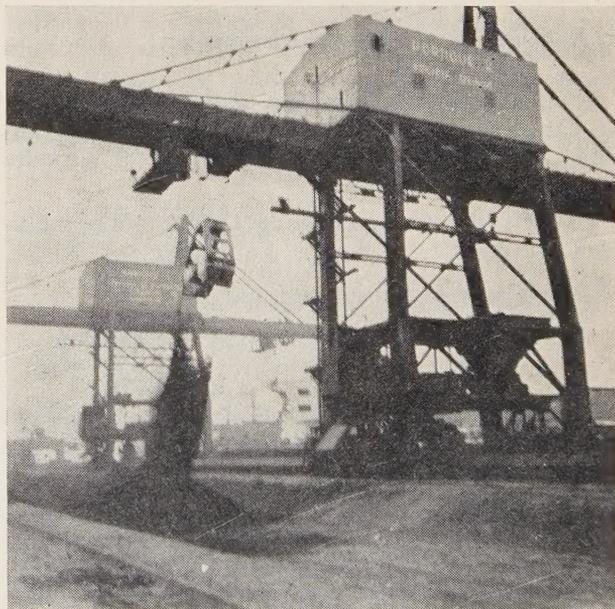


FIG. 1.

(*) Conférence prononcée le 26 mai 1964 devant la 10^e Section de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Les moteurs se trouvent dans une salle des machines fixe, située à un étage supérieur du portique.

Les divers mouvements à commander depuis la cabine sont :

— La translation de l'ensemble du portique sur ses rails, parallèlement au quai, dans les deux sens.

Ce mouvement est destiné aux déchargements successifs des diverses cales d'un même bateau ; ou encore pour décharger un second bateau accosté plus loin, le long du quai.

— La translation de la cabine avec sa benne, perpendiculairement au quai, dans les deux sens et à plusieurs vitesses. Ce mouvement sert à amener la benne à l'aplomb de la cale, de la trémie de déchargement, ou du pré-stock.

— La montée ou la descente de la benne, verticalement sous la cabine, à diverses vitesses. La benne peut ainsi être amenée au niveau du minerai dans la cale, de la trémie ou du pré-stock.

— La fermeture ou l'ouverture de la benne.

— Sa rotation sur elle-même de façon à pouvoir l'orienter au mieux dans la cale en vue d'agripper une charge maximale.

Tous ces mouvements nécessitent l'envoi d'un grand nombre d'ordres élémentaires de marche, sens ou vitesse ainsi que certains ordres supplémentaires de sécurité. En tout 46 ordres peuvent être nécessaires à la télécommande.

Afin de donner une idée de l'importance de l'installation, on peut préciser que le portique se déplace sur deux paires de rails dont l'empattement fait environ 16 m, que la cabine évolue à une vitesse qui peut atteindre 4 m/s, perpendiculaire au quai, sur une distance d'environ 70 m, à une altitude de près de 40 m.

La benne peut charger 16 t de minerai. Son poids en charge atteint alors environ 36 t.

3. Examen des moyens de transmission

L'utilisation prolongée d'un enrouleur-dérouleur à 46 câbles de commande étant pratiquement irréalisable, seul un dispositif multiplex permet de résoudre le problème.

La voie de transmission de l'information multiplex pouvait être, au choix :

- une voie de transmission radio,
- un câble unique sur un enrouleur-dérouleur,
- un trolley.

La transmission radio est relativement complexe, sensible aux parasites industriels, et peut présenter des trous dus aux réflexions des ondes électromagnétiques sur les masses métalliques.

La transmission par câble sur un enrouleur-dérouleur unique était viable, mais puisque par ailleurs un trolley était nécessaire pour l'alimentation en puissance de la cabine mobile, il était intéressant d'utiliser

également ce trolley pour la transmission de l'information multiplex de télécommande.

4. Principe général. Sécurité

Il est inutile d'insister sur la sécurité qu'on attend d'une telle télécommande. Le déclenchement intempestif d'un mouvement peut entraîner de graves accidents de matériel et de personne. Il faut donc prendre des mesures particulières pour qu'une telle éventualité ne puisse se produire.

4.1. TÉLÉCOMMANDES A CONTROLE EN RETOUR

Les télécommandes à grande sécurité habituelles utilisent généralement une transmission multiplex de contrôle en retour.

Chaque ordre ne peut alors être exécuté que si l'ordre émis et celui reçu après transmission aller-retour sont bien en concordance (fig. 2).

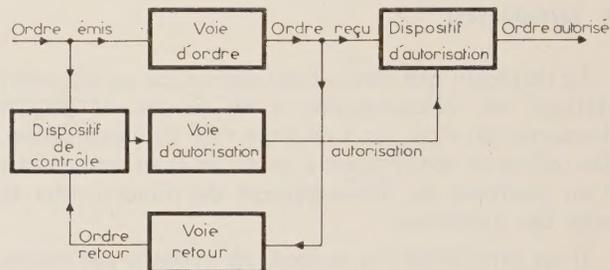


FIG. 2. — Schéma de principe d'une télécommande avec voie de contrôle en retour.

Un tel système donne en principe une excellente sécurité contre l'exécution d'ordres aberrants. Il faut en effet deux erreurs identiques simultanées dans les deux voies élémentaires correspondantes de la transmission aller et de la transmission retour pour entraîner un fonctionnement intempestif. La probabilité de cette éventualité est très faible.

En revanche l'importance du matériel mis en œuvre est plus que doublée et corrélativement la probabilité de non-fonctionnement s'en trouve augmentée. Il suffit en effet d'une panne ou d'une perturbation de l'une des transmissions aller ou retour pour interdire l'exécution d'un ordre.

Calculons rapidement ces diverses probabilités.

Appelons :

p_1 la probabilité de panne ou de perturbation d'une voie d'ordre, se caractérisant par l'envoi d'un ordre non souhaité ou par l'absence d'un ordre souhaité. On suppose en grossière approximation que ces deux éventualités sont également probables.

p_2 celle de la voie de retour (en principe égale à p_1),

p_3 celle du dispositif de contrôle et d'autorisation,

p_4 celle de la voie d'autorisation en cas d'identité (en général aussi égale à p_1).

La probabilité de fonctionnement intempestif, c'est-à-dire d'exécution d'un ordre non donné, est alors :

$$p_I = p_1(p_2 + p_3) (1 - p_4) + p_1 p_4 \cong p_1 (p_2 + p_3 + p_4)$$

si les probabilités sont suffisamment faibles.

$$p_I = p_1 (2p_1 + p_3)$$

si l'on admet que les probabilités de panne ou de perturbation p_1 , p_2 et p_4 des voies de transmission sont égales.

$$p_I \cong 2p_1^2$$

si p_3 est très inférieure à p_1 , puisque le dispositif de contrôle et d'autorisation n'est pas soumis aux perturbations de la transmission.

On voit que cette probabilité est beaucoup plus faible que la probabilité p_1 d'une voie unique. L'amélioration est d'ailleurs d'autant plus sensible que la probabilité p_1 est déjà faible au départ.

En revanche la probabilité de non-fonctionnement, c'est-à-dire de non-exécution d'un ordre donné est plus grande :

$$p_N = p_1 + (p_2 + p_3) (1 - p_4) + p_4 \cong p_1 + p_2 + p_3 + p_4 \cong 3p_1$$

si les probabilités p_1 , p_2 et p_4 sont égales et p_3 très inférieure à p_1 .

La complication d'un tel système ne se trouve justifiée que pour des installations très importantes. Pour une télécommande à courte distance, telle que l'opérateur soit en vue directe des organes contrôlés, et puisse à chaque instant provoquer un arrêt d'urgence en cas de mauvais fonctionnement, l'utilisation d'une liaison de contrôle en retour ne se justifie pas.

Pour la télécommande à vue directe, les fonctions de contrôle en retour, de comparaison et éventuellement d'interdiction d'exécution sont remplis par l'œil, le cerveau et le bras du grutier et leurs probabilités de mauvais fonctionnement sont supposées très inférieures à celles de leurs homologues électroniques.

Néanmoins il était intéressant, tout en conservant la simplicité d'un dispositif sans voie de contrôle électronique en retour, de diminuer la probabilité de fonctionnement intempestif par d'autres procédés

Les procédés employés sont à base de redondance.

4.2. RÉPÉTITION DES ORDRES

L'élément de la télécommande le plus susceptible de perturbation est la voie de transmission. En effet le contact du trolley est mobile et discontinu. Un moyen simple pour améliorer la sécurité de la transmission consiste à répéter l'ordre plusieurs fois avant qu'il ne soit exécuté. Si par exemple cet ordre est répété 4 fois, il faudra absolument qu'il ait été reçu 4 fois pour être exécuté (fig. 3).



FIG. 3. — Schéma de principe d'une télécommande avec répétition d'ordres.

Pour un dispositif à n répétitions la probabilité de fonctionnement intempestif devient :

$$p_I = p_1^n (1 - p_5) + p_5$$

p_5 étant la probabilité de panne ou de perturbation du dispositif d'élaboration et de contrôle de répétition.

La probabilité p_5 est en général très inférieure à p_1 du fait que ce dispositif n'est pas soumis aux perturbations de la transmission. Cependant p_1^n devient négligeable devant p_5 si n est suffisamment grand et $p_1 \cong p_5$.

On a ainsi pratiquement éliminé les perturbations de la voie de transmission et la probabilité de fonctionnement intempestif est réduite à celle du dispositif de contrôle. Pour des perturbations importantes de la voie de transmission (p_1 grand), on voit que ce dispositif est meilleur (pour $n > 2$) que le contrôle en retour dont la probabilité est de l'ordre de $2p_1^2$.

La probabilité de non-exécution d'un ordre donné devient :

$$p_N = np_1 (1 - p_5) + p_5 \cong np_1 + p_5 \cong np_1$$

si $p_5 \ll p_1$ ce qui est du même ordre de grandeur que pour une télécommande avec contrôle en retour si n ne dépasse pas 3 ou 4.

4.3. REDONDANCE DES VOIES D'ORDRE POUR L'EXÉCUTION D'UN MOUVEMENT

La répétition d'un ordre permet essentiellement de s'affranchir des pannes et perturbations de la voie de transmission. Il faut cependant tenir compte également des possibilités de panne et de perturbation interne du dispositif émission ou réception.

Une sécurité supplémentaire est obtenue par le fait



FIG. 4. — Redondance des ordres pour l'exécution d'un mouvement.

qu'un mouvement nécessite deux ou plusieurs ordres simultanés pour être exécuté. Par exemple :

- ordre de direction de marche (avant ou arrière),
- indication de vitesse (vitesse 1, 2, 3, 4 ou 5) (fig. 4).

La probabilité finale d'un mouvement intempestif, compte tenu de la répétition des ordres et de la redondance des voies d'ordre devient :

$$P_I = p_I^m \cong p_5^m$$

où m est le nombre de voies d'ordre nécessaires pour l'exécution d'un mouvement.

Tandis que la probabilité finale de non-exécution d'un mouvement souhaité devient :

$$P_N = mp_n \cong mnp_1$$

4.4. IMPORTANCE RELATIVE DES SÉCURITÉS ET DOSAGE

Les formules établies précédemment montrent que, quels que soient les dispositifs de sécurité adoptés pour diminuer la probabilité de fonctionnement intempestif, ils entraînent une augmentation de la probabilité de non-fonctionnement.

4.4.1. Pour la répétition des ordres

$$p_I = p_1^n(1 - p_5) + p_5$$

$$p_N = np_1 + p_5$$

Cependant lorsque n augmente p_I diminue beaucoup plus vite que p_N n'augmente.

Il n'est pas nécessaire d'augmenter n outre mesure car p_I est limité inférieurement à p_5 et p_N continue de croître avec n .

La valeur maximale au-delà de laquelle il devient néfaste d'augmenter n , puisque cela entraîne une augmentation de la probabilité de non-fonctionnement sans diminution de la probabilité de fonctionnement intempestif, est donnée par :

$$p_1^n = p_5$$

soit :

$$n_{\max} = \frac{\log p_5}{\log p_1}$$

Il est bien évident que p_1 dépend des conditions de transmission et peut varier dans le temps. Cependant c'est dans les conditions de transmissions les plus défavorables qu'il est intéressant d'augmenter la sécurité. Prenons par exemple $p_1 = 1/10$, c'est-à-dire qu'en moyenne une impulsion d'ordre 10 est supprimée et qu'il apparaît une impulsion indésirable une fois sur 10, et estimons arbitrairement p_5 à 10^{-4} environ. On aura dans ces conditions :

$$n_{\max} = \frac{\log p_5}{\log p_1} = \frac{4}{1} = 4$$

Au-delà de $n = 4$ on augmente inutilement p_N sans diminuer appréciablement p_I .

Pour $n = 4$, on aurait, dans les conditions très défavorables de transmission où $p_1 = \frac{1}{10}$:

$$p_I \cong \left(\frac{1}{10}\right)^4 + 10^{-4} = 2.10^{-4}$$

$$p_N \cong 4 \times \frac{1}{10} + 10^{-4} = \frac{4}{10}$$

au lieu de $p_I = p_N = p_1 = 1/10$ sans répétition.

Si les conditions de transmission deviennent encore plus défavorables on voit que l'on cessera d'exécuter des ordres bien avant de créer un ordre erroné.

4.2.2. Redondance des ordres nécessaires à un mouvement

On a :

$$P_I = p_I^m$$

et

$$P_N = mp_N$$

P_I diminue exponentiellement avec le nombre d'ordres m nécessaires à un mouvement, alors que P_N augmente linéairement.

Le nombre m sera limité d'abord par l'importance du matériel mis en jeu, ainsi que par p_N . A la limite, en effet, un dispositif possédant une excellente protection contre les fonctionnements intempestifs ne fonctionnerait jamais ; résultat qui est obtenu beaucoup plus simplement en ne mettant pas de télécommande du tout.

Ce n'est naturellement pas l'objectif d'un dispositif de télécommande.

Il est donc nécessaire de se fixer une importance relative d'un fonctionnement intempestif par rapport à la non-exécution d'un ordre afin de choisir correctement les niveaux de sécurité à apporter au dispositif, c'est-à-dire le degré de redondance.

Dans l'application considérée où le déclenchement intempestif d'un mouvement peut entraîner de graves accidents de personne et de matériel, il est bien évident qu'on attribuera à cette éventualité un poids bien plus important qu'à un arrêt de fonctionnement.

On préférera augmenter le nombre d'arrêts et par suite le taux d'indisponibilité, pourvu qu'il reste raisonnable et d'un ordre de grandeur inférieur à celui de la mécanique, pour diminuer la probabilité de mouvements intempestifs.

Cette notion de poids attribuée aux conséquences de diverses éventualités reste, naturellement, assez qualitative puisqu'elle fait intervenir des facteurs de nature différente, humaine et financière.

D'une façon générale, si l'on attribue un poids Q_I aux conséquences d'un mouvement intempestif et un poids Q_N aux conséquences d'un arrêt de fonctionnement, on cherchera à doser les probabilités de ces éventualités de façon inversement proportionnelle à l'importance de leurs conséquences :

$$\frac{P_I}{P_N} = \frac{Q_N}{Q_I} \quad \text{soit } P_I Q_I = P_N Q_N$$

et en remplaçant P_I et P_N par leurs valeurs :

$$Q_I p_I^m = Q_N m p_N$$

ou :
$$Q_I p_5^m = Q_N m n p_1$$

$$\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{m p_N}{p_I^m} = \frac{m n p_1}{p_5^m}$$

En prenant les valeurs défavorables estimées précédemment pour une transmission très perturbée :

$$p_I = 2.10^{-4} \text{ et } p_N = 0,4,$$

on aura pour $m = 2$:

$$P_I = p_I^m = 4.10^{-8} \quad P_N = m p_N = 0,8$$

$$\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{0,8}{4.10^{-8}} = 2.10^7$$

Le rapport des poids que l'on attribue implicitement dans ces conditions à un mouvement intempetif par rapport à un arrêt de fonctionnement est alors de l'ordre de 10^7 , c'est-à-dire que l'on préfère 10 millions d'arrêts à un seul mouvement intempetif.

Et cela dans les conditions de transmission défavorables entraînant pratiquement une certitude d'arrêt ($p_1 = 1/10$ entraînant $p_N = 0,4$ et $p_N = 0,8$).

Dans les mêmes conditions, si l'on n'avait pas de redondance des voies d'ordre ($m = 1$), on aurait :

$$P_I = p_I = 2.14^{-4} \quad P_N = p_N = 0,4$$

$$\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{0,4}{2.10^{-4}} = 2.10^3$$

c'est-à-dire que l'on tolère implicitement un mouvement intempetif pour 2 000 arrêts.

Sans aucune redondance, ni par répétition des ordres, ni sur les voies d'ordre, on aurait :

$$P_I = P_N = p_I = p_N = p_1$$

ce qui veut dire qu'on n'attribue pas à un mouvement intempetif plus d'importance qu'à un arrêt.

Lorsque les perturbations sur la transmission et le dispositif de contrôle de répétition diminuent, par exemple pour

$$p_1 = \frac{1}{10\ 000} \text{ et } p_5 = 10^{-6}$$

$$p_I = p_5 \cong 10^{-6} \text{ par exemple}$$

$$p_N \cong n p_1 \cong \frac{1}{1\ 000}$$

$$P_I = p_I^m = (10^{-6})^2 = 10^{-12} \text{ pour } m = 2$$

$$P_N = m p_I = 2 \times \frac{4}{10\ 000} = \frac{8}{10\ 000} \cong \frac{1}{1\ 000}$$

Si un cycle de commande dure environ 10^{-1} s, on aurait dans ces conditions encore un cycle manquant toutes les minutes environ (ce qui n'a aucune importance puisque la constante de temps des organes de puissance est supérieure à un cycle et le manque d'un ordre pendant un seul cycle passe inaperçu). Mais on aurait un fonctionnement intempetif dû à la télécommande toutes les 10^{11} secondes, pratiquement jamais.

5. Principe de multiplex

Après avoir exposé les données du problème de la télécommande de portiques ainsi que les procédés généraux utilisés pour répondre aux conditions de sécurité nécessaires, examinons maintenant les principes choisis pour la transmission multiplex des 46 ordres sur un seul véhicule, en l'occurrence le trolley.

Il existe essentiellement deux procédés classiques de transmission de plusieurs informations sur une seule voie :

- la répartition dans le domaine des fréquences,
- la répartition dans le temps.

Rappelons-en rapidement les principes généraux :

Le premier consiste à séparer la bande de fréquence allouée à la transmission en sous-gammes, constituant chacune un canal de transmission pour une information (fig. 5).

Il existe un générateur de fréquence différente par information, suivi d'un modulateur (d'amplitude, de phase ou de fréquence). L'ensemble des spectres de fréquence séparés est additionné dans un mélangeur linéaire de façon à les transmettre sur une seule voie (fil ou radio).

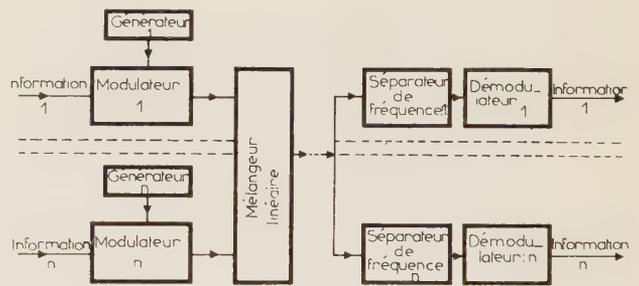


FIG. 5. — Schéma de principe d'un multiplex à division de la bande de fréquence.

A la réception chaque canal d'information est séparé par des filtres qui laissent passer uniquement le spectre autour de la fréquence voulue et rejettent ceux des autres canaux. Des démodulateurs permettent de restituer les informations initiales.

Ce dispositif de multiplex est simple et robuste.

Cependant, lorsque le nombre de voies à transmettre augmente, l'importance du matériel mis en jeu (générateurs, modulateurs, filtres, démodulateurs) devient prohibitive et cela d'autant plus que les fréquences des canaux deviennent plus rapprochées afin de permettre la transmission de toutes les infor-

mations sur la liaison dont la largeur de bande est en général limitée. On est alors amené à utiliser le second procédé de multiplexage, c'est-à-dire la répartition dans le temps.

Ce procédé alloue à chaque information, non plus une portion de la bande de transmission, mais une fraction bien déterminée du temps dans une séquence cyclique.

Le schéma de principe en est représenté fig. 6.

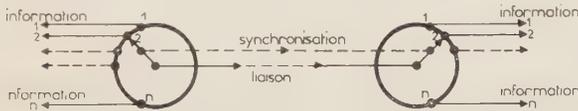


FIG. 6. — Schéma de principe d'un multiplex à répartition dans le temps.

Les informations des divers canaux sont échantillonnées en séquence série cyclique par le commutateur tournant. Les impulsions correspondantes servent éventuellement à moduler ou coder la voie de transmission commune.

Le commutateur tournant peut être électromécanique pour des informations à évolution lente. Il est électronique quand il s'agit d'informations à évolution rapide pour lesquelles les retards doivent être réduits au minimum et par conséquent le cycle de commutation doit être court.

A la réception un commutateur synchrone de celui d'émission permet d'aiguiller à chaque instant l'information transmise vers la voie d'utilisation correspondant à celle sélectionnée à l'émission.

La synchronisation entre les commutateurs d'émission et de réception peut se faire par voie séparée si l'on en dispose d'une. Sinon la synchronisation devra être transmise par une voie supplémentaire du multiplex lui-même.

Ce procédé est légèrement plus complexe que celui à répartition dans le spectre des fréquences. Cependant il est beaucoup plus commode pour transmettre un grand nombre d'informations. Il ne nécessite aucun réglage et les éléments de chaque voie sont répétitifs et interchangeables. Le nombre d'éléments nécessaires par voie supplémentaire est beaucoup plus réduit que pour le premier procédé.

La plupart des dispositifs actuels de transmission d'information (mesures, commandes ou signalisation) à grande capacité emploient ce procédé de multiplex.

6. Principe de fonctionnement des télécommandes de portiques

Nous allons maintenant examiner de quelle façon les principes énoncés précédemment sont mis en œuvre. Le dispositif d'émission sera d'abord examiné, puis le dispositif de réception.

6.1. ÉMISSION

Le dispositif d'émission est destiné à élaborer, à partir des contacts d'ordres donnés par le combinateur

du grutier, une série de groupes de 4 impulsions séparés par un blanc de même durée (fig. 7). Ces 4

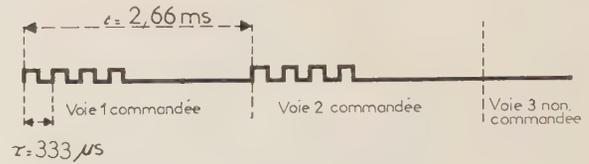


FIG. 7. — Signal caractéristique des ordres.

impulsions sont présentes ou non selon que la voie correspondante est commandée ou non sur le combinateur. L'impulsion représentant un ordre élémentaire est répétée 4 fois pour améliorer la sécurité de la transmission, comme on l'a vu précédemment.

La durée τ de chaque impulsion élémentaire suivie d'un blanc de même largeur est de $333 \mu\text{s}$ (3 kHz).

La durée t allouée à chaque voie est donc de 2,66 ms.

La voie de synchronisation est constituée d'un train de 8 impulsions (durée t) suivi d'un blanc de même durée (fig. 8). Elle occupe donc la place de 2 voies.

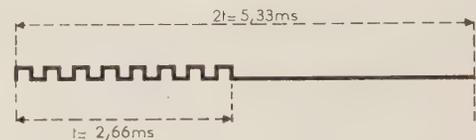


FIG. 8. — Signal caractéristique de la synchronisation.

La durée totale du cycle de 46 voies plus une voie de synchronisation est de $48 t = 128 \text{ ms}$.

Le retard entre le moment où un ordre est donné et celui où il est reçu est inférieur à un cycle. Ce retard est variable suivant le moment où l'ordre a été donné par rapport à l'instant alloué à la voie correspondante. Le retard maximal est donc de un cycle soit 128 ms et le retard moyen est la moitié, 64 ms. Il est donc inférieur aux constantes de temps des éléments de commande de puissance.

Ce retard est inférieur à celui d'un dispositif équivalent à relais.

La durée du cycle et, par suite, ce retard sont déterminés par la largeur de bande de la liaison (300 à 3 000 Hz) qui ne permet pas de passer des impulsions plus courtes.

Ce dispositif est susceptible d'un temps de réponse encore plus court, sans autre modification que celle de la fréquence du générateur pilote, si l'on dispose d'une voie de transmission à bande plus large.

Dans le cas particulier des portiques de déchargement cela n'a pas d'intérêt puisque l'on est de toute façon limité par le temps de réponse propre des organes de puissance.

6.1.1. Générateur-distributeur

Pour obtenir la vitesse et la sécurité souhaitée, le rôle du commutateur électromécanique d'échantillonnage est joué par un ensemble électronique constitué par un distributeur et des portes.

Un oscillateur à quartz de fréquence 48 kHz suivi de diviseurs par 16 et par 8 délivre (fig. 9) :

— un signal *a* de période $t = \frac{16 \times 8}{48\,000} = 2,66 \text{ ms}$

qui sert à commander le distributeur d'exploration des ordres,

— un signal *b*, obtenu par combinaison dans un circuit ET du signal *a* à 375 impulsions/s avec le signal à 3 000 impulsions/s, ce signal est caractéristique des ordres (4 impulsions suivies d'un blanc de durée égale pendant le temps *t* d'un pas du distributeur),

— un signal *c* à 3 000 impulsions/s pour la synchronisation (8 impulsions pendant le temps *t*).

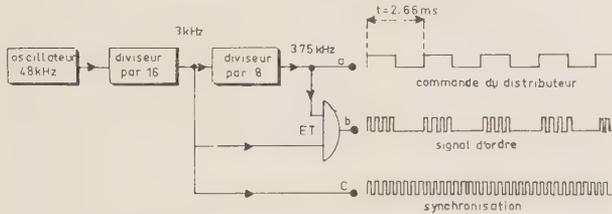


FIG. 9. — Générateur de signaux de commande du distributeur d'ordres et de synchronisation.

Le distributeur par 48 est constitué de 2 distributeurs successifs par 8 et par 6 constitué chacun par un diviseur (par 8 ou par 6) suivi d'un décodeur (par 8 ou par 6) à diodes (fig. 10).

Le premier distributeur divise le temps en séries de 8 intervalles égaux à *t*. Chacun des intervalles est obtenu sur une sortie séparée.

Le second divise le temps en séries de 6 intervalles égaux à $t_1 = 8t$. Il avance d'un pas lorsque le premier

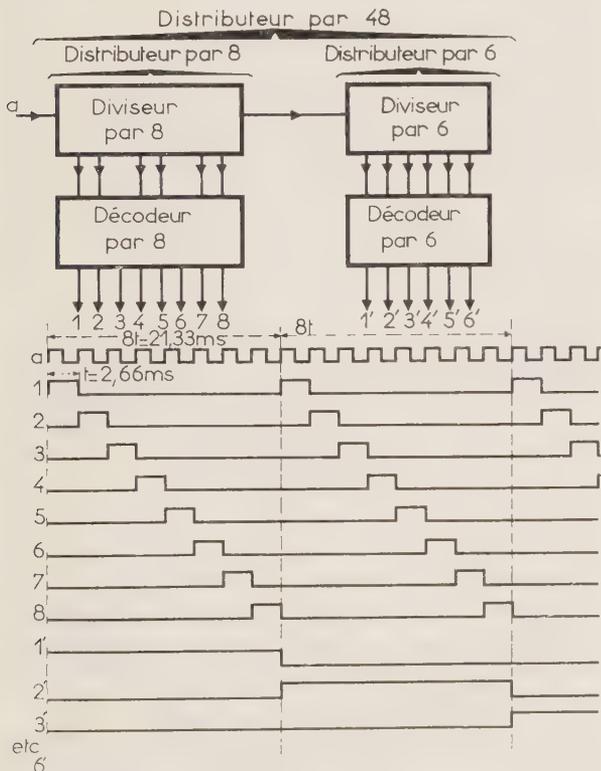


FIG. 10. — Schéma de principe et forme de signaux de distributeur par 8 et par 6.

a décrit un cycle complet de 8 pas élémentaires de durée *t*. Il avance donc 8 fois moins vite que le premier.

Les sorties du décodeur du premier distributeur donnent successivement un signal de durée *t* se répétant tous les 8 *t*.

Les sorties du décodeur du 2^e distributeur donnent successivement un signal de durée 8 *t* se répétant tous les 6 × 8 *t* = 48 *t*.

Les 8 sorties du premier distributeur attaquent chacune une ligne de 6 portes ET à diodes comprenant 2 autres entrées (fig. 11) :

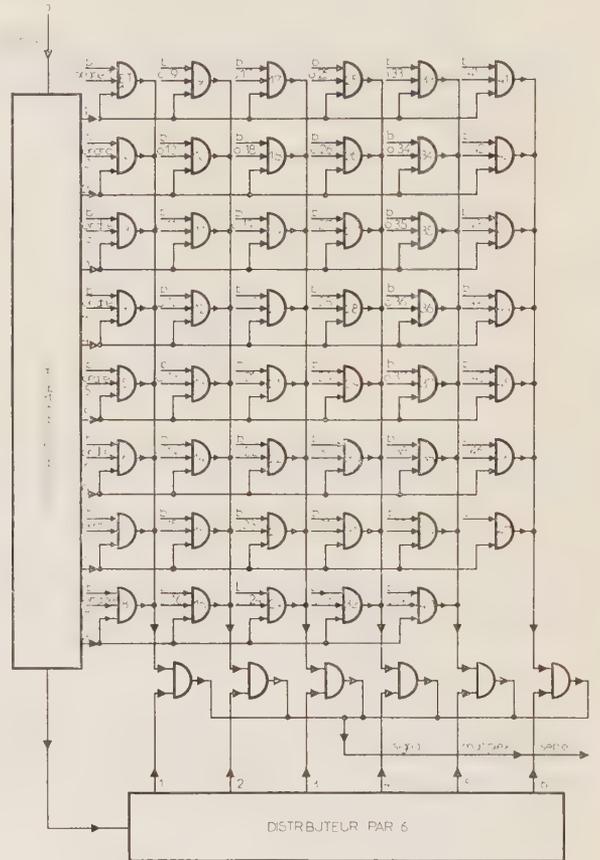


FIG. 11. — Schéma de principe des portes à l'émission.

— L'entrée de l'ordre correspondant à la voie (donné par le combinatoire du grutier).

— Une entrée en provenance du train hâché de 4 impulsions à 3 000 impulsions/s (signal *b*).

A la sortie de ces portes, on retrouve (fig. 12) des signaux de 3 000 impulsions/s hâchées, présents ou non

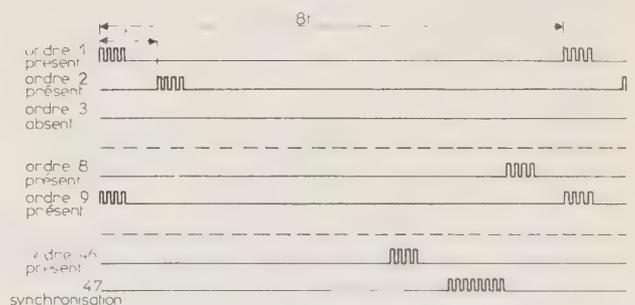


FIG. 12. — Signaux de sortie des portes primaires.

selon que la commande est faite ou non, et durant un temps t , chacun décalé d'un temps t par rapport au précédent, à la période de répétition $8t$ (8 fois par cycle).

La porte 47 qui reçoit, pendant le temps t qui lui est alloué, seulement les 8 impulsions du signal de synchronisation restitue ces 8 impulsions (tous les $8t$).

Les sorties de chaque colonne de 8 portes sont combinées en parallèle à l'entrée d'une porte ET secondaire (de nouveau fig. 10) qui reçoit par ailleurs une des entrées du 2^e distributeur par 6).

De cette façon, chaque porte secondaire ne délivre le signal relatif à la colonne de 8 portes primaires que pendant le temps déterminé par la sortie considérée du 2^e distributeur ($1/6$ du temps) (fig. 13).

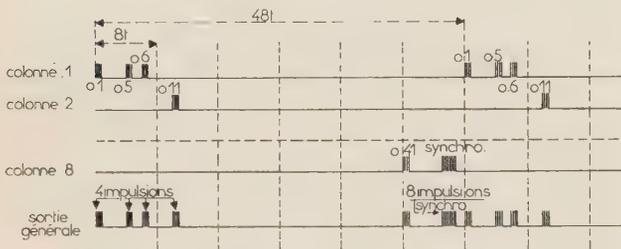


FIG. 13. — Signaux de sortie des portes secondaires et de la sortie générale.

Les sorties des 6 portes secondaires sont à leur tour combinées en parallèle pour délivrer en série sur la sortie générale les signaux relatifs à chacune des voies.

6.1.2. *Emetteur*

Le signal série de modulation attaque le transformateur d'entrée du dispositif émetteur. Ce dispositif, appelé trolleyphone, est un émetteur H.F. à déplacement de fréquence, couplé au trolley. Le trolley lui-même sert de véhicule à l'onde H.F.

6.2. RÉCEPTION

6.2.1. *Récepteur*

A la réception dans la salle des machines un trolleyphone de réception restitue le signal multiplex. Les ensembles de trolleyphone sont des matériels standards utilisés couramment pour effectuer des liaisons phoniques à courtes distances (quelques kilomètres) entre poste fixe et poste mobile ou entre deux postes mobiles. Ils sont utilisés par exemple pour transmettre et recevoir la parole sur les locomotives dans les mines.

La bande passante normale de la liaison trolleyphone est de 300-3 000 Hz, c'est ce qui donne une limite inférieure à la durée du cycle.

L'ensemble du dispositif de télécommande serait susceptible de fonctionner avec un cycle plus court en augmentant simplement la fréquence du générateur qui commande les distributeurs.

6.2.2. *Distributeur de réception*

Un distributeur, analogue au distributeur d'émission, permet d'extraire du signal multiplex série chacune des voies sur une sortie séparée.

Il est également constitué de deux distributeurs successifs par 8 et par 6.

Il est commandé par un oscillateur à quartz de fréquence 48 kHz, identique à l'oscillateur d'émission et suivi de diviseurs par 8 puis par 16.

Le signal de commande a donc une période de 2,66 ms (375 Hz) identique à celle du distributeur d'émission.

Le distributeur de la réception avance d'un pas en même temps que celui d'émission.

Un dispositif de synchronisation que nous verrons ultérieurement permet de garantir que le distributeur de la réception est à chaque instant dans le même état que le distributeur d'émission, c'est-à-dire qu'il aiguille bien le signal relatif à un ordre vers la sortie correspondante.

Les sorties du second distributeur sont combinées dans des portes ET primaires (fig. 14) avec le signal

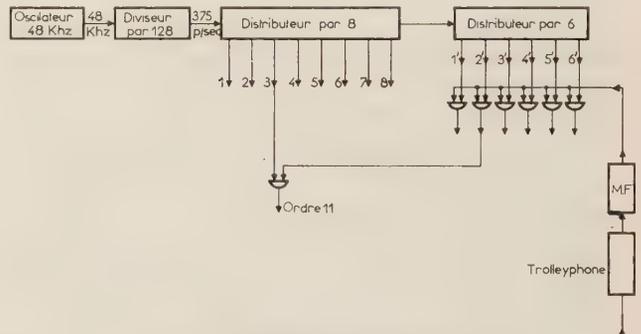


FIG. 14. — Schéma du distributeur et des portes à la réception.

multiplex reçu du trolleyphone, après mise en forme pour tenir compte des déformations dues à la liaison, de façon à délivrer 6 tranches de 8 voies.

Chaque tranche est combinée à nouveau dans des portes ET à deux entrées avec chacune des sorties du premier distributeur, de façon à délivrer sur sortie séparée le signal correspondant à chaque voie.

Par exemple la voie 11 est obtenue en combinant la sortie de la porte primaire 2' (voies 9 à 16) avec la sortie 3 du premier distributeur. Si l'on appelle r' le rang du second distributeur et r le rang du premier distributeur, le rang de la voie obtenue par combinaison dans une porte secondaire est :

$$R = r' \times 8 + r$$

Il y a une porte secondaire par voie.

A la sortie d'une porte secondaire on reçoit donc un train de 4 impulsions, si la voie correspondante est commandée, à l'instant du cycle correspondant au rang de la voie.

6.2.3. *Compteurs d'impulsions*

Pour chaque voie, un compteur par 4 (constitué

de deux bascules) déclenche une mémoire si l'on a bien reçu 4 impulsions (fig. 15). Cette mémoire con-

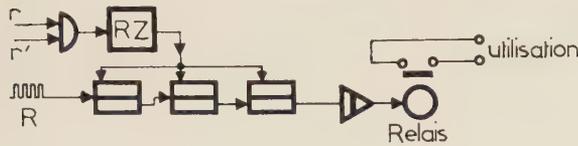


FIG. 15. — Compteur d'impulsions et commande du relais d'une voie.

serve l'ordre pendant le reste du cycle. Elle commande un amplificateur suivi du relais d'utilisation. Celui-ci, combiné avec un ou plusieurs autres, commande à son tour les organes de mouvement.

Le compteur et la mémoire sont remis à zéro au début du temps du distributeur correspondant au rang de la voie considérée, juste avant le comptage des 4 impulsions. Cela est réalisé à l'aide d'un circuit ET à deux entrées attaqué par les sorties convenables des distributeurs par 6 et par 8.

De cette façon, même si des perturbations de la transmission délivraient 4 impulsions parasites dans une voie, cette voie ne resterait commandée qu'un temps inférieur à un cycle, ce qui est insuffisant pour enclencher le relais de puissance de l'organe de mouvement.

6.2.4. Synchronisation

Pour que chaque ordre envoyé à l'émission soit bien affecté à la voie correspondante à la réception, il faut non seulement que les distributeurs d'émission et de réception avancent au même rythme mais encore qu'ils soient à tout instant dans le même état.

Une voie spéciale de synchronisation a pour fonction de remettre automatiquement le distributeur dans un état particulier, correspondant par exemple à la 48^e voie. Cela est obtenu en remettant à zéro toutes les bascules du distributeur. C'est la 47^e voie qui est destinée à cet usage.

Elle se distingue de toutes les autres par le fait que son signal est caractérisé par 8 impulsions successives au lieu de 4.

Le dispositif de synchronisation à la réception doit donc distinguer un signal de synchronisation de 8 impulsions successives d'un signal d'ordre de 4 impulsions seulement et délivrer un ordre de remise à zéro aux bascules du distributeur dans ce cas.

Il est constitué essentiellement (fig. 16) :

— d'un compteur par 8 pour compter les impulsions reçues, suivi d'une mémoire actionnée par le

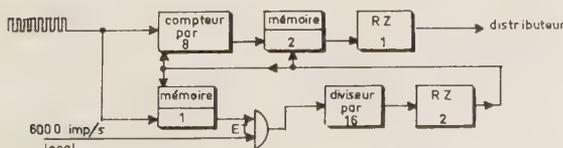


FIG. 16. — Schéma de principe du dispositif de synchronisation.

compteur lorsque l'on reçoit la 8^e impulsion consécutive (au bout d'un temps $7 \times 333 \mu s = 2,33 \text{ ms}$),

— d'un circuit de remise à zéro du distributeur, commandé par cette mémoire,

— d'un diviseur par 16, commandé à travers une porte à partir du 6 000 imp/s issu de l'oscillateur local après division.

Ce diviseur commande la remise à zéro du compteur et des mémoires après un temps inférieur à t , écoulé depuis la première impulsion.

La mémoire 1 change d'état et ouvre la porte aux impulsions à 6 000 Hz dès la réception de la première impulsion du train de 4 ou 8 impulsions reçues du trolleyphone.

Le diviseur par 16 déclenche la remise à zéro du compteur par 8 à la 16^e impulsion du 6 000 Hz, c'est-à-dire au bout d'une temporisation de :

$$\frac{15}{6000} = 2,5 \text{ ms.}$$

6.3. ALIMENTATIONS

Les modules logiques (mémoires, diviseurs, amplis, portes, etc.) utilisés nécessitent des tensions d'alimentation continues de -18 V et $+6 \text{ V}$ de polarisation. Les relais primaires en sortie des voies à la réception fonctionnent sous 24 V continu.

A la réception dans la salle des machines, les alimentations qui élaborent ces tensions sont commandées par le secteur alternatif 220 V .

Celles de l'armoire émission, située dans la cabine mobile, sont commandées à partir d'une tension continue de 230 V véhiculée sur le trolley et destinée également aux organes de puissances de la cabine.

7. Technologie

Une des caractéristiques principales de ce matériel est qu'il est installé dans des conditions d'environnement très sévères, au bord de la mer, au milieu des poussières de minerai conducteur, soumis à de violents chocs et vibrations, du moins l'ensemble d'émission.

D'autre part, comme nous l'avons déjà vu, les conséquences d'une panne peuvent être catastrophiques :

— accident de personne ou de matériel en cas de mouvement imprévu,

— immobilisation coûteuse d'un bateau à quai pendant la durée du dépannage.

La technologie est donc particulièrement étudiée pour que le matériel soit extrêmement robuste et de maintenance aisée.

Tous les éléments sont disposés sur des cartes de circuits imprimés enfichables, facilement interchan-

geables et disposées dans des paniers montés sur racks pivotants (Photos 17 et 18).

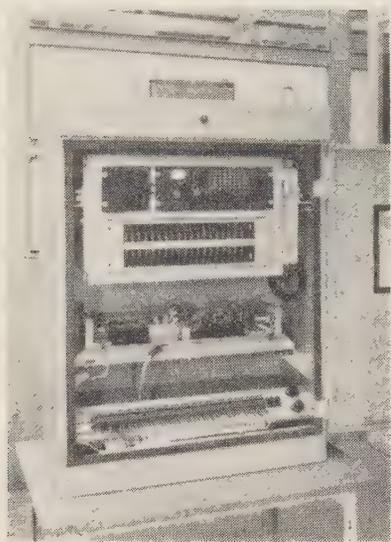


FIG. 17.

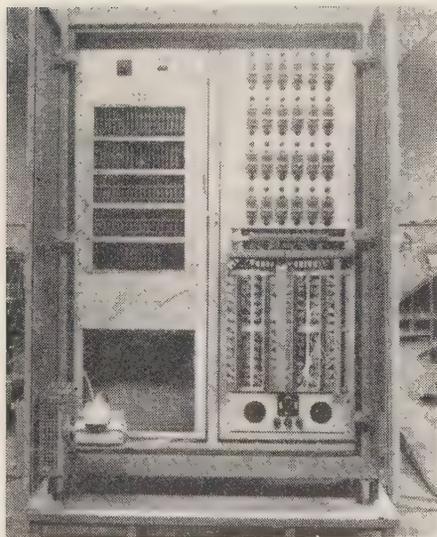


FIG. 18.

Les armoires sont fixées sur amortisseurs. L'alimentation et le panier de circuits imprimés de l'armoire d'émission sont eux-mêmes montés sur amortisseurs internes. Les trolleyphones (photo 19) normalement utilisés sur véhicules sont aussi amortis et réalisés en blocs enfichables et interchangeables.

8. Conclusion

Le dispositif de télécommande qui vient d'être décrit est un exemple caractéristique de réalisation d'électronique industrielle : il s'agit d'un matériel fonctionnant en permanence dans des conditions d'environnement très sévères, pour lequel les conséquences d'une défaillance sont très graves et les conditions d'intervention difficiles.

La technique numérique statique est d'ailleurs encore peu usitée pour des réalisations industrielles de ce genre.

Cependant les performances obtenues sont supérieures à celles d'un dispositif à relais par la sécurité et la vitesse de réponse.

Un cycle de déchargement, c'est-à-dire un aller-retour de la cabine, avec chargement et déchargement n'excède pas 40 s. Un bateau de 30 000 t est déchargé en moins de 36 h.

Etant donné sa conception modulaire il peut facilement être étendu ou restreint à un nombre de voies

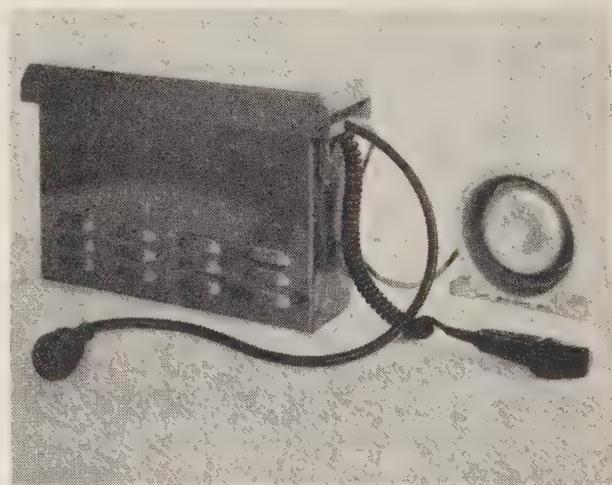


FIG. 19.

quelconques de télécommande ou télésignalisation sur un canal de transmission quelconque (fil, radio ou trolley), même très perturbé. La durée du cycle et, par suite, le temps de réponse sont naturellement fonction du nombre de voies et de la bande passante B du canal :

$$\text{Temps de réponse} \frac{T}{T_{46}} \cong \frac{N}{46} \cdot \frac{3\,000}{B}$$

N : nombre de voies

B : bande passante du canal de transmission en hertz.

ÉTUDE DES PLANÈTES A L'AIDE DU RADAR

PAR

Professeur V. KOTELNIKOV,
Membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.

V. DOUBROVINE, B. KOUZNETSOV, G. PETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI

Comme chaque année, la Société Scientifique et Technique POPOV a tenu à Moscou son Congrès national de la Journée de la Radio, du 7 au 11 mai 1964.

Dans ses précédents numéros, l'Onde Electrique a donné les titres des nombreuses communications présentées, dont tous les résumés (en russe) ont été envoyés par la Société POPOV à la S.F.E.R.

A ce Congrès, deux Présidents de notre Société ont assisté, invités par le Président de la Société POPOV : Messieurs Pierre Grivet, Président de la S.F.E.R. en 1965, et Gérard Lehmann, Président en 1963.

L'ouverture du Congrès fut marquée par un exposé magistral du Professeur Kotelnikov, sur « l'Etude des planètes à l'aide du Radar », exposant la situation de cette question fondamentale pour l'astronomie, à la suite des travaux exécutés par les laboratoires du monde entier, qui ont permis d'améliorer de deux ordres de grandeur la précision de nos connaissances sur les dimensions géométriques du système solaire. Le Professeur Kotelnikov, membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S., a bien voulu accepter, sur notre demande, de remettre à la S.F.E.R. le texte intégral de sa conférence, que l'Onde Electrique est heureuse de publier. Qu'il reçoive ici, ainsi que ses collaborateurs, nos très vifs remerciements.

A cette occasion, nous sommes heureux de transmettre notre meilleur souvenir à Monsieur le Professeur Siforov, Président de la Société Scientifique POPOV, et à son secrétaire général technique, Monsieur Soudakov, qui ont établi la tradition suivant laquelle, chaque année, plusieurs électroniciens français sont invités à assister au Congrès Scientifique annuel de la Journée de la Radio, à Moscou.

Pierre GRIVET

Gérard LEHMANN

1. Introduction

La localisation des planètes au moyen de la radio est basée sur le principe de l'exploration par radar. Autrement dit, il s'agit d'envoyer vers la planète des trains d'ondes radioélectriques à l'aide d'un émetteur puissant et d'un aérien très directif. Ces ondes nous reviennent après réflexion et, à l'aide d'un récepteur très sensible, nous pouvons recueillir des renseignements sur le mouvement de la planète et la structure de sa surface.

Le premier corps extra terrestre dont on a pu recevoir un écho radio fut la lune distante, en moyenne, de 384 000 km. Déjà dans la troisième décennie du siècle, lors des premiers essais de sondage de l'ionosphère à l'aide d'impulsions, on se demande s'il serait possible de déceler des signaux radio réfléchis par la lune. Cependant, deux décennies s'écoulèrent encore avant que les progrès de la technique permettent la réalisation de l'expérience. Les premiers signaux radio réfléchis sur la lune ont été enregistrés en 1946 par de WITT, STODOLA et autres [1] aux Etats-Unis et,

presque simultanément, par Z. BAY [2] en Hongrie à l'aide de stations radar militaires transformées. Ces expériences ont été le début d'une nouvelle méthode active d'exploration des corps célestes.

Grâce aux perfectionnements apportés aux systèmes radar, les années suivantes ont vu des études détaillées sur les propriétés réfléchissantes de la surface lunaire. De nombreuses mesures effectuées dans une gamme d'ondes allant de 8 mm à 8 m [3] ont montré que la surface lunaire était plus unie qu'on ne le supposait autrefois. La réflexion de base des ondes radio s'effectue à partir d'une calotte sphérique profonde de quelques kilomètres située sur la partie de la surface lunaire la plus proche de la terre. Cela a permis de mesurer la distance de la terre à la lune avec une erreur plus faible que 1 km [4], ce qui dépasse d'un ordre de grandeur la précision moyenne des observations astronomiques.

Il s'est avéré que la surface lunaire réfléchissait vers l'émetteur quelque 7 % de l'énergie qui serait renvoyée par une sphère unie de conductance parfaite.

Ces derniers temps aux U.S.A. ont eu lieu des expériences, à la suite desquelles ont été dressées les premières cartes de réflexions des ondes radio par diverses parties de la surface lunaire [5].

L'expérience acquise en étudiant la lune fût mise à profit pour l'étude de Vénus par radar. Quoique Vénus se rapproche plus de la terre que les autres planètes, nous la connaissons très peu. Un voile compact de nuages recouvrant la planète ne permet pas de voir sa surface, mais la couche de nuages ne présente pas d'obstacle infranchissable pour les ondes radio. Aussi est-il possible d'obtenir des réflexions sur la surface même de la planète (à condition d'utiliser des ondes suffisamment courtes pour franchir librement l'ionosphère).

La radiolocalisation de Vénus présentait un problème incomparablement plus difficile du fait de l'énorme distance. Ainsi, en conservant le même récepteur et la même antenne, il serait nécessaire de multiplier par quelque cinq millions la puissance de l'émetteur. En effet, dans le cas du radar, la puissance des signaux reçus décroît en proportion de la quatrième puissance de la distance, contrairement à ce qui se passe en communication radio où la puissance des signaux décroît proportionnellement au carré de la distance.

Les premières expériences de localisation radio de Vénus (qui, à l'époque, avaient été supposées concluantes) furent exécutées en 1958 aux U.S.A. [6]. Elles furent répétées en Angleterre [7] en 1959. Mais, comme on le sait maintenant, les résultats de ces expériences étaient erronés. En effet, il fût prouvé que ce qui fût pris pour le signal réfléchi n'étaient en réalité que des tops fortuits du bruit à la réception. Une localisation par radar de Vénus, couronnée de succès, a été réalisée pour la première fois en 1961

pendant la conjonction inférieure de 1962 [13], [14], [15], [16] et [17].

Le perfectionnement de l'appareillage permit la réception de réflexions radio sur Mercure et Mars après celles sur Vénus. Mercure est la plus petite parmi les neuf grandes planètes du système solaire ; son diamètre est 2,5 fois plus faible que celui de Vénus. Sa distance à la terre n'est jamais inférieure à 80 millions de kilomètres. Mercure circule à proximité immédiate du Soleil ce qui rend son observation visuelle très difficile. Ainsi, comme pour Vénus, connaissons-nous peu de chose sur lui. La localisation radio de Mercure a été faite pour la première fois en U.R.S.S. en juin 1962 [18]. Presque une année plus tard elle fut répétée aux U.S.A. [19]. Au début de 1963 en Union Soviétique et aux U.S.A., lors de l'opposition de Mars, on a reçu des réflexions radio en provenance de cette planète qui se trouvait à ce moment à une distance de 100 millions de kilomètres de la terre [20], [21].

En septembre-octobre de la même année, grâce à une nouvelle amélioration de la sensibilité de l'appareillage, on réussit en Union Soviétique à obtenir des réflexions sur Jupiter, la plus grande des planètes du système solaire [22]. Pendant cette expérience les ondes radio avaient à franchir 1 milliard 200 millions de kilomètres. Le signal en retour était extrêmement affaibli et, pour le déceler, il a fallu intégrer l'énergie reçue pendant plus de vingt heures. Aux U.S.A. le contact radio sur Jupiter a été fait en octobre - novembre 1963 [23].

Dans le tableau I sont données les distances des planètes au moment de la localisation radio, le temps mis par les ondes pour parcourir l'aller et retour, ainsi que la puissance du signal reçu sur la planète entière (observations faites en U.R.S.S.).

TABLEAU I

Planète	Epoque des opérations	Puissance en watts du signal reçu par la planète	Distance en millions de km	Temps de propagation du signal en minutes
Vénus	avril 1961	15	43-48	5
	octobre-décembre 1962	23-9	40-65	4,5-7
Mercure	juin 1962	1	83-88	9-10
Mars	février 1963	1,2	100-101	11
Jupiter	septembre-octobre 1963	13	592-600	66-67

lors de la conjonction inférieure (distance minimum terre-Vénus, environ 40 millions de kilomètres) à l'aide d'appareillages plus puissants et plus perfectionnés créés à cette époque. Elle a été faite aux U.S.A. (Institut Technologique de Massachusset [8], Institut Technologique de Californie [9], Radio Corporation of America [10]), en Angleterre (radio-observatoire de Jodrell Bank [11]) et en Union Soviétique (Institut de Radiotechnique et d'Electronique de l'Académie des Sciences, en collaboration avec d'autres institutions [12]). Dans tous ces pays de nouvelles observations de Vénus au radar furent faites

2. Mesure des distances de la terre aux planètes

Nous savons que les ondes radio se propagent de la terre vers les planètes suivant le chemin le plus court, avec une vitesse égale à celle de la lumière. En mesurant le temps de parcours des ondes, il est possible de déterminer la distance jusqu'à la planète et à divers points sur sa surface. On peut obtenir une très grande précision de mesure dans cette opération, vu qu'actuellement la vitesse de la lumière est connue avec une exactitude de un millionième et la mesure du temps peut être exécutée avec une précision

meilleure que le cent millionnième de la durée de l'intervalle à mesurer.

Il existe diverses méthodes pour mesurer les distances à l'aide d'ondes radio. Nous ne parlerons que d'une seule, celle de la modulation linéaire en fréquence, utilisée par nous en 1962 pour la localisation de Vénus au radar. Dans ce procédé la fréquence des ondes rayonnées par l'émetteur variait périodiquement suivant une loi en dents de scie. La variation des signaux réfléchis à l'entrée du récepteur (fig. 1) suivait la même loi, mais avec un retard égal au temps de propagation du signal jusqu'à la planète et retour.

La fréquence des oscillations à la sortie du récep-

teur était égale à la différence des fréquences du signal réfléchi et de l'hétérodyne locale. Pendant la réception, la fréquence de l'hétérodyne variait suivant la même loi en dents de scie que la fréquence de l'émission (fig. 1), mais avec le retard de la propagation aller-retour à la planète. Dans ce but la modulation en fréquence de l'hétérodyne débutait au moment t_1 , donné par le calcul et correspondant au retour du signal.

La différence des fréquences du signal et de l'hétérodyne dépendait de la distance mesurée. Ainsi, dans le cas où la valeur calculée était égale à la distance réelle, le début de la modulation de l'hétérodyne à la réception correspondait d'une manière précise au moment t_1 de l'arrivée du signal réfléchi (ligne grasse sur la fig. 1), la fréquence f_1 étant celle calculée. Si le signal réfléchi arrivait plus tôt, au moment t_2 (ligne en pointillé), la fréquence à la sortie du récepteur devenait plus élevée que la valeur nominale, sa valeur passant à f_2 . Dans le cas d'une distance plus élevée que celle supposée par le calcul, le signal réfléchi arrivait plus tard, au moment t_3 (ligne fine continue) et la fréquence à la sortie du récepteur f_3 se trouvait inférieure à la fréquence nominale. La correction de la valeur de la distance calculée était déterminée d'après la différence de la fréquence à la sortie du récepteur par rapport à la valeur nominale. La mesure des distances jusqu'aux planètes par radar donne un procédé sûr pour la détermination de l'unité fondamentale de longueur dans le système solaire, l'unité astronomique.

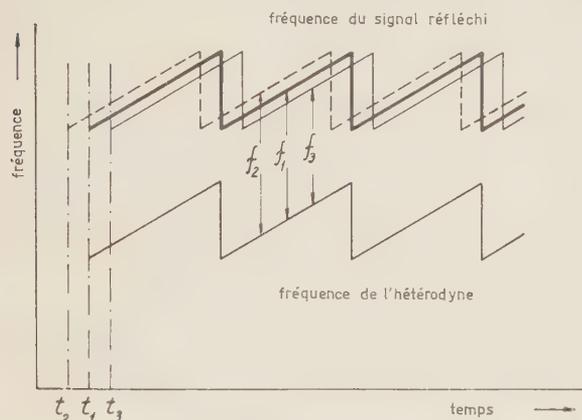


FIG. 1. — Variation de la fréquence à la sortie du récepteur en fonction du moment du retour du signal réfléchi, la distance étant mesurée par la méthode de la modulation de fréquence.

Auteur	Valeur de l'unité et erreur en km	Origine des renseignements
Institut de radio technique et électronique URSS 1961	149 590 000 ± 10 000	Localisation au radar de Vénus 1961
Institut de Californie USA 1961	149 590 000 ± 10 000	Localisation au radar de Vénus 1961
Institut de Massachusetts USA 1961	149 590 000 ± 10 000	Localisation au radar de Venus 1961
Corporation radio USA 1961	149 590 000 ± 10 000	Localisation au radar de Venus 1961
Jodrell Bank Angleterre 1961	149 590 000 ± 10 000	Localisation au radar de Venus 1961
Pioneer V USA 1960	149 590 000 ± 10 000	Mouvement de Pioneer V pendant 107 jours
Brauer 1950	149 590 000 ± 10 000	Inégalité de parallaxe du mouvement lunaire
Rabe 1950	149 590 000 ± 10 000	Observation d'Eros 1926 - 1945
Adams 1941	149 590 000 ± 10 000	Sur 1 vitesse radiale d'étoile
Spencer - Jones 1931	149 590 000 ± 10 000	Observation d'Eros 1930 - 1931
Spencer - Jones 1928	149 590 000 ± 10 000	Sur sept vitesses radiales d'étoiles
Moyenne de 7 observations 1889 - 1924	149 590 000 ± 10 000	Observation des petites planètes
Union Internationale Astronomique 1896	149 590 000 ± 10 000	Conférence de Paris en 1896

FIG. 2. — Résultats de la détermination de l'unité astronomique par procédés radio et par méthodes astronomiques

3. Détermination de l'unité astronomique

En partant de la valeur moyenne de la distance entre la terre et le soleil les méthodes de la mécanique céleste permettent le calcul très précis de toutes les distances dans le système planétaire. Cette valeur porte la désignation d'unité astronomique. En calculant la distance jusqu'à une planète en unités astronomiques et en la mesurant ensuite à l'aide du radar en unités de longueur terrestres (kilomètres), on peut déterminer la valeur de l'unité astronomique.

Antérieurement l'unité astronomique a fait l'objet de multiples déterminations à l'aide de diverses méthodes. Les résultats des méthodes de mesures astronomiques fondamentales de cette unité, et ceux des mêmes mesures effectuées par radar en 1961 sont représentés sur la figure 2. Les rectangles ombrés représentent les évaluations des erreurs de mesures, données par leurs auteurs-mêmes. Les diverses déterminations astronomiques donnent des valeurs pour l'unité astronomique se situant entre 149,4 et 149,7 millions de kilomètres.

Les mesures par radar de 1961 ont donné, comme on le constate sur le dessin, des résultats concordants et de beaucoup plus précis que tout ce qu'on avait eu auparavant. La sûreté de ces résultats ne fait aucun doute, les mesures ont été exécutées indépendamment dans trois pays sur des longueurs d'ondes différentes et les divergences sont dans les limites de l'erreur admise. Les mesures ont été répétées de nombreuses fois, la sensibilité de l'appareillage était suffisante pour enregistrer avec certitude le signal réfléchi sur Vénus.

Les résultats de la mesure de l'unité astronomique d'après les observations de Vénus au radar en 1961 et 1962 sont représentés séparément sur la figure 3

à échelle agrandie. D'après ces mesures, la valeur de l'unité astronomique est située entre 149 596 000 et 149 600 000 kilomètres.

Sur le même dessin sont indiquées les fréquences des émetteurs radar. Leurs valeurs limites (50 - 2 388 MHz) sont presque dans le rapport 50. Dans le cas où la présence de particules chargées dans l'espace interplanétaire aurait une influence essentielle sur la propagation des ondes de cette bande, la distance mesurée serait plus faible pour les ondes plus courtes, moins sujettes aux influences d'un milieu ionisé que les ondes plus longues. L'absence de toute liaison visible entre les valeurs obtenues pour l'unité astronomique et la fréquence utilisée pour les mesures montre que l'influence du milieu interplanétaire s'englobe dans les limites des erreurs de mesure.

Les données de la figure 3 ont été obtenues d'après les observations du mouvement d'une seule planète. La localisation de Mercure et de Mars au radar en 1962-1963 a donné la possibilité d'exécuter des mesures indépendantes de l'unité astronomique, en se servant encore de deux autres planètes. Ces mesures ont donné des résultats similaires à ceux obtenus avec Vénus.

Avant les mesures au radar, on était d'accord pour estimer comme valeur la plus certaine de l'unité astronomique le chiffre de 149 532 000 \pm 7 000 km obtenu par RABE [26] à l'aide d'observations sur la petite planète Eros en 1926-1945 (fig. 2). L'erreur de détermination de RABE, comme les mesures au radar l'ont prouvé, représentait 64 à 68 000 km, c'est-à-dire qu'elle était une centaine de fois plus importante qu'à présent. Cette précision était tout-à-fait insuffisante pour le guidage des mobiles interplanétaires. Une plus grande précision de la valeur de l'unité astronomique est limitée non pas par les possibilités de l'appareillage radar, mais par nos

Auteur	Fréquence en MHz	Valeur de l'unité astronomique et évaluation de l'erreur de mesure en km	
Institut de Radiotechnique et d'électronique URSS - 1962	env. 700		149 598 100 \pm 750 [29]
Institut de Californie USA - 1962	2388		149 598 900 \pm 670 [25]
Bureau National des Standards USA-1962	49,92		149 597 000 \pm 100 [24]
Jodrell Bank Angleterre 1962	410,25		149 596 600 \pm 900 [14]
IRE - URSS 1961	env. 700		149 599 300 \pm 2000 [12]
Institut de Californie, USA - 1961	2388		149 598 640 \pm 200 [25]
Institut du Massachusetts USA - 1961	440		149 598 000 \pm 300 [24]
Radiocorporation américaine USA - 1961	438		149 596 000 \pm 900 [24]
Jodrell Bank 1961	408		149 600 000 \pm 5000 [11]

FIG. 3. — Résultats de la détermination de l'unité astronomique d'après les observations de Vénus au radar en 1961 et 1962. La vitesse de la lumière a été supposée égale à 299 792,5 km/s ; le rayon de Vénus à 6100 km. Pour les mesures faites en U.R.S.S., il a été donné la valeur maximale de l'erreur, tenant compte de l'erreur de l'équipement, de l'approximation de la connaissance de la vitesse de propagation des ondes radio, du rayon de Vénus et de l'erreur des éphémérides. Pour les autres mesures ces erreurs n'ont pas été entièrement escomptées.

connaissances insuffisantes des paramètres de l'orbite de Vénus, de son rayon et de la valeur de la vitesse de la lumière.

3. Précision accrue sur les paramètres de l'orbite et le rayon de Vénus

Les mesures précises de la distance de la planète poursuivies pendant une durée de temps suffisant permettent, en plus de l'unité astronomique, la détermination, avec grande exactitude, de divers paramètres de l'orbite (excentricité, localisation sur le trajet, etc.) ainsi que du rayon de Vénus. Ainsi, par exemple, si les dimensions de l'orbite sont bien connues, mais si la planète se trouve sur son orbite en avant de l'endroit calculé, cela indique, avant la conjonction (quand la planète se rapproche) que la distance mesurée est plus faible que la distance calculée; plus grande, au contraire après la conjonction (quand la planète s'éloigne).

Cette possibilité d'amélioration de la précision peut être observée sur les résultats de nos mesures de la distance de la terre à Vénus en octobre-décembre 1962 [13] sur la figure 4. Nous y avons indiqué par des

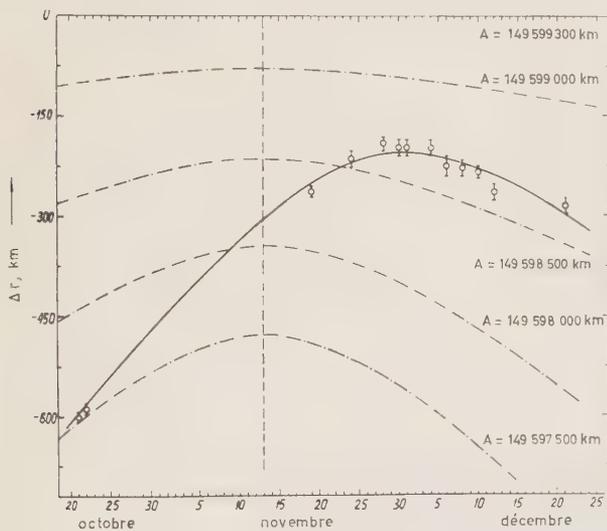


FIG. 4. — Variation dans le temps de la différence entre la distance émetteur-Vénus calculée et la distance mesurée.

cercles les variations, en fonction de la date des observations, de la valeur $\Delta\tau$ représentant la différence entre la distance mesurée et la valeur calculée en se basant sur nos connaissances antérieures de l'orbite de Vénus. Près des cercles sur le dessin sont indiquées les erreurs totales journalières de mesure pour la date donnée, ce qui représentait 7 à 15 km.

En trait mixte, on a marqué sur la figure comment aurait dû varier cette valeur pour diverses grandeurs de l'unité astronomique. En particulier, si cette dernière avait été égale à $A = 149\,599\,300$ km, ce que nous avons trouvé aux mesures de 1961 et utilisé pour nos calculs, les points expérimentaux, en absence d'autre erreur, se seraient alignés le long de l'axe horizontal.

La non-coïncidence des points expérimentaux avec les courbes est un témoignage de la nécessité de rechercher une précision meilleure, non seulement pour la valeur de l'unité astronomique mais aussi pour les paramètres de l'orbite et le rayon utilisés pour calculer les distances de Vénus à la terre. En particulier, en adoptant la valeur de $149\,579\,000$ km pour l'unité astronomique et $6\,020$ km pour le rayon de Vénus et en admettant que la position réelle de son centre de gravité sur l'orbite soit décalée de 270 km dans le sens du mouvement par rapport à la position calculée, la valeur $\Delta\tau$ varie comme l'indique le trait continu de la figure 4. On voit qu'elle suit assez bien les points expérimentaux. La valeur de ce décalage ne représente que 2% du diamètre de Vénus, le déceler optiquement est très difficile.

Les observations optiques, contrairement à celles par radar, nous donnent le rayon de la limite extérieure de la couche de nuages. D. MARTYNOV, en observant l'occultation de l'étoile Regulus par Vénus, a déterminé la valeur de ce rayon à $6\,100 \pm 34$ km [27]. En prenant la différence des rayons mesurés optiquement et par radar, on peut déterminer la hauteur de la couche nuageuse sur Vénus. Cependant, la précision des mesures dont on dispose pour le moment est insuffisante.

5. Étude de la surface des planètes

Un cosmonaute, s'appêtant à partir pour Vénus, cherchera d'abord à savoir ce qu'il trouvera sur sa surface : est-ce un océan aqueux continu, ou une plaine inondée de pétrole [28] ? Le radar, appliqué à l'étude des planètes a déjà partiellement répondu à ces questions.

L'intensité de la réflexion des ondes radio en direction de l'émetteur dépend, en plus des dimensions géométriques de la planète, de sa structure et du coefficient de réflexion de sa surface. On peut avoir une idée de sa structure en comparant les valeurs de l'énergie des signaux réfléchis par les divers éléments de sa surface.

Le front des ondes rayonnées par l'émetteur en arrivant sur la planète commence par toucher le point le plus rapproché de la terre (le point A au centre du disque de la planète sur la figure 5), puis des zones plus éloignées dessinant dans le plan des cercles

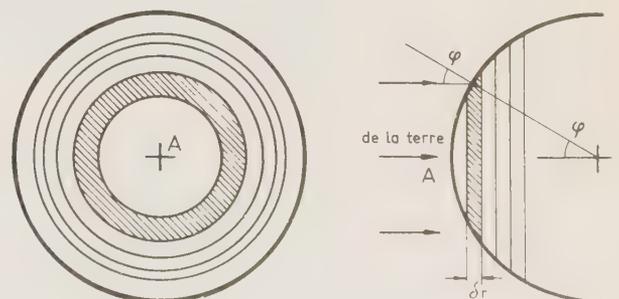


FIG. 5. — Zones annulaires de réflexion sur la surface d'une planète irradiée par une onde plane.

concentriques. Etant donné que la réflexion sur les zones plus éloignées revient vers la terre avec un certain retard, il est possible de distinguer les réflexions des zones consécutives annulaires et de les séparer.

Sur la figure 6 nous indiquons, conformément à nos expériences, comment varie, en valeur relative, l'énergie P des signaux réfléchis sur Vénus en fonction de la distance ΔR du point de réflexion. La position du point A de la figure 5 a été affectée de la valeur 0.

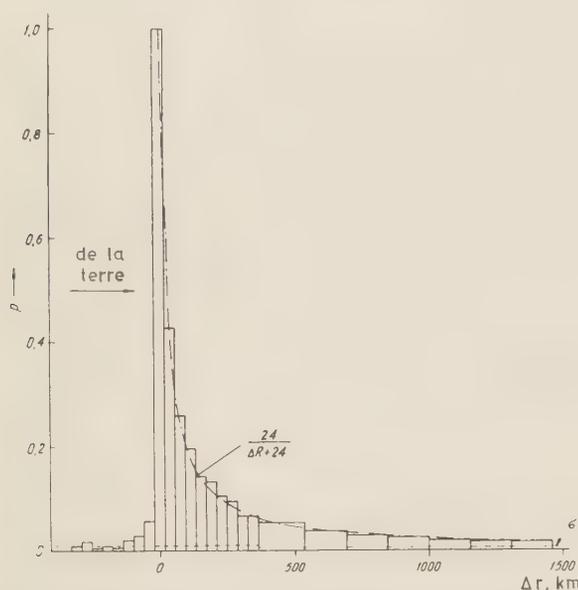


FIG. 6. — Répartition de l'énergie des signaux réfléchis suivant la distance jusqu'au point de la surface de Vénus le plus proche de la Terre. En pointillé : valeur de l'erreur σ provoquée par le bruit dans l'équipement.

Ainsi, la plus grande colonne correspond à l'énergie des signaux réfléchis par la zone du segment sphérique la plus rapprochée de la terre. Les dix premières colonnes représentent l'énergie réfléchi par des zones annulaires d'épaisseur égale $\delta\tau = 38$ km. Les autres zones sont quatre fois plus épaisses. La profondeur de ces zones se détermine par le pouvoir séparateur de l'appareillage. L'énergie correspondant aux valeurs négatives de ΔR est le résultat de la limitation en durée de la période de la modulation en dents de scie du signal, que nous avons utilisé pendant toutes ces expériences.

L'intensité de l'énergie réfléchi diminue avec l'augmentation de la distance ΔR , à peu près suivant l'hyperbole : $\rho = \frac{24}{\Delta R + 24}$ figurée en trait mixte sur la figure 6.

Comme on peut le constater, il fut possible d'enregistrer l'énergie réfléchi par des zones situées 1 500 km plus loin de la terre que le point le plus rapproché de la planète. En se basant sur ces données, on a pu déterminer l'énergie des ondes réfléchies en fonction de l'angle d'incidence φ (fig. 5). Cette loi est représentée sur la figure 7 par une ligne continue (l'énergie est donnée en unités relatives, à l'échelle logarithmique). A titre de comparaison, sur le même dessin

sont données, en pointillé, des courbes analogues obtenues à l'exploration par radar de la lune sur des longueurs d'ondes de 68 et de 3,6 cm [3].

La confrontation des données de la figure 7 permet d'établir le fait important que, pour les ondes de 40 cm, les surfaces de Vénus et de la lune présentent à peu près la même structure au point de vue de l'hétérogénéité. Les ondes lumineuses sont réfléchies par la lune comme par une sphère rugueuse à peu près conformément à la loi Lommel-Zéligier (ligne mixte de la fig. 7). La réflexion par Vénus et la lune des ondes radio se rapproche du mode de réflexion par une sphère lisse. La majeure partie de l'énergie des signaux réfléchis vers l'émetteur provient d'une petite tache au centre du disque visible de la planète. On peut admettre, que dans les limites de cette tache, l'orientation de l'onde incidente est normale à la surface de la planète.

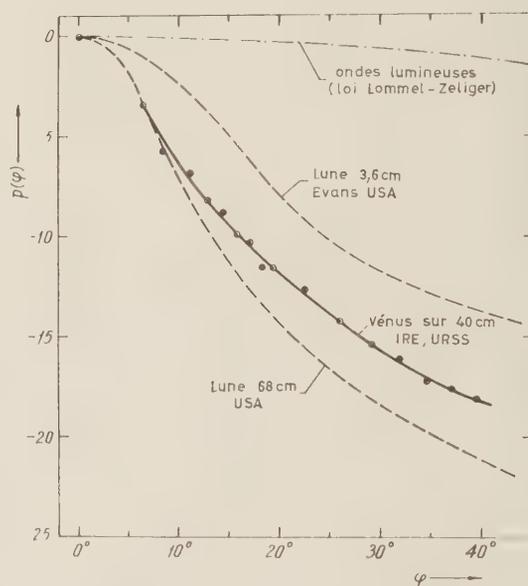


FIG. 7. — Énergie réfléchi en fonction de l'angle d'incidence de l'onde pour Vénus et la lune.

On peut déterminer le coefficient de réflexion de la surface de la planète d'après l'intensité des signaux réfléchis et rechercher des matériaux correspondants parmi ceux que nous trouvons sur terre. Le coefficient de réflexion pour incidence normale de quelques matériaux est donné dans le tableau II. Pour les diélectriques, sa valeur (ρ) dépend de la constante diélectrique du matériau $|\epsilon|$:

$$\rho = \left(\frac{\sqrt{\epsilon} - 1}{\sqrt{\epsilon} + 1} \right)^2$$

Le coefficient de réflexion de la surface de Vénus, d'après les mesures faites en U.R.S.S. sur ondes de 40 cm et aux U.S.A. sur ondes de 68 et de 12,5 cm, se chiffre par 10 à 15 % (c'est-à-dire qu'il est de

TABLEAU II

Matériau de la surface réfléchissante	Constante diélectrique	Coefficient de réflexion %
Quartz cristallin	4,5	13
Quartz fondu	3,5 - 4,1	9 - 11,5
Sable de quartz	3,0	7
Marbre	8,3	23
Pétrole	2,1	3,5
Eau douce	80	64
Eau de mer	conducteur	env. 100

1,5 à 2 fois plus élevé que pour la lune). Il faut noter que sa valeur ne variait que peu d'un jour à l'autre, ce qui indiquerait que la surface de Vénus (au moins la partie qui a fourni les réflexions) est d'une structure plus ou moins uniforme, contrairement à la surface terrestre. Un coefficient de réflexion similaire pour les ondes radio est accusé par certaines roches terrestres (tableau II). La valeur du coefficient de réflexion est trop élevée pour admettre que la surface de Vénus soit totalement recouverte par du sable ou par du pétrole. Elle est, par contre, trop faible pour appuyer l'hypothèse d'une surface totalement recouverte par l'océan.

La localisation de Mars par radar, effectuée en 1963 en U.R.S.S. sur onde de 40 cm et aux U.S.A. sur ondes de 12,5 cm, a fourni des données sur le coefficient de réflexion de la surface de cette planète. Sur la figure 8 est représentée une carte de Mars, sur laquelle un trait horizontal indique la région dont nous avons obtenu des signaux réfléchis.

Le coefficient de réflexion de la surface variait dans de larges limites au fur et à mesure que Mars présentait divers côtés vers la terre. Dans le bas de la

figure, en dessous de la carte de Mars, nous avons indiqué les variations du coefficient de réflexion en fonction de la longitude du lieu réfléchissant, conformément aux observations faites en U.R.S.S. [20] et aux U.S.A. [21]. Les deux courbes accusent une certaine corrélation mutuelle. D'après ces renseignements, il semblerait que les parties sombres, qu'on qualifie de mers, réfléchissent mieux que les régions claires, qualifiées de continents. Le coefficient de réflexion moyen de la surface de Mars, d'après nos observations s'est avéré comme égal à 7 % (comme pour la lune). Aux U.S.A., il a été trouvé deux fois plus faible. Il est possible que cela s'explique par une variation de la réflexion en fonction du raccourcissement de la longueur d'onde.

Pendant nos observations, il y avait des jours où il était impossible d'enregistrer des réflexions, peut-être à cause des variations des propriétés réfléchissantes de Mars. Des observations ultérieures avec un équipement plus sensible doivent fournir des données plus précises concernant la surface de Mars.

Conformément à nos observations sur ondes d'environ 40 cm, le coefficient de réflexion de Mercure est d'environ 6 %. Celui de Jupiter dépasse 10 %.

6. La période de rotation de Vénus

Jusqu'à la mise en œuvre des observations par radar, la période de rotation de Vénus ainsi que l'inclinaison de son axe restaient indéterminées. Le temps de rotation était évaluée entre 15 heures et 225 jours [28]. En étudiant Vénus au radar en 1962, tant en U.R.S.S. qu'aux U.S.A., on a pu déterminer sa période de rotation d'après l'élargissement des spectres de signaux à leur réflexion sur la planète.

Du fait de la rotation, les divers éléments de la surface planétaire ont des vitesses différentes par rapport à l'émetteur. Par suite de l'effet Doppler la

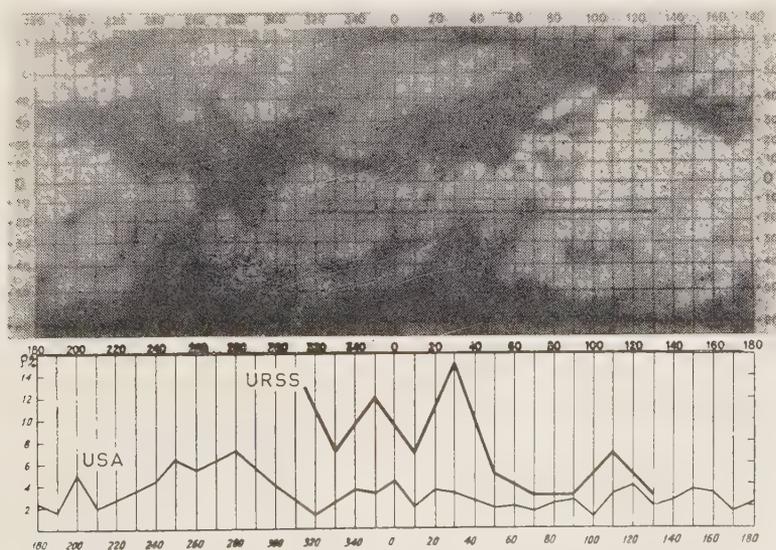


FIG. 8. — Carte astronomique de Mars et variations du coefficient de réflexion de sa surface, d'après les observations faites en U.R.S.S. et aux U.S.A.

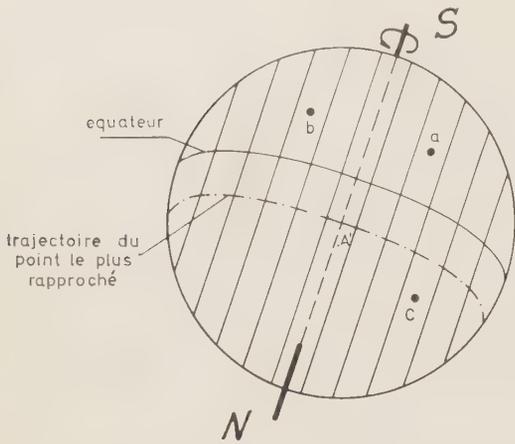


FIG. 9. — Schéma explicatif de l'élargissement de la ligne spectrale du signal quand la réflexion a lieu sur une planète en rotation. Les points *a* et *c* se rapprochent de l'observateur, *b* s'en éloigne.

fréquence des signaux réfléchis se décale en fonction de la vitesse des éléments réfléchissants. Ainsi, par exemple, le point *a* de la figure 9, qui se rapproche de nous, donnera une réflexion de fréquence plus élevée que le point *b* qui s'éloigne de nous. Les réflexions sur le point *C* seront à fréquence encore plus élevée étant donné la plus grande vitesse de ce point.

La figure 10 représente le spectre moyen pour deux mois d'observations de signaux réfléchis obtenus lors d'irradiations monochromatiques de Vénus avec une onde d'environ 40 cm. La stabilité de la fréquence de l'émetteur était suffisante pour utiliser

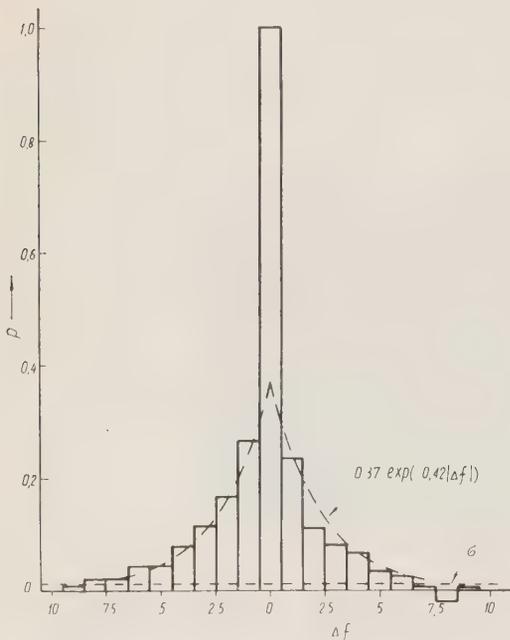


FIG. 10. — Spectre moyen des signaux réfléchis sous l'effet d'une irradiation monochromatique de Vénus avec une onde d'environ 40 cm. Δf décalage de la fréquence par rotation de la planète. En pointillé : valeur de l'erreur σ provoquée par le bruit de l'équipement.

à l'analyse des filtres avec bande passante de largeur 1 Hz. Un dispositif spécial compensait pendant la mesure le décalage moyen de la fréquence du signal provoqué par le mouvement relatif de l'émetteur et du centre de Vénus. Ce dispositif n'introduisait aucune erreur appréciable. Chaque colonne sur la figure 10 représente l'énergie des signaux réfléchis par des éléments de la surface, qui se projettent sur le disque visible de la planète sous l'aspect de bandes parallèles à l'axe de rotation comme indiqué en figure 9.

Le spectre des signaux réfléchis n'était pas de la même largeur tous les jours. C'est la preuve que la rotation de Vénus variait, par rapport à l'émetteur. Cette rotation relative qu'il serait possible de remarquer en observant au télescope le déplacement des détails sur la surface de Vénus si elle n'était pas recouverte par les nuages, est provoquée par deux causes : la rotation propre de Vénus (qui doit précisément être déterminée et dont la valeur est constante) et le déplacement relatif Vénus - terre. L'origine de cette dernière composante peut être expliquée par l'analogie avec une personne qui contourne un globe immobile. Quoique ce dernier ne bouge pas, on a l'impression qu'il tourne dans le sens inverse du mouvement de la personne. Cette composante peut être calculée théoriquement.

La figure 11 représente les variations de la rotation relative de Vénus. Elles ont été calculées pour diverses valeurs de la période *T* dans le cas où l'axe de la planète est perpendiculaire au plan de l'orbite.

Sur le même dessin ont été portés les points expérimentaux d'après les observations faites en U.R.S.S. [13] et aux U.S.A. [15]. Dans ce but, le spectre obtenu expérimentalement à des jours diffé-

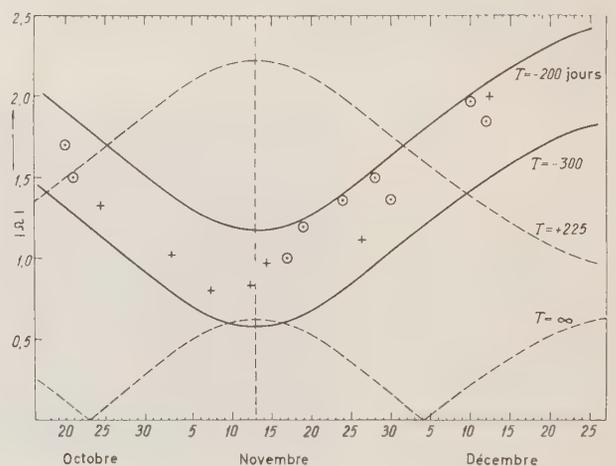


FIG. 11. — Détermination de la période de rotation de Vénus d'après les observations faites en U.R.S.S. (cercles) et aux U.S.A. (croix).

Ω vitesse angulaire en degrés/jour de la rotation de Vénus par rapport à l'émetteur ;

T période de rotation propre de Vénus en jours : $T = \infty$ si la planète ne tourne pas, pour $T = 225$ jours (durée du tour de Vénus autour du Soleil) elle tournerait toujours la même face vers le soleil (comme la lune par rapport à la terre). Les valeurs négatives de *T* indiquent une rotation rétrograde par rapport à sa course autour du soleil.

rents par observation directe, était comparé à celui calculé pour diverses vitesses de rotation d'après les données sur l'énergie réfléchie en fonction de l'angle d'incidence des ondes (fig. 7). On constate sur la figure que les données expérimentales se rapprochent d'une rotation rétrograde avec une période de 200 à 300 jours terrestres. Jusqu'à présent, une rotation rétrograde n'a été observée que sur la planète Uranus. La bonne coïncidence des données expérimentales obtenues indépendamment sur les ondes de 40 et 12,5 cm est une preuve que la réflexion de ces ondes a lieu directement sur la surface même de Vénus et non sur des couches ionisées éventuelles qui l'entourent.

On suppose que l'existence d'un champ magnétique sur une planète serait un effet de sa rotation. Cette correspondance peut être vérifiée pour les corps célestes pour lesquels on connaît la période de rotation et la valeur du champ magnétique. Ainsi, la terre et Jupiter (l'existence d'un champ magnétique intense sur ce dernier est confirmé par les observations radio-astronomiques) peuvent servir d'exemples de planètes à rotation rapide et à champ magnétique intense. Par contre, pour la lune, qui accomplit un tour en 27 jours, l'absence d'un champ magnétique appréciable a été confirmée par mesure directe à bord des fusées soviétiques en 1959. Aussi, il semblerait que la lente rotation de Vénus serait un témoignage indirect de l'absence de champ magnétique intense sur cette planète. Du reste, quand la fusée cosmique américaine « Mariner 2 » est passée au voisinage de Vénus en décembre 1962, on n'a pas observé de champ magnétique sur cette planète.

Pour Mars, dont la période de rotation, contrairement à celle de Vénus, est connue (24 h 37 mn), on a réussi à obtenir quelques indications sur la structure de la surface d'après les caractéristiques des spectres des signaux réfléchis. Le spectre des signaux que nous avons reçus fut analysé à l'aide de filtres à bandes passantes de 4 Hz. Il est représenté sur la figure 12. Suivant l'axe des abscisses, sont portées la différence entre les fréquences d'accord des filtres et la fréquence centrale (Δf) ; en ordonnées, le

rapport de l'énergie des signaux reçus dans la bande de chaque filtre $|p|$ et de la moyenne quadratique de l'erreur de mesure, provoquée par le bruit de l'équipement $|\sigma|$. Le filtre central devait recueillir les signaux réfléchis se rapportant à la bande centrale de la figure 9.

On peut calculer que sur l'onde d'environ 40 cm, la bande totale de la largeur du spectre des signaux réfléchis par Mars dépasse 2 000 Hz. Cependant, en pratique, le spectre des signaux reçus fut très étroit (fig. 12). Etant donné la rotation rapide de la planète, l'étroitesse du spectre indiquerait que la surface de Mars comporterait des suites d'espaces horizontaux unis.

7. Conclusion

Des études ultérieures au radar pour d'autres positions de Vénus sur son orbite et analysées conjointement avec les renseignements que l'on possède déjà, permettront de préciser, en plus des paramètres de l'orbite et des dimensions de la planète, les paramètres de l'orbite propre de la terre ainsi que la masse de la lune.

Le problème à l'ordre du jour pour les études des planètes au radar est l'exploration de la structure de leur surface. L'antenne d'un émetteur radar ne possède pas le haut pouvoir séparateur angulaire d'un télescope optique. Mais la séparation des signaux dans le temps et d'après la fréquence permet, comme nous l'avons vu ci-dessus, de distinguer des réflexions renvoyées par des éléments différents de la surface de la planète.

Moyennant un équipement suffisamment sensible, ces données permettent de dresser une carte d'après les réflexions radar. L'érection de nouvelles grandes antennes, équipées d'émetteurs puissants rend ce problème parfaitement soluble.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] WITT J.H. de, STODOLA E.K. — Detection of Radio Signals Reflected from the Moon, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **37**, 229, 1949.
- [2] BAY Z. — Reflection of Microwaves from the Moon, *Hungarica Acta Physica*, **1**, 1, 1946.
- [3] EVANS J.V. and PETTENGILL G.H. — The Scattering Behavior of the Moon at Wavelengths of 3,6, 68, and 784 Centimeters, *J. Geophys. Res.*, **68**, 423, 1963. Mêmes auteurs : The Radar Cross Section of the Moon, *J. Geophys. Res.*, **68**, 5098, 1963.
- [4] YAPLEE B.S., BRUTON R.H., GRAIG R.J., ROMAN N.G. — Radar Echoes from the Moon at a Wavelength of 10 cm, *Proc. IRE*, **46**, 293, 1958.
- [5] GREEN P.E. and PETTENGILL G.H. — Exploring the Solar System by Radar, *Sky and Telescop*, **20**, Nos 2,3, 1960.
- [6] PRICE R., GREEN P.E., GOBLICK T.J., KINGSTON R.H., KRAFT L.G., PETTENGILL G.H., SILVER R., SMITH W.B. - Radar Echoes from Venus, *Science*, **129**, 751, 1959.
- [7] EVANS I.V., TAYLOR G.N. — Radio Echo Observations of Venus, *Nature*, **184**, 1358, 1959.
- [8] PETTENGILL G.H., BRISCOE H.W., EVANS J.V., GEHRELS E., HYDE G.M., KRAFT L.G., PRICE R. and SMITH W.B. - A Radar Investigation of Venus, *Astron. J.*, **67**, 181, 1962.

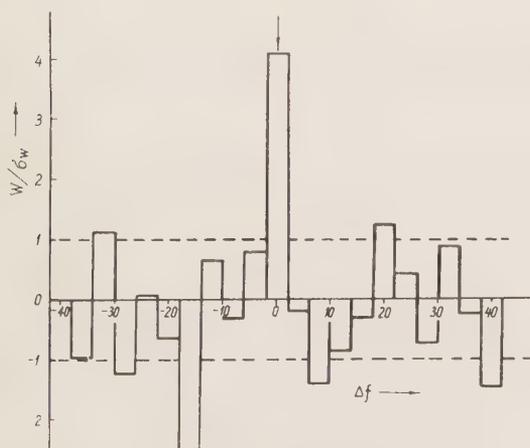


FIG. 12. — Spectre des signaux réfléchis sur Mars dans le cas d'une irradiation monochromatique sur onde d'environ 40 cm.

- [9] VICTOR W.K. and STEVENS R. — The 1961 JPL Venus Radar Experiment, *IRE Trans. PGSET* 8, 2, 84, 1962.
- [10] MARON I., LUCHAK G. and BLITZSTEIN W. — Radar Observation of Venus, *Science*, 134, 1419, 1961.
- [11] THOMSON J.H., TAYLOR G.H., PONSONBY J.E., ROGER R.S. — A New Determination of the Solar Parallax by Means of Radar Echoes from Venus, *Nature*, 190, 519, 1961.
- [12] KOTELNIKOV V. et autres. — Résultats obtenus à l'étude de Vénus au radar en 1961. *Radiotechnique et Electronique*, 7, 1860, 1962.
- [13] KOTELNIKOV V. et autres. — Les observations au radar de Vénus en U.R.S.S. en 1962. *Ctes rendus Ac. Sc. de l'U.R.S.S.*, 151, 532, 1963.
- [14] THOMSON J.H. — Planetary Radar, *Quart. J. Roy. Astron. Soc.*, 4, 347, 1963.
- [15] GOLDSTEIN R.M., CARPENTER R.L. — Rotation of Venus : Period Estimated from Radar Measurements, *Science*, 139, 910, 1963.
- [16] KLEMPERER W.K., OCHS G.R. and BOWLES K.L. — Radar Echoes from Venus at 50 Mc/sec, *Astron. J.*, 69, 22, 1964.
- [17] JAMES J.C. and INGALLS R.P. — Radar Observations of Venus at 38 Mc/sec, *Astron. J.*, 69, 19, 1964.
- [18] KOTELNIKOV V. et autres. — Localisation au radar de la planète Mercure. *Ctes Rendus Ac. Sc. de l'U.R.S.S.*, 147, 1320, 1962.
- [19] CARPENTER R.L., GOLDSTEIN R.M. — Radar Observation of Mercury, *Science*, 142, 381, 1963.
- [20] KOTELNIKOV et autres. — La localisation au radar de la planète Mars en U.R.S.S. *Ctes Rendus Ac. Sc. de l'U.R.S.S.*, 151, 811, 1963.
- [21] GOLDSTEIN R.M., GILLMORE W.F. — Radar Observations of Mars, *Science*, 141, 1171, 1963.
- [22] KOTELNIKOV et autres. — Localisation au radar de la planète Jupiter. *Ctes Rendus Ac. Sc. de l'U.R.S.S.*, 155, 1037, 1964.
- [23] GOLDSTEIN R.M. — Radar Observations of Jupiter, *Science*, 144, 842, 1964.
- [24] SHAPIRO I.I. — Radar Determination of the Astronomical Unit, Paper presented to IAU Symposium, N° 21, Paris, 1963.
- [25] MUHLEMAN D.O. — Relationship between the System of Astronomical Constants and the Radar Determinations of the Astronomical Unit, *Tech. Rept.*, N° 32-477 JPL, 1964.
- [26] RABE E. — Derivation of Fundamental Astronomical Constants from the Observations of Eros during 1926-1945, *Astron. J.*, 55, 112, 1950.
- [27] MARTYNOV D. — Le rayon de Vénus. *Revue Astronomique soviétique*, 37, 848, 1960.
- [28] MOORE P. — The Planet Venus, The Macmillan Company, New York, 1959.
- [29] KOTELNIKOV V. et autres. — Les progrès de la localisation au radar des planètes. *La Nature* (revue soviétique), N° 9, 1964.

RECHERCHE DES SIGNAUX POUR RADAR A CORRÉLATION

PAR

M. NICOLAS et R. POGGI

*Ingénieurs à ELECMA
Division électronique de la SNECMA*

NOTATIONS

$s_e(t)$: signal complexe émis par le radar.
$s'(t)$: signal complexe réfléchi par la cible.
$s_r(t)$: signal à l'entrée du récepteur.
$n(t)$: bruit à l'entrée du récepteur.
τ	: retard.
ν	: décalage Doppler.
$A(\tau, \nu)$: fonction d'ambiguïté.
$\psi(\tau, \nu)$	$= A(\tau, \nu) ^2$.
$h(t)$: réponse impulsionnelle d'un filtre.
$H(f)$	$= \mathcal{F}[h(t)]$: fonction de transfert du filtre.
$\mathcal{F}[\]$: transformée de Fourier.
$\mathcal{F}^{-1}[\]$: transformée de Fourier inverse.
$s^*(t)$: complexe conjugué de $s(t)$.
$x(t) * y(t)$: produit de convolution de $x(t)$ et $y(t)$.
$R_s(\tau)$: fonction d'autocorrélation de $s(t)$.
$R_{sn}(\tau)$: fonction d'intercorrélacion de $s(t)$ et $n(t)$.
F.d.A	: fonction d'ambiguïté.

1. Introduction

Le problème de la détection d'un objet par un système Radar est avant tout un problème d'identification.

A l'origine, il s'agissait simplement de détecter la présence ou l'absence d'un objet dans l'espace, appelé cible, à l'aide d'un signal électromagnétique réfléchi par cet objet. Puis cette notion d'existence ne permettant pas de distinguer le nombre exact d'objets présents, on a cherché à obtenir les coordonnées de la cible par rapport à un système d'axes liés au radar, par une mesure de site, azimut, distance, c'est-à-dire que l'on a caractérisé la cible par un ensemble de trois paramètres. Cependant la présence de bruit thermique, ou plus généralement l'existence d'interférences (autres cibles, brouillage actif ou passif), les erreurs de mesures, font que la cellule de discrimination devient trop large et que l'on peut

trouver deux cibles dans une même cellule. On a donc été conduit à introduire d'autres paramètres, comme la vitesse radiale, pour caractériser une cible.

On peut ainsi généraliser le problème de l'identification de la façon suivante : une cible est caractérisée par un ensemble de valeurs d'un certain nombre de paramètres. Identifier cette cible consiste à extraire du signal reçu toute l'information relative à ces paramètres.

On peut rapprocher ce problème d'un problème de transmission d'information schématisé comme indiqué par la figure 1.

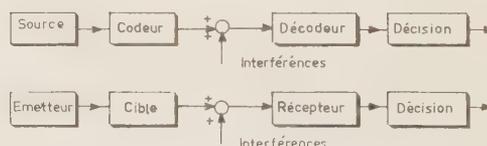


FIG. 1.

Deux méthodes sont disponibles pour assurer la détection :

— la première consiste à mesurer chacun des paramètres séparément,

— la seconde, à comparer directement le signal reçu avec tous les signaux possibles correspondant aux diverses valeurs des paramètres.

La première méthode est celle qui a été utilisée depuis les débuts du radar, où l'on ne s'intéressait généralement qu'à trois paramètres : site, azimut, distance. Les deux angles étaient et sont toujours donnés par la position dans l'espace du pinceau fin d'une antenne, et la distance déterminée par l'instant où l'énergie reçue est supérieure à l'énergie moyenne reçue en l'absence de cible. On a donc été conduit à trouver un récepteur améliorant le « contraste »

existant entre les deux cas, en d'autres termes, améliorant le rapport signal/bruit S/N . Un tel récepteur est dit « adapté » (Matched filter) et son bloc diagramme est donné par la figure 2. On dira qu'il y a cible lorsque l'indicateur présente un maximum.

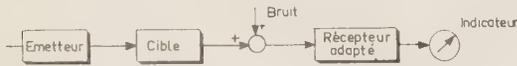


FIG. 2.

La seconde méthode consiste à mesurer la ressemblance entre le signal reçu et le signal émis, modifié de façon à imiter le signal que l'on aurait reçu s'il y avait eu une cible. Le schéma d'un tel récepteur serait donné par la figure 3. On dira qu'il y a cible lorsque l'indicateur présente un maximum.

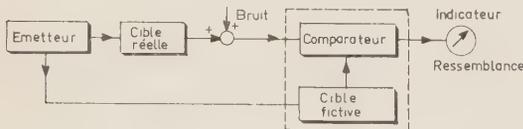


FIG. 3.

Le fait remarquable est que ces deux modes de réception ont conduit au même récepteur, c'est-à-dire le filtre adapté.

En effet si l'on mesure la ressemblance entre les deux signaux par la valeur de leur fonction d'inter-corrélation, on remarque que la sortie du filtre optimisant le rapport S/N représente, dans le temps, cette fonction. En d'autres termes, cela revient à remplacer la partie encadrée de pointillés (fig. 3) par un filtre adapté. La décision de présence d'une cible sera prise en fonction de l'existence d'un maximum à la sortie du récepteur. Cette réception est dite *réception à corrélation*.

Dans cette note, après avoir précisé la forme mathématique du filtre adapté et après avoir indiqué les diverses méthodes de réalisation pratique, on introduit la notion importante de *fonction d'ambiguïté*.

On montre ensuite comment on peut caractériser les performances d'un radar à corrélation en termes de fonctions d'ambiguïté, ce qui amène à poser le problème de la synthèse de ces fonctions. On recherche une méthode permettant de trouver des signaux ayant une F.d.A donnée, et la conclusion montre dans quelles voies les recherches doivent être faites pour résoudre un tel problème.

2. Réception adaptée d'un signal noyé dans du bruit

2.1. RÉCEPTION PAR CORRÉLATION

Soit $s_e(t)$ le signal complexe (*) émis par le radar :

$$s_e(t) = a(t)e^{2\pi j[f_0 t + \varphi(t)]} = u(t)e^{2\pi j f_0 t}$$

(*) Pour la commodité des calculs, la forme complexe a été utilisée. Les parties réelles et imaginaires de $s_e(t)$ sont reliées par la transformation de HILBERT.

où $u(t) = a(t)e^{2\pi j\varphi(t)}$ est l'enveloppe complexe du signal,

$\varphi(t)$ = loi de modulation de phase,

f_0 = fréquence porteuse.

On suppose que le signal est normalisé, c'est-à-dire que son énergie est prise égale à l'unité :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |s_e(t)|^2 dt = 1$$

Le signal réel émis correspondant est :

$$x(t) = \text{Re} \{s_e(t)\},$$

où $\text{Re} \{s_e(t)\}$ désigne la partie réelle de $s_e(t)$.

Son enveloppe est :

$$|x(t)| = |s_e(t)| = |u(t)|.$$

En assimilant l'effet Doppler à un décalage du spectre du signal d'une fréquence ν , appelée fréquence Doppler, le signal réfléchi par la cible s'écrit :

$$s'(t) = K u(t - \tau) e^{2\pi j(f_0 - \nu)(t - \tau)} = K s_e(t - \tau) e^{-2\pi j\nu(t - \tau)}$$

τ représente le retard dû au temps mis par l'onde électromagnétique pour effectuer le trajet aller et retour entre la cible et le radar,

K est un coefficient d'affaiblissement dépendant de la surface équivalente de la cible, de sa distance D au radar, etc.

Le signal présent à l'entrée du récepteur, $s_r(t)$ est composé du signal réfléchi $s'(t)$ et d'interférences $n(t)$ provenant du bruit atmosphérique, d'échos parasites, bruit thermique etc. En supposant que les interférences sont additives, on peut écrire :

$$s_r(t) = s'(t) + n(t),$$

et le système de réception se réduit au schéma de la figure 4.

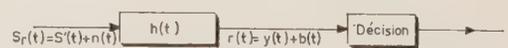


FIG. 4.

On dira qu'une cible est présente, lorsque le signal de sortie du récepteur $r(t)$ présentera un maximum, ou plus souvent, à cause du bruit de sortie $b(t)$, lorsque $r(t)$ dépassera un certain seuil. Avec ce critère de décision, on a donc intérêt à améliorer le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur. On peut démontrer [1] [2] que lorsque le bruit $n(t)$ est blanc gaussien, le filtre optimal, quant à l'amélioration du rapport S/N , est le filtre dit adapté au signal réfléchi, c'est-à-dire un filtre dont la réponse impulsionnelle est :

$$h(t) = s'^*(-t)$$

où l'astérisque désigne le complexe conjugué.

La fonction de transfert d'un tel filtre est :

$$H(f) = s'^*(f),$$

où $s'(f)$ est le spectre du signal $s'(t)$.

La sortie $r(t)$ du filtre est donnée par le produit de convolution de $s_r(t)$ et de $h(t)$, soit :

$$r(t) = s_r(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(\lambda) s'^*(\lambda - t) d\lambda$$

On reconnaît en $r(t)$ la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu $s_r(t)$ et le signal émis retardé et décalé en fréquence. Cette réception « adaptée » est dite *réception à corrélation*. On voit donc comment la notion intuitive de corrélation introduite dans le premier paragraphe a été précisée. Dans tout ce qui suit nous supposons que l'on s'intéresse principalement à l'optimisation du rapport S/N , c'est-à-dire qu'une fois adopté ce mode de réception, le seul degré de liberté dont nous disposons est le choix du signal à émettre. Il reste cependant entendu que dans les cas où l'amélioration du rapport S/N n'est pas essentielle, on pourra choisir un autre filtre pour répondre à d'autres spécifications. C'est le cas notamment des radars dont la puissance disponible à l'émetteur n'est pratiquement pas limitée, ou bien celui où l'on ne cherche à détecter que des cibles de surface équivalente élevée, situées à de faibles distances (radars d'aéroports, etc.).

2.2. RÉCEPTION PAR FILTRE ADAPTÉ : (MATCHED FILTER)

En fait, puisque les quantités τ et ν ne sont pas connues (c'est là que réside le problème), on ne peut réaliser ce filtre adapté. Cependant si l'on remarque que la réponse d'un filtre ayant pour caractéristique :

$$h_n(t) = s^*(-t) e^{-2\pi j \nu_n t}$$

à un signal reçu caractérisé par (τ, ν_n) , présente un maximum à l'instant $t = \tau$, on peut réaliser le système représenté en figure 5 ; on dira qu'il y a cible en (τ, ν_i) , si la sortie du filtre $h_i(t)$ présente un maximum à l'instant $t = \tau$.

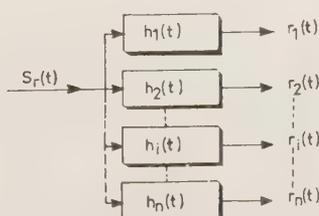


FIG. 5.

2.3. RÉCEPTION PAR CORRÉLATEURS

Il est souvent impossible de construire un filtre adapté, pour des raisons technologiques ou autres (cas de signaux aléatoires ou non, mais longs et compliqués). On utilise alors une batterie de corrélateurs. Le schéma d'un corrélateur est donné par la figure 6.

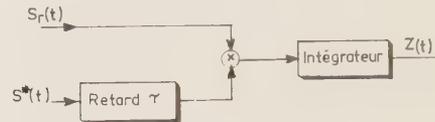


FIG. 6.

La sortie $z(t)$ présentera un maximum si le signal $s_r(t)$ possède un retard τ . Quant à la mesure de la fréquence Doppler, on remarquera que, après multiplication de $s^*(t - \tau)$ et $s_r(t)$, le spectre est le produit de convolution des spectres, il contient donc l'énergie maximale à la fréquence Doppler. Il suffit de placer une quantité suffisante d'intégrateurs qui constituent autant de filtres passe-bande pour déterminer quelle est cette fréquence Doppler. Le schéma du récepteur sera donc celui de la figure 7.

On dira qu'il y a cible en (τ_i, ν_j) si, à un instant donné, la sortie z_{ij} est maximale parmi toutes les sorties z_{kl} .

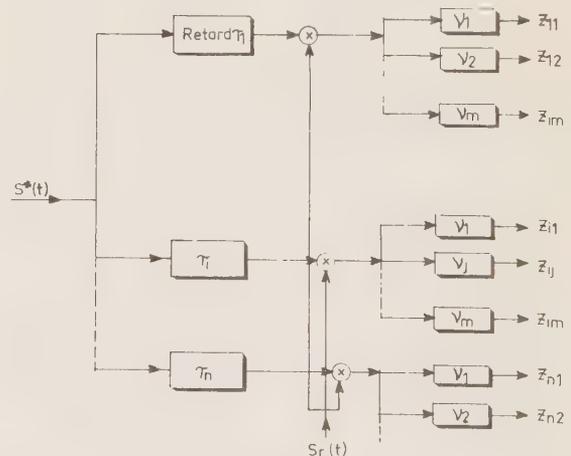


FIG. 7.

3. Fonction d'ambiguïté

3.1. PREMIÈRE DÉFINITION

On a déjà dit que la décision relative à la présence ou à l'absence de cible était prise en fonction de la présence d'un maximum. Cependant le maximum étant souvent dégradé par la présence du bruit, on est conduit à prendre la décision en fonction d'un seuil. On conçoit dès lors aisément que la valeur de seuil puisse être atteinte pour plusieurs valeurs du couple de paramètres (τ, ν) et on ne saura préciser

quels sont les paramètres de la cible : on dira qu'il y a ambiguïté dans la détermination de τ et ν .

On est donc amené à mesurer la « désadaptation » du filtre adapté à un signal (par exemple $\tau = \nu = 0$) lorsque l'entrée est un signal caractérisé par τ et ν .

Considérons le filtre $h(t) = s^*(-t)$.

Si l'entrée est

$$s'(t) = Ks(t-\tau)e^{-2\pi j\nu(t-\tau)},$$

la sortie sera

$$y(t) = K \int_{-\infty}^{+\infty} s(\lambda-\tau)s^*(\lambda-t)e^{-2\pi j\nu(\lambda-\tau)}d\lambda,$$

soit, en posant $u = \lambda - \tau$:

$$y(t) = K \int_{-\infty}^{+\infty} s(u)s^*[u-(t-\tau)]e^{-2\pi j\nu u}du.$$

Si $\tau = \nu = 0$, la sortie $y(t)$ présentera un maximum à l'instant $t = 0$. On mesurera donc la « désadaptation » du filtre par la valeur de $y(0)$ lorsque τ et ν varient :

$$\begin{aligned} y(0) &= K \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu\tau} dt \\ &= Ke^{2\pi jf_0\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t} dt. \end{aligned}$$

En fait, on voit que $y(0)$ possède un terme oscillatoire à fréquence élevée f_0 . On ne s'intéressera qu'à l'enveloppe de $y(0)$, c'est-à-dire à la quantité :

$$\psi(\tau, \nu) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t} dt \right|^2 = |A(\tau, \nu)|^2.$$

Cette fonction $\psi(\tau, \nu)$ est appelée *fonction d'ambiguïté du signal*. Une autre expression de cette fonction est obtenue en prenant la transformée de Fourier $v(f)$ de la fonction $u(t)$.

$$\psi(\tau, \nu) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} v^*(f)v(f-\nu)e^{-2\pi jf\tau}df \right|^2 = |A(\tau, \nu)|^2.$$

3.2. AUTRE DÉFINITION

On peut introduire la fonction d'ambiguïté d'une autre façon, sans tenir compte de la manière dont est effectuée la réception, c'est d'ailleurs ce qui en fait son intérêt : la fonction d'ambiguïté ne dépend que du signal. Par exemple [3], si l'on cherche à caractériser la manière dont diffèrent deux signaux réfléchis par deux cibles différentes, on peut s'intéresser

à l'erreur quadratique moyenne c'est-à-dire à la quantité :

$$\varepsilon^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |s_1(t) - s_2(t)|^2 dt.$$

$$\text{Si } s_1(t) = s(t) \quad \text{et} \quad s_2(t) = s(t-\tau)e^{-2\pi j\nu(t-\tau)}$$

On obtient :

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 &= 2 \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt \\ &\quad - 2 \operatorname{Re} \left\{ e^{2\pi j\nu\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t} dt \right\}. \end{aligned}$$

Puisque le premier terme ne dépend que de l'énergie du signal, on voit comment sa forme peut être choisie de façon à minimiser le second terme dans lequel on reconnaît la *fonction d'ambiguïté*. Cette manière de l'introduire montre combien l'étude de cette fonction est importante quand on s'intéresse à la distinction entre deux ou plusieurs cibles (*). Ce point sera développé aux paragraphes 4.3 et 4.4.

3.3. REPRÉSENTATION GÉOMÉTRIQUE : SURFACE D'AMBIGUÏTÉ

On peut représenter la fonction $\psi(\tau, \nu)$ par une surface dans l'espace ψ, τ, ν dite *surface d'ambiguïté* (fig. 8).

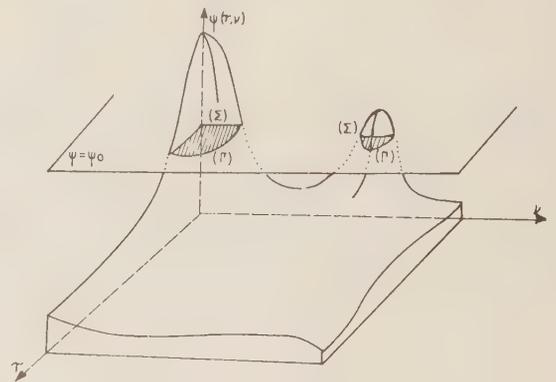


FIG. 8.

Cette surface, de par sa signification physique, présente un pic à l'origine. Le terme d'ambiguïté s'explique assez bien par le fait que s'il nous est donné

(*) Remarque :

La seconde façon d'introduire la fonction d'ambiguïté permet de faire une analogie avec un problème d'antenne. Deux signaux réfléchis par deux cibles différentes seront facilement distingués si le pic de la fonction d'ambiguïté est fin et si les niveaux autour de ce pic sont faibles, de la même manière que le pouvoir discriminatoire d'une antenne se mesure en largeur de pinceau et en niveau de lobes secondaires. Cette analogie pourrait s'avérer fructueuse par la suite en permettant, dans une certaine mesure, d'étendre aux fonctions d'ambiguïté les méthodes de calcul des antennes, et réciproquement.

d'observer la valeur ψ_0 de la sortie du filtre, toutes les valeurs de τ et ν , correspondant à des points situés sur la courbe (Γ), répondent à la question. Si l'on sait seulement que la valeur de la sortie du filtre est supérieure à ψ_0 , les points correspondants appartiennent à la surface (Σ).

4. Fonction d'ambiguïté et performances des radars

4.1. DOMAINE D'UTILISATION DU RADAR

Si la fonction d'ambiguïté comporte un pic à l'origine, elle peut cependant en comporter d'autres dans le plan (τ, ν) (fig. 9). On a donc intérêt à définir un domaine d'utilisation du radar et à repousser en dehors de ce domaine les ambiguïtés indésirables.

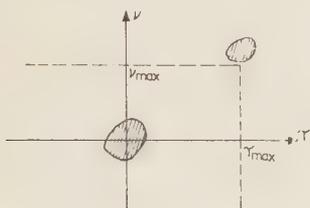


FIG. 9.

Pour diminuer l'ambiguïté résiduelle inévitable dans ce domaine à cause de la présence d'un pic à l'origine, de largeur non nulle, on a intérêt à rendre les flancs du pic très raides.

Il est intéressant de noter que cette condition n'est pas nécessairement satisfaite lorsqu'il existe des conditions semblables dans les plans $\tau = 0$ et $\nu = 0$. Un bon exemple est celui de la fonction d'ambiguïté d'un signal modulé linéairement en fréquence (chirp signal) représenté en figure 10.

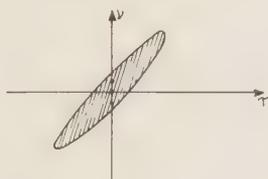


FIG. 10.

Pour ce signal, les sections suivant les plans $\tau = 0$ et $\nu = 0$ sont convenablement « pointues », mais il n'en est pas de même pour la section par un plan $a\tau + b\nu = 0$.

4.2. INFLUENCE DU BRUIT THERMIQUE

Dans tout ce qui précède, on n'a pas tenu compte du bruit thermique. Ce bruit introduit sur la mesure de τ et de ν une erreur dont la valeur quadratique moyenne est donnée par les formules connues [4] [5] :

$$\epsilon_\tau = \frac{1}{2\pi B_f \sqrt{R}} \quad \epsilon_\nu = \frac{1}{2\pi T_f \sqrt{R}}$$

où B_f et T_f , moments du second ordre, ont pour valeurs :

$$B_f = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |s(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^2 df} \quad T_f = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |s(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt}$$

et où R est le rapport S/N .

Il est intéressant de noter que la forme du signal n'intervient dans ces formules que par les termes B_f et T_f et que, par contre, le terme \sqrt{R} ne dépend que de l'énergie.

En termes de fonction d'ambiguïté, cela revient à dire que pour que ϵ_τ et ϵ_ν soient faibles, il faut B_f et T_f grands c'est-à-dire un pic « pointu » à l'origine, car ces formules sont établies en faisant intervenir les rayons de courbures à l'origine des sections par les plans $\tau = 0, \nu = 0$.

4.3. DISCRIMINATION ENTRE DEUX CIBLES PONCTUELLES

Dans le cas de plusieurs cibles ponctuelles, la sortie du filtre sera la somme quadratique (non-cohérence) des sorties pour chacune des cibles affectées d'un certain poids dépendant de la surface équivalente, etc.

Pour chiffrer la capacité de discrimination entre deux cibles, on remplace la surface d'ambiguïté par un cylindre de hauteur $\psi(0, 0)$ et contenant le même volume que la fonction d'ambiguïté. On peut donc définir deux sortes de discrimination.

4.3.1. Discrimination en distance

Deux cibles de même vitesse radiale seront dites confondues si la distance qui les sépare est inférieure à

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, 0) d\tau}{\psi(0, 0)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^4 df}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^2 df \right]^2} = \frac{1}{B_e}$$

où B_e est la largeur de bande efficace du signal.

4.3.2. Discrimination en vitesse

On peut, de même, définir un écart minimal de vitesse $\Delta\nu$ en dessous duquel on ne peut plus séparer deux cibles situées à la même distance :

$$\Delta\nu = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(0, \nu) d\nu}{\psi(0, 0)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^4 dt}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt \right]^2} = \frac{1}{T_e}$$

où T_e est la durée efficace du signal.

On voit donc que les quantités B_e et T_e caractérisent, en quelque sorte, la finesse du pic central de la fonction d'ambiguïté suivant les deux axes τ et ν .

4.4. DISCRIMINATION ENTRE UNE CIBLE PONCTUELLE ET PLUSIEURS AUTRES CIBLES

Si l'on se trouve en présence de n cibles réparties dans la région (τ, ν) du plan, on peut montrer [6] que la valeur moyenne quadratique de la sortie en un point (τ_0, ν_0) du plan est donnée par :

$$\langle |y_{\nu_0}(\tau_0)|^2 \rangle = n\bar{b} \iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau_0 - \tau, \nu_0 - \nu) P(\tau, \nu) d\tau d\nu,$$

où $P(\tau, \nu) d\tau d\nu$ est la probabilité de trouver un objet de surface équivalente moyenne \bar{b} dans l'élément de surface $d\tau d\nu$ du plan (τ, ν) .

On peut donc ainsi définir un rapport minimal signal/interférence, S/I , au dessous duquel la cible intéressante est confondue avec les autres cibles.

$$\frac{S}{I} = \frac{b}{n\bar{b} \iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau_0 - \tau, \nu_0 - \nu) P(\tau, \nu) d\tau d\nu}.$$

Dans le cas où le nombre de cibles parasites tend vers l'infini, alors que la quantité $n\bar{b}$ reste finie, nous avons affaire à du « bourrage » (clutter) et nous pouvons définir un « contraste » comme étant la valeur minimale de la surface b de l'écho utile permettant d'atteindre le rapport $(S/I)_{\min}$ nécessaire pour détecter la cible. Cette valeur b_{\min} est d'autant plus faible que la fonction d'ambiguïté diffère au point (τ, ν) de sa valeur au point (τ_0, ν_0) . En d'autres termes, il faut que le pic à l'origine soit pointu.

5. Problèmes posés par la synthèse des fonctions d'ambiguïté

5.1. INTRODUCTION

Toutes les considérations précédentes ont montré comment la plupart des performances demandées à un radar influençaient qualitativement la forme de la surface d'ambiguïté. En fait, la définition quantitative de la F.d.A dépend du problème particulier à résoudre.

La F.d.A ne sera pas définie en tous ses points, mais on aura obtenu une sorte de « gabarit ». Puisque la F.d.A ne dépend que du signal émis, le problème de la synthèse sera de trouver un signal dont la F.d.A est contenue dans ce gabarit.

Face à un tel problème, deux attitudes peuvent être prises : la première correspond à une approche théorique et la seconde à une approche expérimentale.

5.2. MÉTHODE THÉORIQUE

Cette méthode s'apparenterait à celle utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des filtres passifs. Les principales étapes du raisonnement sont les suivantes :

Etape 1 : Cataloguer les propriétés des fonctions d'ambiguïté

Etape 2 : Parmi ces propriétés, trouver celles qui sont caractéristiques.

Etape 3 : Pour un problème donné, trouver la forme mathématique de la fonction répondant aux spécifications et satisfaisant aux conditions nécessaires et suffisantes de l'étape 2.

Etape 4 : Trouver le (ou un) signal ayant cette fonction pour fonction d'ambiguïté.

Dans le cas des filtres, le problème a été en général résolu, en ce sens que l'on sait reconnaître si une fonction de la variable complexe p est une impédance, et que, s'il en est ainsi, on sait trouver les éléments de ce filtre.

Le cas de la synthèse des fonctions d'ambiguïté est plus complexe du fait qu'il s'agit d'un problème bi-dimensionnel.

La littérature fait état de recherches effectuées dans cette voie :

Etape 1. On a commencé à dresser un catalogue des propriétés des fonctions d'ambiguïté [7] :

a) $\psi(\tau, \nu) \leq \psi(0, 0) = E^2$ où E est l'énergie du signal. Ce qui montre que $\psi(\tau, \nu)$ présente un pic à l'origine.

b) Le volume limité par la surface $\psi(\tau, \nu)$ est constant :

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, \nu) d\tau d\nu = \psi(0, 0) = E^2.$$

Ce qui montre que si l'on désire réduire l'ambiguïté dans une région, le niveau de la fonction s'élèvera, soit sous forme d'un relèvement général, soit sous forme de pics secondaires.

c) La fonction $\psi(\tau, \nu)$ est réelle positive.

d) La section suivant le plan ψ, τ est donnée par

$$\begin{aligned} \psi(\tau, 0) &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau) dt \right|^2 \\ &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |v(f)|^2 e^{-2\pi j f \tau} df \right|^2, \end{aligned}$$

ce qui montre que :

— $\psi(\tau, 0)$ est le carré du module de la fonction d'autocorrélation du signal et, par suite, doit vérifier un certain nombre de relations :

$$\psi(\tau, 0) = |R_s(\tau)|^2,$$

$$\psi(\tau, 0) \leq \psi(0, 0),$$

$$\psi(-\tau, 0) \equiv \psi(\tau, 0).$$

— La transformée de Fourier de $R_s(\tau)$ doit être définie non négative.

— Si le signal $s(t)$ est périodique, $\psi(\tau, 0)$ est également périodique, de même période, et réciproquement.

— La section $\psi(\tau, 0)$ ne dépend que de l'enveloppe $|v(f)|$ du spectre du signal.

e) La section de la surface par le plan $\tau = 0$ est donnée par :

$$\begin{aligned} \psi(0, \nu) &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} v^*(f)v(f-\nu) df \right|^2 \\ &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 e^{-2\pi j\nu t} dt \right|^2. \end{aligned}$$

Ce qui implique les mêmes conditions que pour la section par le plan $\nu = 0$. En particulier $\psi(0, \nu)$ ne dépend que de l'enveloppe $|u(t)|$ du signal.

f) La fonction $\psi(\tau, \nu)$ est invariante dans une transformée de Fourier bi-dimensionnelle, c'est-à-dire que :

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, \nu) e^{-2\pi j u \tau} e^{+2\pi j p \nu} d\tau d\nu = \psi(u, p)$$

Etape 2. Les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'une fonction des deux variables (τ, ν) soit une fonction d'ambiguïté n'ont pas encore été trouvées.

Etape 3. L'étape 2 n'étant pas encore été franchie, il est difficile de trouver une fonction d'ambiguïté correspondant à un cas précis. Cependant, il reste intéressant d'essayer de trouver une méthode générale permettant au moins de retrouver les résultats connus.

Etape 4. Aucune méthode précise générale n'a été trouvée. Cependant du point de vue des performances classiques du radar, on peut se contenter de « contrôler » la fonction d'ambiguïté sur les axes τ et ν seulement.

Dans ce cas cela revient à se donner $\psi(\tau, 0)$ et $\psi(0, \nu)$, c'est-à-dire les enveloppes $|u(t)|$ et $|v(f)|$ et à chercher la loi modulation $\varphi(t)$.

Cependant [8] les choix de $|u(t)|$ et de $|v(f)|$ ne peuvent être indépendants. Les relations existant entre ces deux quantités ne sont pas explicitées, elles doivent au moins vérifier l'égalité de PARSEVAL :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(f)|^2 df .$$

On a démontré à ce propos quelques résultats intéressants, notamment que si $|u(t)|$ décroît plus vite qu'une courbe gaussienne, $|v(f)|$ décroît moins vite qu'une courbe gaussienne.

Cependant lorsque le produit $B \cdot T$, durée \times largeur de bande est grand, les conditions liant $|u(t)|$ et $|v(f)|$ deviennent moins sévères et il est possible alors de trouver une solution approximative par la méthode dite de la phase stationnaire [8] [9]. On précise ci-dessous dans quels domaines l'approximation reste valable :

$$\left. \begin{array}{l} |u(t)| \text{ varie lentement} \\ |v(f)| \text{ varie lentement} \end{array} \right\} B \cdot T \leq 10,$$

$$\left. \begin{array}{l} |u(t)| \text{ varie brusquement (rectangle)} \\ |v(f)| \text{ varie lentement} \end{array} \right\} B \cdot T \simeq 10,$$

$$\left. \begin{array}{l} |u(t)| \text{ varie brusquement} \\ |v(f)| \text{ varie brusquement} \end{array} \right\} B \cdot T > 100.$$

Il est important de rappeler que cette méthode ne permet pas le contrôle de la fonction d'ambiguïté dans tout le plan (τ, ν) mais seulement le long des axes τ et ν , et il serait dès lors intéressant de chercher comment la donnée de $|u(t)|$ et de $|v(f)|$ modifie la fonction dans un plan vertical quelconque passant par l'axe des ψ .

5.3. MÉTHODE EXPÉRIMENTALE

Cette seconde méthode présente un aspect plus systématique. C'est celle qu'il faudrait rapprocher de la méthode par approximations successives.

Elle consiste à dresser un catalogue de signaux et de leurs fonctions d'ambiguïté. Puis, muni de ce catalogue et de la fonction à « réaliser », on cherche le signal adéquat. Cependant, il faut adjoindre à ce catalogue une sorte de lexique permettant de savoir de quelle manière varie la fonction d'ambiguïté lorsqu'on modifie le signal d'une façon connue; un échantillon de ce lexique serait le suivant :

Si $s(t)$ a pour fonction d'ambiguïté $\psi(\tau, \nu)$:

- a) $s(at)$ a pour F.d.A $\frac{1}{a^2} \psi\left(a\tau, \frac{\nu}{a}\right)$,
- b) $e^{jkt^2} s(t)$ a pour F.d.A $\psi(\tau, \nu + 2k\tau)$,
- c) $e^{2\pi j a f^2} s(f)$ a pour F.d.A $\psi(\tau + 2af_0, \nu)$,
- d) $s_1(t) \cdot s_2(t)$ a pour F.d.A $\psi_1(\tau, \nu) \underset{(\nu)}{\ast} \psi_2(\tau, \nu)$,
- e) $s_1(t) \underset{(\tau)}{\ast} s_2(t)$ a pour F.d.A $\psi_1(\tau, \nu) \underset{(\tau)}{\ast} \psi_2(\tau, \nu)$.

6. Conclusion

Cette note a montré comment s'introduisait la notion de fonction d'ambiguïté et quelle était son importance.

La comparaison des deux approches du problème de la réalisation des fonctions d'ambiguïté montre que :

1° La méthode théorique, pour être la plus satisfaisante à l'esprit, est néanmoins compliquée et demande un travail théorique de base important et de longue haleine. Cependant ce travail peut être justifié en soi par l'analogie entre ce problème et celui de la synthèse des diagrammes de rayonnement des antennes, citée en remarque du paragraphe 3.2.

2° La deuxième méthode paraît plus sûre, en ce sens que les fonctions d'ambiguïté figurant dans le catalogue peuvent être tracées expérimentalement à l'aide d'une machine de fabrication relativement peu

coûteuse. La confection du lexique permettrait, d'autre part, de préciser comment varient les performances d'un radar lorsque l'on modifie le signal.

3° Enfin, la deuxième manière d'introduire la fonction d'ambiguïté souligne l'effort qu'il faudrait accomplir dans le domaine de la réception. Il est possible, si l'on ne s'intéresse pas à l'amélioration du rapport S/N , on si l'on admet une faible perte dans ce domaine, qu'une légère désadaptation du filtre de réception puisse faire gagner sur un autre plan, comme celui de la discrimination.

Les principaux points d'intérêt, sur lesquels des recherches pourraient être effectuées sont les suivants :

a) Poursuivre la recherche des propriétés caractéristiques des fonctions d'ambiguïté,

b) Etudier l'influence d'une transformation du signal sur la fonction d'ambiguïté,

c) Etablir un catalogue de F.d.A à l'aide d'une machine analogique.

Cet article fait le point d'une partie des travaux menés à ELECMA à la date du 1^{er} juin 1964.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] KLAUDER J.R. — The theory and design of chirp radars. *BSTJ*, July 1960.
- [2] TURIN Georges L. — An Introduction to matched filters. *IRE Trans. on IT*, vol. IT6, June 1960.
- [3] MINTZER Alfred I. — Advanced radar signal and data processing, part II. *Space Aeronautics*, January 1963.
- [4] WOODWARD P.M. — Probabilités, analyse fréquentielle, information, théorie du radar. Eyrolles, 1960.
- [5] CARPENTIER M. — Radars, théories modernes. Dunod, 1963.
- [6] FOWLE EN., KELLY EJ., SHEEHAM JA. — Radar system performance in a dense target environment. *IRE*, International Convention Record part IV, 1961.
- [7] SIEBERT W.M. — Studies of Woodward's uncertainty function. *MIT*, Quartely Progress Report, April 1958.
- [8] FOWLE Evert N. — The independant specification of the modulus of a function and the modulus of its Fourier transform. International Symposium on Information Theory, 1962.
- [9] HARGER R.O. — A note on the realisation of ambiguity functions. *IEEE Transaction on SET*, vol. SET 9, December 1963.

LA MODULATION D'AMPLITUDE A PORTEUSE SUPPRIMÉE DANS LES LIAISONS HERTZIENNES A GRANDE DISTANCE*

PAR

C. DUCOT J. CAYZAC R. ASTOR
Directeur Ingénieur Ingénieur
technique adjoint

*aux Laboratoires d'Electronique
et de Physique appliquée (L.E.P.)*

I. POSSIBILITÉS DU SYSTÈME

1. Introduction

C'est vers la fin de 1955 que les transmissions par faisceaux hertziens utilisant la propagation au-delà de l'horizon, dite par diffusion troposphérique, acquirent droit de cité dans la technique et la littérature.

Le 18 novembre 1958, une équipe de techniciens appartenant aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée et aux Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques réalisait, pour la première fois entre Paris et Caen, une liaison multiplex à 30 voies téléphoniques sur faisceau hertzien 900 MHz à modulation de fréquence utilisant la propagation troposphérique. La puissance rayonnée à l'émission était de 1,5 kW.

Les résultats des essais effectués alors confirmèrent le fait que l'accent devait être mis, dans ce type de liaison, sur les conditions liées au seuil de réception, qui intervenaient de façon particulièrement décisive dans le bilan des performances et dans la détermination de la puissance nécessaire à l'émission, du fait des importantes fluctuations d'affaiblissement.

D'autre part, en modulation d'amplitude classique, une part très importante de la puissance fournie par l'émetteur est rayonnée à la fréquence porteuse sans transmettre d'autre information que les caractéristiques, en principe constantes, de l'onde porteuse elle-même. Il était donc tentant d'étudier, en vue de la propagation troposphérique, les systèmes de modulation qui font l'économie de cette puissance.

C'est l'un de ceux-ci — un des plus attrayants, nous a-t-il semblé — qui est étudié dans cet article et comparé aux autres systèmes.

1.1. RAPPEL DES PROPRIÉTÉS DES LIAISONS TROPOSPHÉRIQUES

Du point de vue des exigences à imposer aux équipements, il y a trois différences importantes entre la propagation transhorizon et la propagation en visibilité :

1.1.1. L'affaiblissement est beaucoup plus considérable au-delà de l'horizon. Sans approfondir les théories et les résultats concernant la diffraction, la diffusion ou la réflexion des ondes, indiquons par exemple la valeur approximative du supplément d'atténuation pour un trajet de 400 km et une fréquence de l'ordre de 2 500 MHz : il est voisin de 80 dB, l'atténuation étant de 152 dB en espace libre et de 232 dB en valeur médiane au-delà de l'horizon. L'atténuation supplémentaire ne varie d'ailleurs que de moins de 10 dB entre 1 000 et 4 000 MHz.

1.1.2. Les fluctuations de l'affaiblissement sont importantes dans les deux cas, mais plus grandes et plus rapides au-delà de l'horizon qu'en visibilité. Ainsi, pour calculer la performance d'une liaison garantie pendant 99,9 % du temps, il faut prévoir pour un trajet transhorizon, selon M. TELFORD [1], une marge d'atténuation, par rapport à la valeur médiane, de 36 dB, et pour un trajet en vue directe, selon J.J. EGLI [2], une marge de 30 dB. Ces marges peuvent être réduites par la réception en diversité. Mais il reste qu'en propagation transhorizon les fluctuations dues aux interférences entre ondes ayant parcouru des trajets multiples sont de règle, et sont plus rapides qu'en visibilité; d'autre part, il s'y superpose des variations lentes de l'atténuation médiane horaire, qui suivent une distribution log-normale de déviation standard voisine de 8 dB et ne sont pas sensiblement réductibles par la réception en diversité.

1.1.3. La bande de modulation maximale utilisable subit en propagation transhorizon, du fait de la

(*) Conférence faite au cours de la Réunion Générale de la S.F.E.R., le 27 février 1964.

multiplicité et du non-isochronisme des trajets, une réduction assez sévère qui n'existe pratiquement pas en visibilité. Cependant nous n'aurons pas à nous préoccuper de cette différence dans la suite, car elle ne concerne guère le choix du système de modulation, qui seul nous intéresse ici.

Précisément, pour pallier plus facilement les fluctuations rapides du champ reçu, il était normal que le premier procédé choisi pour les liaisons troposphériques fût la modulation de fréquence. Ce choix permettait d'autre part, au moins en principe, d'envisager une plus facile interconnexion avec certains systèmes de faisceaux hertziens en visibilité directe déjà en service.

Cependant, la valeur élevée et les fluctuations de l'affaiblissement de propagation conduisaient à des équipements d'émission à forte puissance, donc à des installations chères. On devait évidemment admettre de réserver les liaisons de ce type aux cas où les faisceaux hertziens en visibilité ne pouvaient être utilisés, par exemple parce que le pays ne se prêtait pas à un rapprochement suffisant entre les stations consécutives. On en venait ainsi, dans les liaisons troposphériques, à augmenter l'importance relative de la fiabilité par rapport à la qualité moyenne de la réception.

Autrement dit, l'exigence principale se trouvait déplacée. En technique des faisceaux hertziens à visibilité directe, elle était formulée comme un rapport signal/bruit par voie, à la vérité excellent, à garantir pendant une fraction du temps très voisine de 100 %. Les conditions, propres à la modulation de fréquence, de seuil en rapport porteur/bruit dans la bande radioélectrique se trouvaient *ipso-facto* respectées avec une très haute fiabilité et n'entraient pas en ligne de compte. On considérait la liaison comme mauvaise, au moins en doctrine, bien avant que l'interruption brutale due au franchissement du seuil dans le mauvais sens risque d'intervenir. En technique troposphérique, au contraire, l'exigence principale se trouvait rejetée sur le pourcentage de temps d'interruption franche à ne pas dépasser, c'est-à-dire précisément sur ces conditions de seuil.

1.2. RAPPORT SIGNAL/BRUIT EN MODULATION DE FRÉQUENCE

Considérons un signal multiplex téléphonique à N voies réparties en fréquence entre 0 et f . Soient Δf la largeur de bande d'une voie, et M le rapport entre la puissance d'un signal sinusoïdal présentant les crêtes d'amplitude que l'on veut pouvoir atteindre, mais non dépasser, et la puissance du signal de référence à 0 dBm₀ (c'est-à-dire à 0 dB par rapport à 1 mW en un point de niveau relatif 0).

Appelons p la puissance radioélectrique reçue, qui est constante en modulation de fréquence; b la densité spectrale de bruit (ou puissance de bruit par hertz de bande) à la réception, tenant compte naturellement des bruits collectés par l'antenne aussi bien que des bruits engendrés en elle et dans le récepteur;

m l'indice de modulation défini comme la déviation de fréquence de crête divisée par f .

Le rapport signal/bruit en puissance pour un signal à 0 dBm₀ dans la voie supérieure après démodulation en fréquence, les conditions de seuil étant supposées satisfaites, est donné, selon la loi connue, par :

$$R_{SB_{FM}} = \frac{pm^2}{2bM\Delta f}.$$

1.3. RAPPORT SIGNAL/BRUIT EN MODULATION D'AMPLITUDE

Envisageons maintenant de transmettre le même signal multiplex par modulation d'amplitude classique, et appelons p_0 la puissance consacrée à l'ensemble des deux composantes latérales représentant un signal sinusoïdal à 0 dBm₀. Remarquons que si l'on veut, aux fins de comparaison, égaliser les puissances de porteuse pure dans les deux procédés de modulation, il faut écrire :

$$p_0 = \frac{p}{2M}.$$

Si on se trouve, ce qu'il est raisonnable de supposer, en présence de la même densité spectrale de puissance de bruit radioélectrique à la réception b , et si l'on n'oublie pas que les composantes latérales de signal se recombinent en phase à la réception, contrairement aux composantes aléatoires, on peut donner le rapport signal/bruit en puissance pour un signal à 0 dBm₀ dans une voie quelconque après démodulation en amplitude :

$$R_{SB_{AM}} = \frac{p}{2bM\Delta f}.$$

1.4. COMPARAISON

A puissance de porteuse pure égale et à densité spectrale de bruit radioélectrique constante, le rapport signal/bruit est m^2 fois plus grand en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Les techniques de préaccentuation permettent d'améliorer quelque peu ce rapport, sans qu'il puisse jamais dépasser 3 m^2 . Dans ce qui suit, nous supposons que la modulation de fréquence, dont un avantage majeur est l'amélioration du rapport signal/bruit à puissance égale, est toujours employée avec un indice m supérieur ou égal à l'unité.

2. Seuil de réception

2.1. SEUIL EN MODULATION DE FRÉQUENCE

Comme nous l'avons dit plus haut, les techniciens intéressés aux liaisons troposphériques ont été amenés à concentrer leur attention sur les propriétés de seuil du système à modulation de fréquence.

Rappelons donc ces propriétés :

Si nous considérons le rapport porteur/bruit en puissance à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire d'un récepteur à modulation de fréquence, la puissance de bruit étant évaluée sur la largeur de bande B de cet amplificateur, A.J. GIGER et J.G. CHAFFEE [3] nous indiquent que la démodulation ne sera correcte que si ce rapport dépasse un certain seuil S_0 donné par la formule :

$$S_0 = \left[250 \left(\frac{B}{2f} - 1 \right) \right]^{\frac{1}{3}}$$

qui résume avec une bonne approximation les courbes de F.J. SKINNER citées par L.H. ENLOE [4]. La formule de CARSON permet d'écrire :

$$B = 2(m+1)f.$$

d'où :

$$S_0 = \sqrt[3]{250 m},$$

ou, si l'on préfère donner le seuil en rapport porteur/bruit sous forme logarithmique s_0 :

$$s_0 = (8 + 3,33 \log m) \text{ dB.}$$

Cette expression varie assez peu rapidement avec m .

Pour des indices usuels compris entre 1 et 20, les valeurs de s_0 s'échelonnent entre 8 dB et 12,33 dB.

Comme la puissance de bruit dans la bande radioélectrique est :

$$Bb = 2(m+1)fb$$

on doit, pour que la condition de seuil à la réception soit satisfaite, disposer à l'entrée du récepteur d'une puissance radioélectrique p obéissant à l'inégalité :

$$p > 2 \sqrt[3]{250 m (m+1)fb}.$$

2.2. SEUIL EN MODULATION D'AMPLITUDE

En modulation d'amplitude, il n'y a pas d'effet de seuil proprement dit : si le rapport signal/bruit en radiofréquence s'abaisse, le rapport signal/bruit après détection se détériore en proportion.

Cependant, pour que le système à modulation d'amplitude devienne compétitif, même en ce qui concerne le rapport signal/bruit à la sortie, nous allons supposer qu'il est associé à l'emploi de compresseurs-extenseurs dans les circuits individuels de voie.

Le principe de ces appareils consiste à comprimer la dynamique des signaux pour que le bruit apparaisse sur la liaison en radiofréquence à un niveau plus éloigné, vers le bas, des niveaux significatifs inférieurs des signaux. La restitution de la dynamique initiale, à la réception, rejette donc aussi les bruits apparus en cours de route à des niveaux très inférieurs.

On peut alors définir un « quasi-seuil » qui correspond aux conditions où l'augmentation du rapport

signal/bruit par l'extenseur fait place à une augmentation du rapport bruit/signal, c'est-à-dire où le phénomène s'inverse. Comme, statistiquement, le signal vocal n'est pas très différent d'un signal aléatoire de même puissance moyenne, le quasi-seuil correspond à une puissance de bruit par voie égale à la puissance moyenne du signal vocal sur une voie active comprimée, c'est-à-dire à $-8,8$ dBmo selon E.M. RIZZONI [5], ou à un rapport signal/bruit, pour un signal de voie à 0 dBmo, égal à 7,6.

Il en résulte que la condition de quasi-seuil en modulation d'amplitude sera satisfaite si :

$$R_{SB,AM} > 7,6.$$

autrement dit si la puissance de porteuse pure reçue p obéit à l'inégalité :

$$p > 7,6 \cdot 2bM\Delta f.$$

2.3. COMPARAISON DU SEUIL EN MODULATION DE FRÉQUENCE ET DU QUASI-SEUIL EN MODULATION D'AMPLITUDE

Le rapport en puissance entre le seuil en modulation de fréquence et le quasi-seuil en modulation d'amplitude est donc :

$$\sigma = \frac{0,83 \sqrt[3]{m(m+1)f}}{M\Delta f}.$$

$f/\Delta f$ étant *grosso modo* proportionnel à N , on voit que l'avantage de la modulation d'amplitude, au point de vue des conditions de seuil, croît avec le nombre de voies du système multiplex.

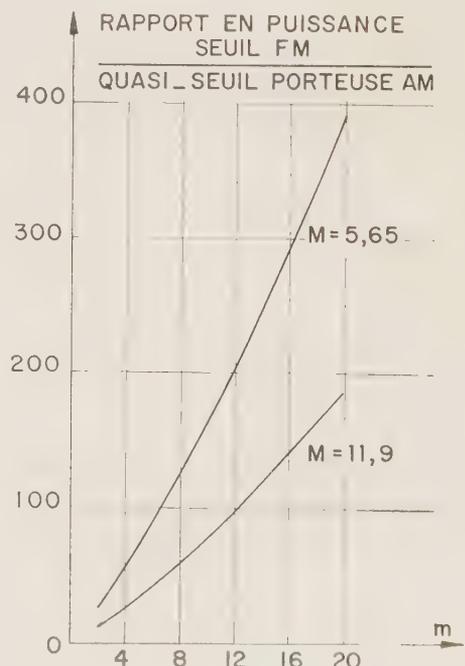


Fig. 1. — Rapport en puissance seuil FM/quasi-seuil porteuse AM.

Pour préciser la comparaison, il faut prendre un cas particulier, par exemple celui d'un multiplex à $N=30$ voies, avec $\Delta f=3,1$ kHz, $f=143$ kHz, $M=5,65$ (correspondant à $+7,5$ dBmo pour le signal sinusoïdal d'amplitude maximale, c'est-à-dire à un facteur de crête à 1 % du temps de 9,5 dB sur 13 voies simultanément actives, nombre qui reste lui-même inatteint pendant 99 % du temps). On trouve alors les résultats de la figure 1 (courbe supérieure).

Si l'on veut être plus sévère sur le niveau de crête et adopter celui que donne hors-tout RIZZONI [5] pour 30 voies comprimées, niveau qui entraîne $M=11,9$, on trouve l'autre courbe de la figure 1.

Une première conclusion est donc que, du point de vue de la puissance nécessaire à l'entrée du récepteur pour assurer un fonctionnement au-dessus du seuil ou du quasi-seuil, la modulation de fréquence est nettement plus exigeante que la modulation d'amplitude.

3. Divers procédés d'amélioration des conditions de seuil en modulation de fréquence

Devant l'importance et la sévérité des conditions de seuil en modulation de fréquence, plusieurs chercheurs introduisirent des procédés spéciaux pour améliorer la situation.

L'un de ces procédés, étudié par H.D. HERN et M.S. ULSTAD [6], consistait à effectuer une réduction automatique de la bande passante en fréquence intermédiaire lorsque le niveau du signal radioélectrique reçu s'abaisse vers le seuil, en acceptant la perte de niveau et la distorsion considérables qui en résultent pour les fréquences les plus élevées du signal en bande de base. Ce procédé permet sans doute une amélioration. Cependant on ne peut guère réduire la bande en fréquence intermédiaire à une largeur inférieure au double de la bande de base; encore ne peut-on atteindre cette limite qu'au prix d'une détérioration importante dans la qualité de la transmission, surtout aux fréquences élevées du signal en bande de base; et si on l'atteint, la condition de seuil n'est améliorée que par un facteur $m+1$. Or, si nous prenons l'exemple que nous avons déjà indiqué, même dans l'hypothèse « sévère » où $M=11,9$, nous trouvons $\sigma = 3,2 \sqrt[3]{m(m+1)}$. Le procédé ne permet donc pas de ramener le seuil en modulation de fréquence au niveau du quasi-seuil en modulation d'amplitude.

Un autre procédé, anciennement connu, proposé par J.G. CHAFFEE dès 1939 [7], essayé sur des faisceaux hertziens en visibilité par H. GRAYSON, T.S. McLEOD, R.A.G. DUNKLEY et G. DAWSON [8], était celui de la compression de fréquence à la réception par contre-réaction du signal démodulé sur la fréquence d'un oscillateur local. On pouvait, grâce à cette opération, travailler avec une bande de fréquence intermédiaire, donc une puissance de bruit avant limitation, réduite à peu près dans le rapport $1/\rho$ de réduction de l'indice, ou plutôt,

selon l'approximation plus récente de GIGER et CHAFFEE [3], dans le rapport :

$$\frac{1,2 \left(1 + \frac{m}{\rho} \right)}{1 + m}$$

Tout en assurant un abaissement du niveau seuil de réception, ce procédé permet de conserver le rapport signal/bruit final correspondant au plein indice de modulation à l'émission, puisque la réduction de la déviation de fréquence intermédiaire porte aussi bien sur la déviation due aux composantes de bruit que sur celle qui résulte de la modulation initiale.

Plusieurs schémas furent expérimentés, les uns avec une boucle de contre-réaction utilisant un discriminateur dont la tension de sortie commande la fréquence de l'oscillateur local de réception, d'autres avec une boucle de contre-réaction sans discriminateur et utilisant, par exemple, deux mélangeurs supplémentaires, un étage tripleur de fréquence et un second oscillateur local à fréquence fixe.

C'est alors que M. MORITA et S. ITO [9] proposent d'améliorer le procédé de la compression de fréquence grâce à une réinjection de porteuse à niveau élevé. Le principe est le suivant : on commence par réduire, au moyen d'une contre-réaction de fréquence classique, l'indice de modulation en fréquence intermédiaire suffisamment pour que le spectre de signal puisse être considéré comme limité à ses premières bandes latérales, c'est-à-dire comme équivalent à un spectre de modulation d'amplitude dont la porteuse aurait été déphasée de 90° . On peut alors, sans causer de distorsion, injecter avant le limiteur et le discriminateur une onde porteuse à haut niveau reconstituée localement et soumise à un verrouillage en phase; le seuil ne commençant à intervenir que dans les opérations non linéaires du limiteur, la porteuse réinjectée s'intègre au signal à fréquence intermédiaire pour renforcer sa position vis-à-vis du bruit. On peut, au choix, opérer la démodulation de fréquence soit de façon classique, soit comme une démodulation d'amplitude si l'on a eu soin de retarder de 90° la phase de la porteuse réinjectée.

MORITA et ITO [9] ont expérimenté avec un multiplex à 60 voies (f était donc de l'ordre de 250 kHz). Ils ont obtenu avec leur système un seuil en puissance reçue de -97 dBm pour un facteur de bruit de récepteur de 7 dB et une bande en fréquence intermédiaire (avant réduction) de 8 MHz, c'est-à-dire un indice m (au sens où nous l'avons défini) d'environ 15. Le seuil sans compression de fréquence aurait été à -86 dBm selon GIGER et CHAFFEE. L'amélioration était donc de 11 dB.

Depuis, ENLOE [4] a démontré qu'un système à contre-réaction de fréquence classique bien adapté donne une amélioration de seuil au moins aussi importante que le système à réinjection de porteuse; GIGER et CHAFFEE [3] ont déduit de son travail qu'en rapport de puissance, l'amélioration maximale de seuil due à une telle compression de fréquence

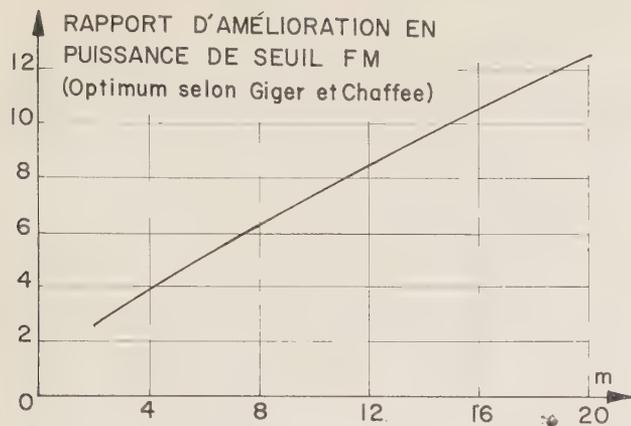


FIG. 2. — Rapport d'amélioration en puissance de seuil FM (optimum selon GIGER et CHAFFEE).

est donnée en fonction de l'indice par la courbe de la figure 2.

Bien que MORITA et ITO semblent avoir obtenu un résultat de 0,7 à 0,8 dB meilleur que la limite tracée par GIGER et CHAFFEE, nous admettrons cette dernière, qui est plus récente, étayée par de nombreux calculs et mesures liés notamment à l'expérience TELSTAR, et d'ailleurs tout à fait du même ordre que ce résultat.

Si l'on recalcule les valeurs de ρ à partir de $m=2$ en avantageant la modulation de fréquence dans le rapport correspondant à la compression optimale, pour l'exemple choisi plus haut, on trouve les courbes de la figure 3.

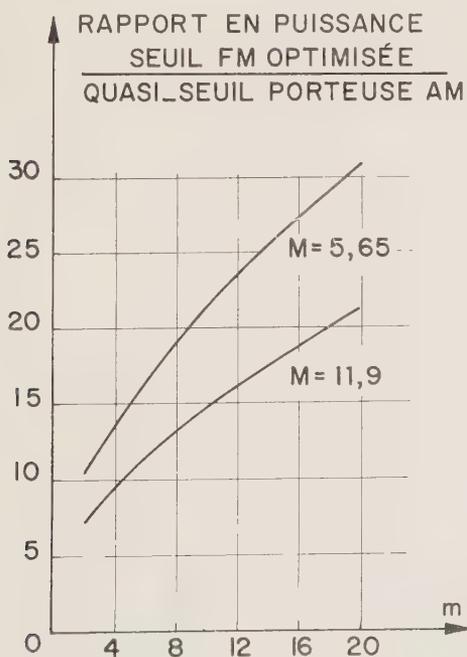


FIG. 3. — Rapport en puissance seuil FM optimisée/quasi-seuil porteuse AM.

La nouvelle conclusion est que, même avec un seuil optimisé par le meilleur procédé de compression de fréquence à la réception, la modulation de fréquence

est plus exigeante en puissance que la modulation d'amplitude, considérée avec son quasi-seuil lié à l'emploi de compresseurs-extenseurs.

4. Emploi des systèmes à modulation d'amplitude et dérivés

Quantitativement, ces derniers résultats comparatifs n'ont pu être calculés qu'après les récents travaux mentionnés des Laboratoires BELL. Cependant, bien avant ces travaux, il apparaissait déjà clairement que les systèmes à modulation d'amplitude ou dérivés méritaient une attention particulière pour les liaisons transhorizon.

4.1. PRÉCAUTIONS A PRENDRE EN MODULATION D'AMPLITUDE APPLIQUÉE AUX LIAISONS TRANSHORIZON

Il ne faut pas oublier qu'une des raisons qui avaient milité, dès le début des liaisons troposphériques, en faveur de la modulation de fréquence était la stabilisation automatique du niveau de signal, particulièrement appréciable en présence des fluctuations rapides de niveau qui caractérisent la réception troposphérique.

En modulation d'amplitude, on ne peut stabiliser le niveau de sortie du démodulateur qu'en prenant référence soit au niveau de la porteuse pure, isolée par filtrage, soit au niveau après démodulation d'une onde pilote d'amplitude connue (en dBm) et de fréquence située, par exemple, à une extrémité de la bande de base.

Dans les deux cas, l'écart entre le niveau reçu et le niveau désiré réagira sur le gain de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Un tel procédé est couramment employé, par exemple, dans les transmissions à courants porteurs sur les lignes dont l'atténuation est très variable (lignes aériennes).

La nouveauté, dans les liaisons troposphériques, tient à la rapidité des fluctuations de la propagation, qui oblige à adopter un dispositif de correction de gain à temps de réponse bref. Un tel correcteur de gain est certes réalisable, mais il faut examiner son incidence sur la qualité de la réception. L'onde de référence doit être reçue dans une bande propre égale au double de la fréquence maximale apparaissant dans les fluctuations rapides de la propagation. Si l'onde de référence est la porteuse centrale, il faut que cette fréquence maximale soit inférieure à la fréquence inférieure des signaux en bande de base, pour que l'on soit sûr de ne compenser que les fluctuations de la propagation. S'il s'agit d'une onde pilote, il faut qu'avec sa bande propre elle n'empiète pas sur la bande de base des signaux.

On doit évidemment admettre que les évanouissements sont les mêmes sur tout le spectre radioélectrique occupé (ce qui a d'autant plus de chances d'être vrai que ce spectre est étroit, bien plus étroit notamment qu'en modulation de fréquence à grand indice).

La correction va se faire en fonction non seulement des fluctuations de la propagation, mais aussi du

bruit de réception, qui affecte l'amplitude de l'onde de référence reçue et ne peut être distingué de ces fluctuations par le circuit. Ce bruit affectera donc multiplicativement, mais en raison inverse, tous les signaux transmis dans la bande de base. Il faut, pour que la qualité ne soit pas sensiblement détériorée, que cet effet soit négligeable. Heureusement, il a tout lieu de l'être pour deux raisons :

— la première est qu'un bruit multiplicatif n'apparaît qu'en présence et à proportion du signal qu'il affecte, ce qui le rend moins gênant, à puissance moyenne de bruit égale, qu'un bruit additif (cf. principe des compresseurs-extenseurs) ;

— la seconde est que les résultats disponibles sur la composition spectrale de la modulation parasite d'une porteuse pure par les fluctuations de propagation font apparaître une diminution considérable (15 à 20 dB et plus) entre les fréquences 1 ou 2 et 20 Hz, même lorsque l'équipement de mesure répond jusqu'à 50 Hz et au-delà, ce qui tend à indiquer qu'un correcteur de gain répondant jusqu'à 100 Hz, par exemple, doit être plus que suffisant ; dès lors, l'onde de référence est reçue avec une bande propre de 200 Hz, ce qui veut dire que le bruit correspondant est à 11,9 dB au-dessous du bruit thermique dans une voie, ce qui est bien négligeable (détérioration 0,28 dB s'il y a une onde pilote au même niveau moyen en dBm qu'un signal vocal, à réduire encore si elle est à un niveau plus élevé).

Ainsi, l'emploi dans les liaisons troposphériques de la modulation d'amplitude ne nécessite que quelques précautions, qui ne sont pas plus difficiles à mettre en œuvre que la compression de fréquence optimisée en modulation de fréquence.

4.2. AMÉLIORATIONS SUPPLÉMENTAIRES DES CONDITIONS DE SEUIL

Cependant, jusqu'à présent, nous avons comparé les systèmes en mettant sur le même pied la puissance porteuse émise (ou reçue) constante en modulation de fréquence et la puissance de la porteuse pure en modulation d'amplitude.

De même qu'on a cherché et réussi à améliorer les conditions de seuil en modulation de fréquence par l'introduction d'artifices, de même il peut être envisagé d'utiliser des systèmes dérivés de la modulation d'amplitude et encore plus avantageux qu'elle du point de vue du quasi-seuil en puissance reçue à la réception.

Il est certain que la modulation d'amplitude classique utilise une puissance importante (2/3 de la puissance totale lorsqu'on transmet un signal en permanence au niveau de crête, 20/21 de la puissance moyenne si le niveau moyen des signaux transmis se situe, comme il est normal, à une dizaine de décibels plus bas) pour alimenter l'onde porteuse pure, qui, après tout, ne véhicule aucune autre information que son amplitude, sa fréquence et sa phase, grandeurs en principe constantes et correspondant à un débit d'information utile nul.

Il est donc naturel de chercher à économiser cette

puissance en ne transmettant pas ou en transmettant seulement à niveau plus bas cette porteuse pure (1).

Deux systèmes dérivés de la modulation d'amplitude, et à vrai dire connus depuis longtemps dans un autre contexte technique, ont ainsi été expérimentés :

— le système à bande latérale unique et porteuse supprimée ou atténuée ;

— le système à double bande et porteuse supprimée ou atténuée.

Le premier système a été décrit et expérimenté par W.E. MORROW, C.L. MACK, B.E. NICHOLS et J. LEONHARD [10] ; le second a fait l'objet d'applications à fréquences beaucoup plus basses, décrites par J.P. COSTAS [11], et en multiplex 24 voies décrites par W.S. CHASKIN et G.L. CURTIS [12].

4.2.1. Système à bande latérale unique

Ce système :

— est le meilleur du point de vue de l'encombrement en fréquence (considération moins importante en ondes déci- ou centimétriques qu'en ondes plus longues) ;

— est le meilleur du point de vue des conditions de seuil en puissance moyenne reçue : d'après ce qui a été dit, on gagne encore environ 13 dB par rapport à la modulation d'amplitude classique, parce que 20/21 de la puissance émise peuvent être supprimés ;

— mais conduit à des équipements lourds, onéreux complexes et délicats pour des raisons technologiques, par suite des hautes précisions requises pour les fréquences des oscillateurs, de l'ordre de quelques 10^{-8} en valeur relative.

4.2.2. Système à double bande et porteuse supprimée

C'est donc vers ce dernier système qu'un travail expérimental a été dirigé aux Laboratoires d'Électronique et de Physique appliquée.

Concernant l'encombrement en fréquence, il est certes deux fois plus exigeant que le système à bande latérale unique, mais on a pensé qu'en raison de la réduction de bande encore très grande par rapport aux systèmes à modulation de fréquence d'indice avantageux, c'était là un inconvénient mineur, surtout en ondes ultra-courtes. Au surplus, le filtrage est bien plus délicat en bande latérale unique, et l'on ne peut compter pratiquement rapprocher deux signaux en bandes latérales indépendantes autant que le sont entre elles les deux bandes latérales d'un signal transmis en modulation d'amplitude. Enfin les deux bandes procurent, jusqu'à un certain point, une réception multiple en cas d'évanouissement sélectif.

Concernant le rapport signal/bruit, et par conséquent le quasi-seuil qui est directement conditionné par lui, la situation est la même qu'en bande latérale unique. Pour être honnête, il faut cependant ajouter que la crête de puissance instantanée, à puissance moyenne transmise égale, est de 3 dB plus élevée.

(1) Comme l'a fait remarquer M. G. LEHMANN, ces idées sont proches parentes de conceptions anciennement formulées par l'Ingénieur DE BELLESCIZE, le contexte technique et les fréquences de travail ayant évidemment beaucoup évolué.

Cela suppose évidemment que l'on effectue une détection synchrone. Mais rien n'empêche de le faire, car le propre d'un spectre à double bande est de contenir implicitement les informations de fréquence et de phase de la porteuse, même absente, comme demi-sommes des fréquences et des phases de n'importe quel couple de composantes latérales véhiculant une composante du signal en bande de base.

Plusieurs méthodes peuvent dès lors être employées pour la reconstitution de la porteuse synchrone : ou bien synchronisation automatique en phase utilisant les signaux de deux chaînes de détection synchrone en quadrature (COSTAS), ou bien traitement du signal double bande par un élément à réponse quadratique suivi d'un filtre et d'un circuit fournissant une fréquence moitié.

C'est cette dernière disposition qui a été adoptée dans les équipements décrits dans la suite. On peut, dans le principe, lui reprocher d'introduire, avant le filtrage étroit qui isole l'onde à fréquence double de la porteuse, un élément non linéaire. Ne va-t-on pas retrouver là les inconvénients dus aux effets de capture et de seuil pour lesquels précisément on a voulu éviter le système à modulation de fréquence ?

Dire qu'on ne réintroduit aucun « seuil parasite » dans le récepteur serait sans doute exagéré. Cependant la mesure précise de ce seuil en laboratoire l'a fait apparaître pour un rapport signal/bruit en radiofréquence d'environ 3 dB supérieur au quasi-seuil calculé en fonction des compresseurs-extenseurs. C'est dire que la détérioration est faible.

On peut s'expliquer cette différence de comportement entre circuits non linéaires par le fait que, dans un doubleur de fréquence, apparaissent certes des intermodulations entre composantes de signal et de bruit, mais que tous les produits du mélange, y compris celui que l'on recherche, continuent d'exister après la transformation, tandis que dans un limiteur parfait l'effet de capture ou d'étouffement fait que la composante désirée peut être véritablement détruite, remplacée par des composantes parasites.

5. Remarques concernant d'éventuelles applications spatiales

5.1. Une première remarque, très simple, est que les atténuations de propagation déjà admises dans les systèmes troposphériques permettent d'envisager en visibilité directe (satellites) des portées considérables. Ainsi nous avons mentionné 80 dB d'atténuation supplémentaire en propagation transhorizon, par rapport à l'espace libre, à 400 km pour 2 500 MHz ; cela donne la possibilité d'envisager, toutes choses égales d'ailleurs, des portées 10 000 fois plus grandes, soit 4 000 000 km, dans l'espace, c'est à dire beaucoup plus que les distances à atteindre avec des satellites de télécommunications.

5.2. Ensuite, les variations du niveau des signaux en radiofréquence reçus de ou par un satellite sont moins grandes et moins rapides que les fluctuations de la propagation troposphérique. Une plage d'une vingtaine de décibels suffit souvent.

5.3. Les déplacements relatifs de fréquence par effet Doppler peuvent atteindre $\pm 4.10^{-5}$, au lieu de 10^{-7} en propagation troposphérique. L'effet sur la fréquence d'une onde pilote est le même en valeur relative, donc de quelques hertz à une dizaine de hertz pour des pilotes vers 100 kHz. La déviation de fréquence pilote peut être utilisée pour des mesures ou des corrections, notamment pour commander la fréquence de l'oscillateur local, l'acquisition se faisant par balayage systématique en fréquence.

Le système à modulation d'amplitude et porteuse supprimée semble donc parfaitement adaptable aux télécommunications par satellites.

II. DESCRIPTION DE L'ÉQUIPEMENT EXPÉRIMENTAL

Le premier chapitre vient de montrer l'intérêt présenté par le système de transmission par modulation d'amplitude à double bande latérale et porteuse supprimée pour les communications téléphoniques à grande distance.

Equivalent au système à bande latérale unique sur le plan des performances de seuil et de rapport signal/bruit, ce procédé présente, sur le plan de la réalisation, un nombre d'avantages technologiques tel que nous avons été amenés à construire un équipement expérimental dont les performances ont été mesurées sur le trajet de Paris à Caen.

Dans ce second chapitre, après un rappel des schémas fonctionnels utilisés dans ce mode de transmission, nous ferons une description de l'équipement expérimental.

1. Principe de fonctionnement

Dans son principe, comme il a été dit plus haut, le système à double bande latérale n'exige pas la transmission d'une porteuse atténuée comme les systèmes à bande latérale unique fonctionnant en ondes décimétriques. Cependant, pour donner une référence d'amplitude au système de régulation automatique de niveau et pour assurer la continuité de la reconstitution de l'onde porteuse pendant les interruptions des signaux de modulation, il est nécessaire d'émettre une onde pilote à niveau faible.

L'onde porteuse doit nécessairement être obtenue avec un rapport signal/bruit suffisant pour ne pas introduire un seuil parasite notablement plus sévère que le quasi-seuil dû aux compresseurs-extenseurs, ce qui réduirait la portée de la liaison. C'est en ramenant à quelques centaines de hertz la bande passante des circuits de reconstitution de la porteuse que ce résultat peut être obtenu ; cela pose bien entendu des problèmes de stabilisation de fréquence et de phase comme dans le système à bande latérale unique : ces deux systèmes exigent en effet une reconstitution de la porteuse à la phase juste : dans le système à bande latérale unique, la combinaison de diversité ne peut s'effectuer correctement si les ondes démo-

dulées ne sont pas en phase, et dans le système à double bande, la porteuse doit posséder les mêmes relations de phase par rapport aux bandes latérales que la porteuse initiale, faute de quoi la démodulation ne se fait pas correctement.

Considérons maintenant, figure 4, le schéma de principe d'un émetteur à double bande latérale et porteuse supprimée.

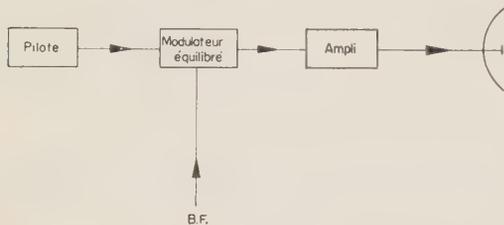


FIG. 4. — Système double bande latérale - émission.

L'émetteur comporte :

- un maître oscillateur dont la fréquence correspond à celle de l'onde porteuse ;
- un modulateur équilibré, qui fournit l'onde double bande à partir de l'onde porteuse et de l'onde à basse fréquence contenant l'information à transmettre ;
- un amplificateur de puissance.

Il n'est pas nécessaire de faire appel à une fréquence intermédiaire comme dans le cas des émetteurs à bande latérale unique ; la technique des modulateurs équilibrés permet en effet d'obtenir des taux d'intermodulation très faibles à des fréquences supérieures atteignant ou dépassant 1 000 MHz pour des puissances de crête de quelques watts.

Dans certains cas, pour des équipements légers, le modulateur peut constituer l'étage terminal de l'émetteur, comme dans celui que décrit J.P. COSTAS [11].

Le schéma de principe d'un tel émetteur est donc pratiquement aussi simple que celui d'un émetteur à porteuse transmise.

A partir de l'entrée du signal, le récepteur à double bande est identique à un récepteur à modulation d'amplitude ordinaire jusqu'à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Pour la démodulation, deux types de procédés sont à considérer : dans le premier, utilisé par COSTAS [11], par R.H. WOOD et W.P. WHYLAND [13], la démodulation synchrone est effectuée avec un oscillateur local asservi en phase ; cet asservissement est obtenu avec un discriminateur excité par deux circuits de démodulation de l'onde haute fréquence fonctionnant en quadrature (fig. 5).

Lorsque l'oscillateur local est en phase avec la porteuse initiale, la démodulation normale s'effectue dans la voie I ; dans la voie II, la porteuse reconstituée étant en quadrature avec la porteuse initiale, seule prend naissance une faible tension d'harmonique 2 de la fréquence de modulation.

Toute variation de phase de l'oscillateur par rapport à cet état d'équilibre fait apparaître dans le circuit

de la voie II un certain taux de fréquence fondamentale dont l'amplitude est liée à l'écart de phase ; tout changement du signe de l'écart provoque une rotation de phase de 180° de ce signal fondamental.

Un circuit de commutation commandé par la voie I donne, à partir du signal de la voie II, une tension redressée dont la polarité et l'amplitude sont fonction de l'écart de phase ; cette tension sert à commander la phase de l'oscillateur local.

La bande passante du circuit de correction détermine les conditions de réception de la porteuse au point de vue du rapport signal/bruit. Cette bande passante est naturellement rendue plus étroite que celle d'une voie téléphonique afin d'éliminer les composantes de modulation et d'assurer à la porteuse reconstituée un niveau de bruit inférieur à celui de la voie.

Un second principe de démodulation, utilisé en très basse fréquence pour les systèmes à double bande, est décrit par W.S. CHASKIN et G.L. CURTIS [12].

Après l'amplification à fréquence intermédiaire, l'onde porteuse est reconstituée dans un premier canal ; dans un second canal est effectuée la démodulation.

Le canal de reconstitution de la porteuse comprend un circuit à caractéristique de transmission parabolique qui fait apparaître les produits correspondant aux fréquences doubles et à la fréquence somme des deux bandes latérales. La fréquence somme qui correspond au double de la fréquence porteuse est sélectionnée par un filtre à bande étroite ; comme dans le système de COSTAS, ce filtre conditionne le rapport signal/bruit de la porteuse reconstituée ; un dédoubleur de fréquence rétablit la fréquence

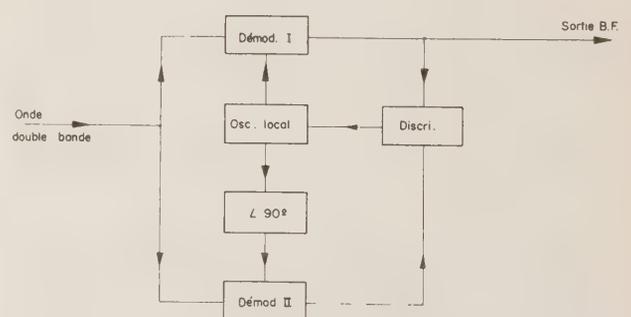


FIG. 5. — Démodulation synchrone.

de la porteuse initiale ; bien entendu cette reconstitution ne doit introduire aucune erreur de phase ; nous verrons plus en détail dans la description de la réalisation ici présentée les moyens utilisés pour conserver la phase.

Dans le deuxième canal, la porteuse reconstituée est appliquée au détecteur en même temps que l'onde à double bande ; pour réaliser la détection avec une linéarité excellente, le taux de modulation de l'onde reconstituée doit être faible ; cela conduit à

injecter un niveau de porteuse élevé par rapport à celui des bandes latérales.

Un procédé similaire est utilisé dans l'équipement expérimental que nous avons réalisé.

2. Réalisation de l'équipement

L'ensemble expérimental réalisé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée a été prévu pour le trajet de Paris à Caen représentant un affaiblissement moyen de propagation d'environ 201 dB ; cet équipement est susceptible de transmettre 30 voies téléphoniques à 900 MHz. La réception utilise deux récepteurs en diversité d'espace ; les aériens d'émission et de réception sont des paraboloïdes de 5 m de diamètre.

2.1. EMETTEUR

L'émetteur, comme nous l'avons mentionné, est composé d'un maître oscillateur, d'un modulateur et d'un étage de puissance.

Le maître oscillateur comprend un oscillateur à quartz à 11, 111 MHz suivi d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence qui fournit l'onde à 900 MHz non modulée ; la stabilité relative de ce maître oscillateur est de 5.10^{-6} .

Le modulateur équilibré est la transposition dans le domaine des ondes décimétriques du modulateur de CARSON dans lequel, rappelons-le, les deux ondes incidentes sont appliquées symétriquement aux grilles et aux cathodes de deux tubes électroniques ; les deux bandes latérales sont recueillies dans un circuit asymétrique excité par les anodes connectées en parallèle.

Dans le cas de l'émetteur à double bande, les tubes modulateurs sont des triodes pour hyperfréquences du type EC157.

L'onde à 900 MHz est appliquée entre grille et cathode de ces tubes par l'intermédiaire de deux lignes à bande dont les longueurs, différant d'une demi-longueur d'onde, assurent l'inversion de phase désirée. Un dispositif de réglage fin permet d'obtenir avec précision la phase correcte dont dépend l'atténuation de la porteuse.

Les tensions de modulation à basse fréquence sont appliquées symétriquement aux cathodes des tubes EC157 par l'intermédiaire de circuits à transistors à très faible impédance de sortie ; cela permet d'obtenir

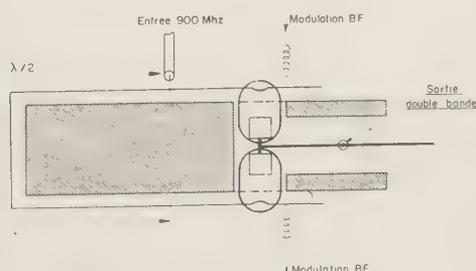


FIG. 6. — Modulateur équilibré - schéma de principe.



FIG. 7. — Modulateur équilibré - réalisation.

une caractéristique de transmission très linéaire malgré la variation des impédances de cathode au cours du cycle de modulation.

Une disposition géométrique adéquate réalise la mise en parallèle des anodes des deux tubes sur une ligne unique qui constitue le circuit de sortie du modulateur.

La figure 6 représente la disposition des circuits et la figure 7, la réalisation.

Les affaiblissements d'intermodulation, mesurés à la sortie de ce modulateur, sont de l'ordre de 50 dB pour l'ordre 2 et de 57 dB pour l'ordre 3 avec une puissance de sortie de 100 mW qui correspond à la puissance de crête de fonctionnement du système, cette puissance étant répartie entre les deux composants servant à la mesure du produit d'intermodulation.

L'onde à double bande fournie par le modulateur au niveau de crête de 100 mW est amplifiée par un étage de puissance utilisant un klystron à quatre cavités dont le gain est de 40 dB ; la puissance de crête fournie par cet étage est de 1 kW.

Ce klystron n'est pas nécessairement le tube le mieux adapté au fonctionnement en modulation d'amplitude, surtout du point de vue du rendement ; cependant, pour un équipement purement expérimental, ce n'était pas un inconvénient. En outre il se prête, aussi facilement qu'un autre tube, à l'emploi d'un dispositif de linéarisation par contre-réaction différentielle d'enveloppe, dont le principe est donné par la figure 8 : des coupleurs directifs prélèvent une fraction très faible de la puissance d'entrée et de sortie ; la différence d'atténuation entre les deux coupleurs est égale au gain auquel on veut stabiliser le klystron, en sorte qu'après détection, pour une puissance d'excitation donnée, les tensions de sortie sont égales si ce gain est juste atteint.

Tout défaut de linéarité dans la caractéristique d'amplification du klystron se traduit par un déséquilibre de ces tensions ; ce déséquilibre est lié à la variation de gain instantané de l'amplificateur. La tension sortant du comparateur d'amplitude est utilisée pour commander un modulateur de gain, qui ramène celui-ci à une valeur constante quelle que soit la puissance HF appliquée.

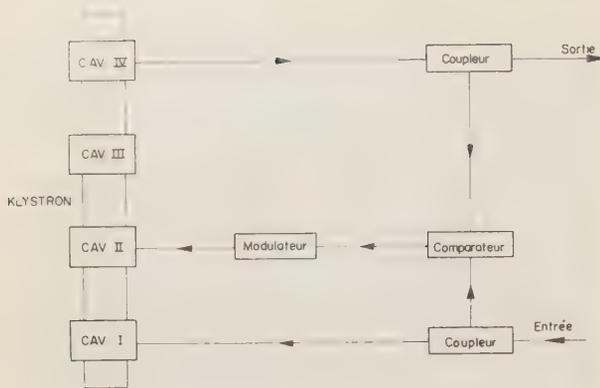


FIG. 8. — Circuit de linéarisation de l'étage de puissance.

Ce modulateur est constitué par une triode hyperfréquences dont le circuit d'anode est utilisé comme charge variable de l'une des cavités du klystron.

La figure 9 représente le résultat obtenu pour la caractéristique d'amplification du klystron dont la puissance de crête était de 1,4 kW.

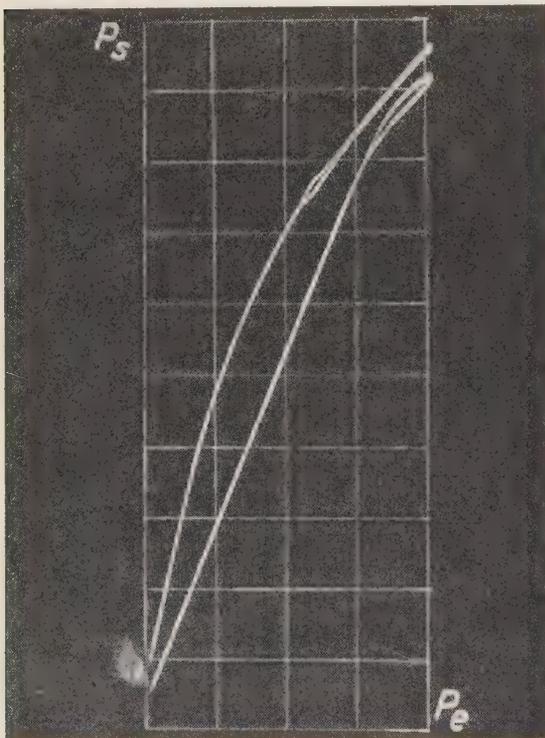


FIG. 9. — Caractéristique de klystron linéarisé.

Dans ces conditions, pour deux ondes à basse fréquence d'amplitudes égales, appliquées à l'entrée de l'émetteur, et dont la puissance globale correspond à 350 W à la sortie de l'étage de puissance, le niveau total des produits d'intermodulation est de -47 dB par rapport à cette puissance de sortie.

La figure 10 montre la réalisation de l'équipement d'émission.

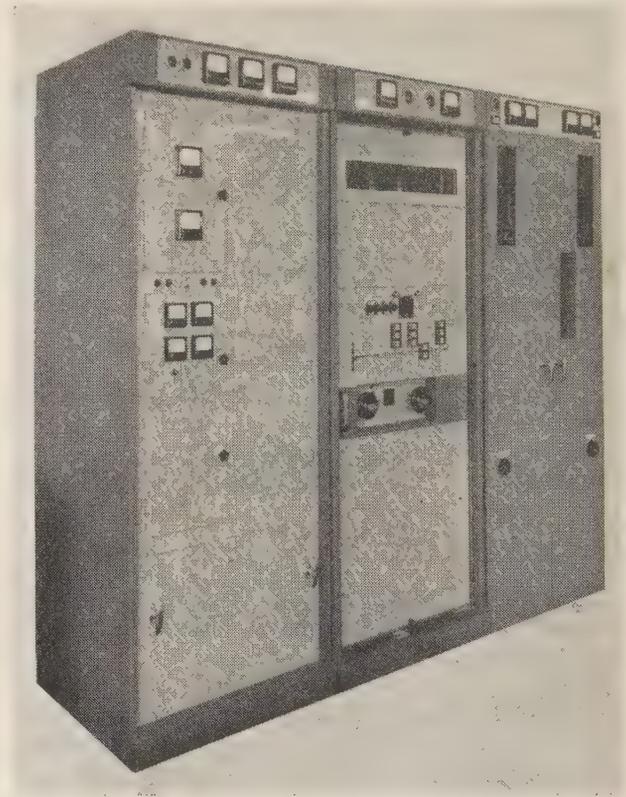


FIG. 10. — Equipement émission.

2.2. RÉCEPTEUR

L'étage de tête du récepteur est un amplificateur paramétrique dont le facteur de bruit est inférieur à 2 dB, le gain 17 dB et la bande, surabondante, 12 MHz ; cet amplificateur, étudié et réalisé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée par G. ANDRIEUX et G. ZAAJER, est du type à réflexion : le signal est amplifié sans changement de fréquence grâce à la résistance négative présentée par l'amplificateur à la fréquence du signal.

Le circuit comporte une réactance non linéaire : la capacité d'une diode varactor, polarisée dans la zone de non-conductibilité, est accordée simultanément dans trois branches de circuit à la fréquence du signal, à la fréquence de pompage et à la fréquence différence (fréquence « idler »). Le circuit se comporte pour les faibles signaux comme un dipôle qui réfléchit une quantité d'énergie supérieure à l'énergie incidente.

Un circulateur à ferrite permet de séparer le circuit d'entrée de la charge représentée par le premier mélangeur, tout en assurant l'adaptation de ces deux circuits.

La source de pompage, dont la fréquence est de 6 000 MHz, est commune aux deux récepteurs fonctionnant en diversité. La figure 11 montre les deux amplificateurs de réception : on distingue les deux circulateurs en haut, latéralement les deux amplificateurs réalisés en guides d'onde, et en bas le guide d'onde qui amène l'énergie de pompage.

Cet amplificateur est suivi d'un double changement de fréquence.

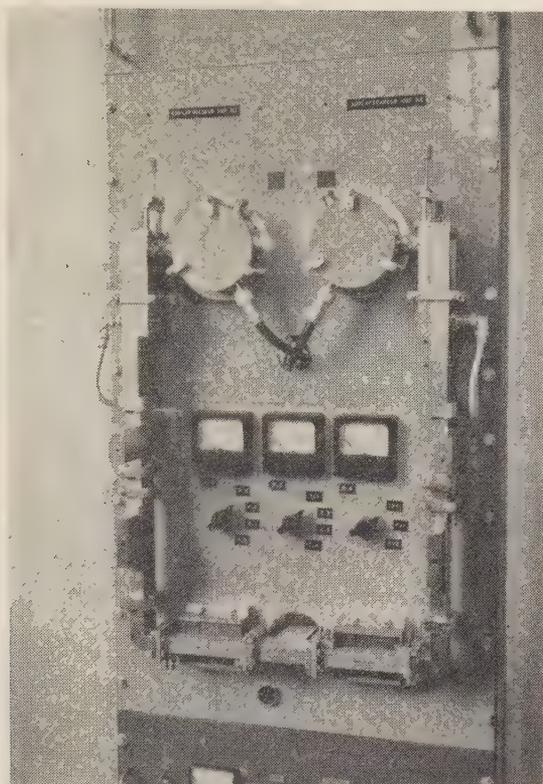


FIG. 11. — Amplificateurs paramétriques.

Le premier oscillateur de conversion de fréquence est piloté par un cristal de quartz; sa stabilité est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-6}$.

La première fréquence intermédiaire est de 35 MHz.

Le second oscillateur de conversion de fréquence, à 31,7 MHz, est asservi par un circuit de correction automatique de fréquence dont nous parlerons plus loin.

Le deuxième amplificateur à fréquence intermédiaire, accordé à 3,3 MHz, possède une bande passante de ± 170 kHz.

L'onde à double bande à 3,3 MHz fournie par cet amplificateur est stabilisée en niveau par un circuit de commande automatique de gain sensible à l'amplitude de l'onde pilote après démodulation.

Pour une variation de 70 dB à l'entrée du récepteur, le niveau de sortie varie de 1 dB.

La figure 12 montre le schéma synoptique du sys-

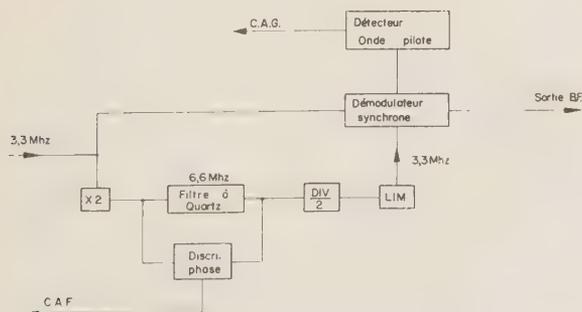


FIG. 12. — Récepteur expérimental double bande - démodulation.

tème de démodulation et de reconstitution de la porteuse utilisé dans les récepteurs.

Dans un premier canal dont la fonction est d'assurer la reconstitution de la porteuse, le signal à 3,3 MHz traverse un circuit non linéaire utilisant des diodes où sont engendrés les produits correspondant au double et à la somme des fréquences des ondes latérales.

Bien entendu, il est souhaitable de sélectionner la fréquence 6,6 MHz avec un filtre dont la bande passante est aussi étroite que possible, pour réduire le bruit dans la chaîne de reconstitution de la porteuse.

Comme la phase de la porteuse doit conserver une relation constante avec celle des bandes latérales, il importe d'assurer à tout moment un parfait centrage de l'onde à 6,6 MHz par rapport à la bande passante du filtre; une solution simple consiste à commander la fréquence du deuxième oscillateur local par la variation de phase que subit l'onde porteuse en traversant le filtre.

On voit sur le schéma un discriminateur de phase placé en dérivation sur le filtre; ce discriminateur fournit une tension de correction qui commande le circuit à réactance variable de l'oscillateur à 31,7 MHz.

La largeur de bande du filtre détermine par conséquent la capacité de correction du correcteur automatique de fréquence ainsi que son temps de réponse.

Pratiquement, une bande passante de ± 150 Hz a été donnée au filtre pour faire face aux fluctuations de quelques dizaines de hertz dues à l'effet Doppler et obtenir du premier correcteur de fréquence une possibilité de rattrapage d'erreur de fréquence de l'ordre de quelques 10^{-7} . Un deuxième correcteur de fréquence ou un système de recherche automatique peut être utilisé pour ramener à 10^{-5} la stabilité à exiger des oscillateurs.

A la sortie du filtre à quartz, l'onde à 6,6 MHz est utilisée comme source de pompage d'un circuit paramétrique dont la réactance variable est une diode jonction polarisée dans sa région de non-conductibilité. Le niveau d'énergie de l'onde à 6,6 MHz est tel que les conditions d'auto-oscillation soient satisfaites; un circuit accordé à 3,3 MHz recueille l'onde engendrée à cette fréquence, dont la phase est liée à celle de l'onde à 6,6 MHz, à 180° près.

Un circuit limiteur assure la constance de l'amplitude de la porteuse et l'élimination de l'effet des composantes résiduelles de modulation qui pouvaient subsister ou être apparues; la porteuse reconstituée est ensuite utilisée dans le deuxième canal pour démoduler les bandes latérales.

3. Comparaison avec les réalisations à bande latérale unique

Si l'on compare les problèmes de réalisation dans le système à bande latérale unique et le système à double bande et porteuse supprimée, un certain nombre d'avantages peuvent être retenus en faveur de ce dernier.

Ce sont notamment :

— l'extrême simplicité de l'émetteur liée à l'absence de filtrage et à l'absence de transposition de fréquence ;

— la nature symétrique du spectre transmis, qui permet de réaliser un dispositif de correction automatique de fréquence à capacité de rattrapage plus large que la bande du filtre de porteuse. La tolérance sur la stabilité des oscillateurs peut de ce fait être augmentée et ramenée à 10^{-5} pour une fréquence de travail voisine de 1 000 MHz, au lieu de quelques 10^{-8} dans un système à bande latérale unique comparable.

Ces deux avantages sont particulièrement importants dans le cas de matériels légers destinés à être envoyés sur des engins spatiaux.

III. RÉSULTATS OBTENUS EN PROPAGATION TROPOSPHÉRIQUE

Les mesures ont été effectuées entre juillet 1962 et février 1963 ; elles ont eu lieu d'abord en laboratoire, puis, au cours de l'hiver, sur le trajet hertzien Paris-Caen. Le but était d'étudier les possibilités d'utilisation de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons troposphériques et de comparer les résultats des essais avec les performances obtenues entre novembre 1958 et février 1959 lors de la première liaison troposphérique expérimentale Paris-Caen à modulation de fréquence.

1. Caractéristiques de la liaison

1.1. SIGNAUX DE MODULATION

Les expériences ont eu lieu en connexion avec un multiplex à courants porteurs réalisé par la Société T.R.T. La capacité est de trente voies, qui peuvent se situer entre 4 et 143 kHz. Pratiquement douze voies seulement étaient complètement équipées (60 à 108 kHz), ce qui n'empêchait en rien d'introduire des signaux particuliers à l'emplacement des autres voies. Naturellement les niveaux caractéristiques des signaux de modulation sont établis pour trente voies téléphoniques.

Les puissances de ces signaux sont repérées par rapport à la puissance moyenne développée dans une voie active : -10 dBmo. Nous avons pris le niveau -10 dBmo, bien que le signal utile soit de $-8,8$ dBmo après le passage à travers un compresseur, d'une part, parce que la différence de 1,2 dB n'est pas très grande, d'autre part, parce que nous avons à faire aussi un bon nombre d'essais sur des voies non équipées de compresseur-extenseur. Le niveau de l'onde pilote pour la liaison expérimentale est de -10 dBmo, sauf indication contraire.

Pour trente voies, au cours de l'heure chargée, le niveau de puissance moyenne dépassé moins de 1 % du temps est 1 dBmo.

Le niveau de signal sinusoïdal donnant, sauf pendant 1 % du temps, la même crête qu'un multiplex

à trente voies est 7,5 dBmo. Le signal de test d'une voie est de 0 dBmo et celui du signal multiplex à prendre en considération pour la mesure des performances d'intermodulation, selon le C.C.I.R., est de 5 dBmo.

1.2. EVALUATION DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT DE LA LIAISON

La puissance maximale émise est de 1 kW ou 60 dBm. Dans ce qui suit, sauf indication contraire, cette puissance d'émission correspond au niveau de crête de 7,5 dBmo. La puissance émise correspondant au niveau moyen d'une voie active se situe donc à :

$$60 \text{ dBm} - 17,5 \text{ dB} = 42,5 \text{ dBm} .$$

Les aériens d'émission et de réception présentent un gain de l'ordre de 61,5 dB et l'on doit compter une perte de 2,5 dB dans les câbles d'antennes.

Sur la liaison Paris-Caen (fig. 13), l'affaiblissement médian de propagation total peut être estimé à $201 \text{ dB} \pm 5 \text{ dB}$, l'angle de diffusion étant de $1,5^\circ$.

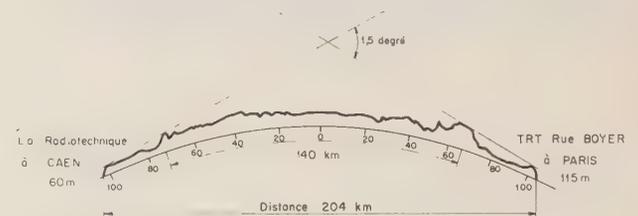


FIG. 13. — Profil du trajet de la liaison Paris-Caen.

La puissance à laquelle on peut s'attendre à la réception pour le niveau moyen d'une voie active est de :

$$42,5 \text{ dBm} + 61,5 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} - 201 \text{ dB} = -99,5 \text{ dBm}, \text{ à } \pm 5 \text{ dB près.}$$

Le rapport signal/bruit théorique en sortie d'une voie peut être évalué de la façon suivante :

Le bruit thermique minimal théorique dans une bande de 3 100 Hz est, à 290°K :

$$-174 \text{ dBm} + 35 \text{ dB} = -139 \text{ dBm} .$$

Le bruit dans une bande de même largeur, ramené à l'entrée du récepteur dont le facteur de bruit mesuré est de 2 dB, est de -137 dBm.

La figure 14 montre la courbe théorique du rapport signal/bruit en sortie d'une voie, en fonction du champ moyen reçu, pour un niveau moyen de la voie active à -10 dBmo. On a volontairement arrêté la courbe à l'abscisse -137 dBm qui correspond au quasi-seuil imposé par la présence de compresseurs-extenseurs (transition entre le renforcement du rapport signal/bruit et le renforcement du rapport bruit/signal).

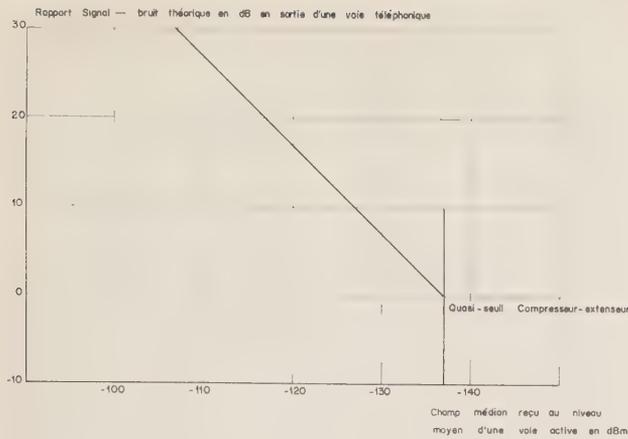


FIG. 14. — Rapport signal/bruit théorique en fonction du champ moyen reçu.

2. Programme des mesures

A titre de vérification, l'équivalent de transmission a été mesuré sur les douze voies téléphoniques complètement équipées (60-108 kHz).

A chaque voie du multiplex est appliqué un signal de fréquence 800 Hz et de niveau 0 dBmo.

La figure 15 montre cet équivalent de transmission.

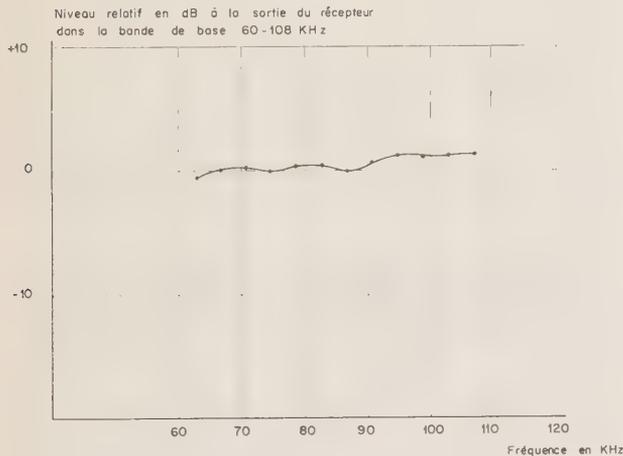


FIG. 15. — Equivalent de transmission de la liaison hertzienne.

2.1. MESURE DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT DANS LA LIAISON

Examinons la caractéristique du rapport signal/bruit dans la liaison, c'est-à-dire pratiquement du rapport signal/bruit thermique, car le niveau de bruit thermique est très supérieur au niveau de bruit d'intermodulation entre voies.

Ce rapport signal/bruit a été relevé en fonction de la puissance radioélectrique reçue.

Pour effectuer ce relevé, on utilise le fait que, le niveau de sortie du signal utile étant stabilisé par le

système de correction automatique de gain, la tension de bruit recueillie dans un circuit de bande passante donnée a une amplitude inversement proportionnelle au champ reçu.

La mesure est faite au moyen d'un amplificateur sélectif. L'étalonnage de la puissance radioélectrique reçue s'effectue par substitution au câble d'antenne d'un générateur standard. Le niveau de signal fourni par le générateur est réglé pour donner à la sortie de l'amplificateur sélectif un bruit égal à celui qui apparaissait lorsque l'antenne était connectée. Cet étalonnage doit évidemment être fait à un moment où la propagation est particulièrement stable.

Le rapport signal/bruit est mesuré à la sortie des équipements radioélectriques. En général, le rapport signal/bruit à la sortie d'une voie téléphonique normale a d'ailleurs sensiblement la même valeur, car la contribution du système multiplex au bruit est négligeable. La mesure est répétée à la sortie d'une voie équipée de compresseurs-extenseurs. Ces éléments amènent une forte réduction du bruit pendant les interruptions des signaux de conversation.

Ces mesures ont été effectuées pendant des périodes de propagation relativement stables où, dans l'ensemble, les affaiblissements de propagation sont normaux. Pour atteindre des niveaux de champ reçu inférieurs à -115 dBm, on a joué sur le niveau de la puissance émise.

La courbe 1 de la figure 16 est la courbe de bruit théorique dans une voie. La courbe 2 a été relevée lors des essais sur le trajet Paris-Caen, l'onde pilote étant à -10 dBmo. La détérioration du seuil est due, en partie, à la structure statistique des fadings rapides ; nous y reviendrons d'ailleurs plus loin.

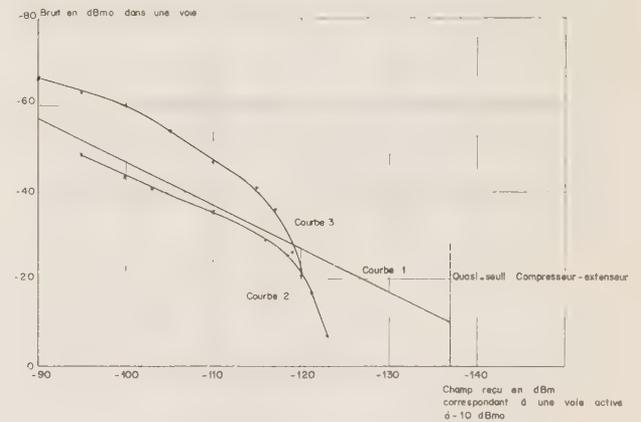


FIG. 16. — Rapport signal/bruit de la liaison en fonction du champ reçu.

La courbe 3 de cette même figure donne, dans des conditions identiques, le niveau de bruit en sortie d'une voie équipée de compresseurs-extenseurs.

2.2. MESURE DES NIVEAUX DE BRUIT D'INTERMODULATION

Comme, dans ce genre de liaison, les bruits d'origine thermique ont plus d'importance que les bruits

d'intermodulation, on s'est contenté d'examiner ces derniers par la méthode des couples de signaux sinusoïdaux. D'ailleurs, lors des essais en modulation de fréquence dont il a déjà été question, l'emploi de la méthode par alimentation en bruit blanc de l'ensemble des voies moins une et mesure du bruit d'intermodulation dans cette dernière, avait donné des résultats très voisins de ceux qu'on pouvait calculer à partir des mesures sur des produits individuels de composantes sinusoïdales.

Pour un multiplex à trente voies dont la bande de base s'étend entre 4 et 143 kHz, les niveaux de bruits d'intermodulation d'ordres 2 et 3 sont donnés en dBmo psophométriques, pour la charge C.C.I.R. de 5 dBmo, par les formules :

$$\Delta_2 = T_2 - 9,5 \text{ dB},$$

$$\Delta_3 = T_3 - 0,5 \text{ dB},$$

T_2 et T_3 correspondant aux moyennes pondérées des puissances des produits d'intermodulation respectivement du second et du troisième ordre pour des couples de composantes sinusoïdales à 0 dBmo chacune.

L'expérience a montré que, pour ce niveau, les puissances de distorsion d'ordre supérieur sont négligeables.

Le bruit d'intermodulation total est donné par la sommation de ces deux valeurs.

Les mesures ont été faites pendant des périodes relativement stables de propagation au moment où la puissance radioélectrique reçue était de -95 dBm en valeur médiane pour le niveau moyen de la voie active.

Les couples de signaux ont été choisis de manière à fournir des produits d'intermodulation répartis dans la bande du système de modulation. Les puissances des produits d'intermodulation donnent les moyennes pondérées suivantes :

$$T_2 = -44,5 \text{ dBmo} \quad \text{et} \quad T_3 = -45,5 \text{ dBmo},$$

ce qui conduit aux bruits d'intermodulation de :

$$\Delta_2 = -54 \text{ dBmo psophométriques},$$

$$\Delta_3 = -46 \text{ dBmo psophométriques},$$

et à un bruit d'intermodulation total de :

$$\Delta = -45,4 \text{ dBmo psophométriques}.$$

L'expérience montre que ces bruits d'intermodulation sont comparables aux bruits d'origine thermique et affaiblis par l'utilisation de compresseurs-extenseurs. Dès lors la courbe 3 de la figure 16 permet d'évaluer l'amélioration correspondante. Le niveau de bruit d'intermodulation total est rejeté à $-61,5$ dBmo pour des voies équipées de compresseurs-extenseurs.

2.3. APPORT DE BRUIT THERMIQUE DÛ AU SYSTÈME DE RECONSTITUTION DE LA FRÉQUENCE PORTEUSE

Sur ce point, deux séries d'essais ont eu lieu, une en laboratoire et l'autre sur le trajet Paris-Caen.

Les essais de laboratoire ont été effectués directement sur la fréquence d'accord des circuits de reconstitution de la fréquence porteuse, l'émetteur étant un modulateur symétrique à diodes dont le niveau de résidu de porteur est à $-33,5$ dBmo. Le récepteur se compose de la chaîne de reconstitution de la fréquence porteuse, de l'ensemble des circuits de détection synchrone et d'un amplificateur à basse fréquence. On mesure, par l'intermédiaire de l'amplificateur sélectif, le bruit en sortie de l'amplificateur à basse fréquence en fonction du niveau d'un bruit blanc injecté à l'entrée, l'onde pilote étant à -10 dBmo.

Les résultats sont donnés par la courbe 2 de la figure 17. La partie linéaire de cette courbe a été rattachée à la courbe théorique de la liaison (courbe 1)

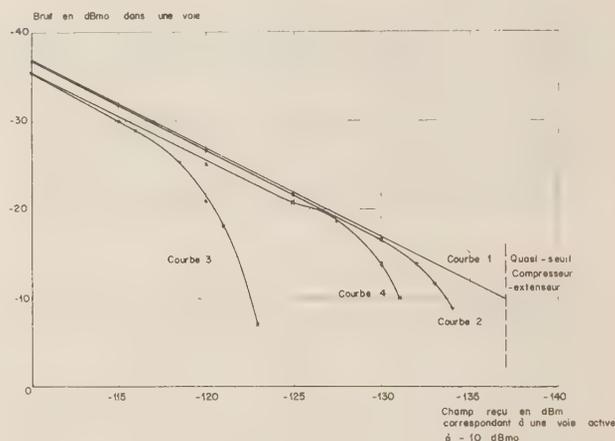


FIG. 17. — Rapport signal/bruit de la liaison en fonction du champ reçu.

ce qui permet de localiser, par rapport au quasi-seuil, le seuil du système de reconstitution de la fréquence porteuse dans son fonctionnement en laboratoire.

Le quasi-seuil théorique est donc masqué avec une marge de 3 à 5 dB par un seuil parasite dû au système de reconstitution de la fréquence porteuse.

Pendant les essais de liaison entre Paris et Caen, on s'est appliqué à vérifier la même caractéristique. Le signal à double bande est affecté de fluctuations de niveau dues à la propagation. La courbe 3 de la figure 17 donne le bruit en fonction du champ reçu dans la zone de seuil du système de reconstitution de la fréquence porteuse pour une onde pilote à -10 dBmo. Pour atteindre cette zone de fonctionnement de la liaison, ou l'on a agi sur la puissance émise, ou l'on a inséré un atténuateur variable à l'entrée du récepteur. La détérioration apparente du seuil par rapport à la courbe 2 de cette même figure est due à la structure statistique des fadings rapides, qui fait intervenir les bruits dans la chaîne de reconstitution de porteuse avec un facteur de crête apparent plus élevé : elle vaut une douzaine de dB.

Pour vérifier que la détérioration du seuil de la liaison par les caractéristiques de propagation se fait sentir principalement sur le système de reconstitution de la fréquence porteuse, on transpose, à l'émission comme à la réception, le niveau de l'onde pilote à 0 dBmo.

La courbe relevée est donnée en 4 sur la figure 17.

Le déplacement du niveau de l'onde pilote de 10 dB a amélioré le seuil de la transmission de 8,5 dB environ. Cette amélioration du seuil parasite est, en fait, obtenue pendant un fort pourcentage du temps même si l'onde pilote n'est qu'au niveau -10 dBmo ; en effet, il suffit que quelques voies soient alimentées en courants vocaux pour que la reconstitution de porteuse bénéficie d'une augmentation du rapport signal/bruit voisine de celle que procure l'augmentation du niveau de l'onde pilote.

3. Comparaison des performances obtenues en modulation de fréquence et en modulation d'amplitude à porteuse supprimée sur le trajet Paris-Caen

Etablissons à présent la comparaison des seuils de fonctionnement dans les équipements de transmission à modulation de fréquence (essais 1958-1959) et à modulation d'amplitude double bande à porteuse supprimée (essais 1962-1963).

3.1. COMPARAISON DES SEUILS DE FONCTIONNEMENT

Les essais de liaison ayant eu lieu à des périodes différentes, et les atténuations en propagation troposphérique étant très fluctuantes par nature, les comparaisons numériques strictes entre les deux systèmes de modulation doivent être faites sur des mesures relevées en laboratoire ; au surplus, les mesures en propagation ont, à leur précision près, pleinement confirmé les mesures comparatives en laboratoire.

D'après celles-ci, le récepteur troposphérique à modulation de fréquence a un seuil de fonctionnement apparaissant au niveau de -91 dBm, le facteur de bruit du récepteur étant de 8 dB.

Dans des conditions analogues, le seuil propre au système de reconstitution de la fréquence porteuse dans le système à modulation d'amplitude correspond à une puissance à l'entrée du récepteur de -132 dBm pour une onde pilote émise à -10 dBmo. Pour le niveau de signal sinusoïdal donnant la même crête qu'un multiplex à trente voies téléphoniques, cela correspond à une puissance reçue de 114,5 dBm. Le facteur de bruit du récepteur utilisé pour ces mesurés est de 2 dB.

L'amélioration présentée par l'équipement à modulation d'amplitude par rapport à celui à modulation de fréquence est de :

$$-91 \text{ dBm} + 114,5 \text{ dBm} = 23,5 \text{ dB.}$$

En tenant compte des facteurs de bruit différents des deux récepteurs, l'amélioration propre au procédé de modulation est de 17,5 dB.

Ce résultat est obtenu en comparant la puissance de crête dans le cas de la modulation d'amplitude à la puissance moyenne constante dans le cas de la modulation de fréquence. Bien entendu, si les comparaisons étaient établies pour une puissance moyenne identique, l'amélioration pourrait être de 24 dB.

Cependant, comme nous l'avons vu, il peut être jugé utile d'augmenter de 10 dB le niveau de l'onde pilote, ce qui conduit à lui allouer une puissance non négligeable et ramène l'amélioration à 21 dB.

3.2. COMPARAISON EN FONCTION DE LA QUALITÉ DES VOIES TÉLÉPHONIQUES

Les signaux de sortie sur voies téléphoniques ont fait l'objet d'enregistrements sur bandes magnétiques effectués à la réception lors des essais de transmission à modulation d'amplitude sur la liaison Paris-Caen. Il s'agit de textes lus à l'émission par l'intermédiaire d'un combiné téléphonique.

On peut notamment citer huit enregistrements dont les deux premiers correspondent à un affaiblissement de propagation sensiblement égal à la valeur médiane, le second portant sur une voie avec compresseur-extenseur. Les quatre enregistrements suivants correspondent à une puissance de réception inférieure de 15 dB, et on peut y distinguer les effets de la réception en diversité et de l'emploi des compresseurs-extenseurs. Ce champ paraissait à peu près limite avec le niveau de l'onde pilote à -10 dBmo, mais on a pu constater qu'en élevant de 10 dB le niveau de l'onde pilote, ce qui change assez peu la puissance maximale équivalente à trente voies (37,2 W au lieu de 31,6), on pouvait recevoir de façon encore satisfaisante avec 10 dB d'atténuation supplémentaire. C'est ce qu'a démontré le septième enregistrement. Le dernier enregistrement a été fait pour correspondre à un affaiblissement de propagation intermédiaire (de 10 dB supérieur à l'affaiblissement médian), condition déjà défavorable mais assez fréquemment rencontrée. On a replacé le niveau de l'onde pilote à -10 dBmo.

Les niveaux les plus bas de champ reçu étaient obtenus au moyen d'une atténuation supplémentaire et artificielle de la puissance transmise.

N° de l'enregistrement	Puissance moyenne émise par voie active en watts	Puissance maximale émise pour trente voies en watts
1	17,7	1 000
2	17,7	1 000
3	0,56	31,6
4	0,56	31,6
5	0,56	31,6
6	0,56	31,6
7	0,056	3,72
8	1,77	100

Pour obtenir la puissance maximale émise pour trente voies en partant d'une voie active au niveau

-10 dBmo, il faut multiplier cette dernière par 56,5 (17,5 dB) lorsque le pilote est à -10 dBmo et par 66,5 (18,2 dB) lorsque le niveau de l'onde pilote est placé à 0 dBmo. On voit alors que l'enregistrement n° 7, qui présente des conditions de réception tout à fait intelligibles, correspond à une puissance maximale émise de 37,2 W pour un affaiblissement de 201 dB. Notamment, les interruptions par fading rapide y occupent environ 2 % du temps, ce qui permet de penser qu'on se trouve largement au dessus du seuil parasite, sans que l'on puisse dire exactement de combien de décibels.

Le seuil en modulation de fréquence se situait aux environs de -91 dBm, ce qui, pour un affaiblissement de 201 dBm et une marge de fading rapide de 11 dB correspondait à une puissance émise de 1,5 kW. Si l'on prend une marge égale à 10 dB par rapport à l'enregistrement n° 7 (ce qui donne une marge certainement supérieure à 10 dB par rapport au seuil réel), la puissance de crête nécessaire à l'émission en modulation d'amplitude sans porteuse est de 37,2 W. Le rapport d'amélioration en puissance des conditions de seuil est donc, à coup sûr, notablement supérieur à 1 500/37,2 # 40 soit 16 dB, si on prend la référence à la puissance de crête. Si, tenant compte de la même marge de sécurité, on prend référence à la puissance moyenne émise, qui est alors de 12,4 W, le rapport d'amélioration est certainement supérieur à 1 500/12,4, soit environ 21 dB. On constate d'ailleurs sur ces enregistrements que les pointes de fading ne présentent pas subjectivement l'allure d'un déferlement de vagues comme en modulation de fréquence, ce qui confirme que le seuil a ici un caractère beaucoup moins abrupt ; le rapport d'amélioration sur lequel on peut compter correspond sensiblement à celui qui pouvait être déduit des prévisions théoriques et des mesures en laboratoire.

On peut en tous cas assurer, à la suite de ces essais, qu'on obtient une fiabilité de transmission certainement supérieure à celle que donnait la modulation de fréquence avec une puissance émise de 1,5 kW, en utilisant seulement une puissance moyenne de 12,4 W ou une puissance de crête de 37,2 W à l'émission, résultat qu'il a paru intéressant de mentionner.

IV. CONCLUSION GÉNÉRALE

Pour résumer ce qui précède, on peut affirmer, en se fondant sur l'expérience aussi bien que sur la théorie, qu'à fiabilité égale, le procédé de transmission par modulation d'amplitude à double bande et porteuse supprimée permet, par rapport au système à modulation de fréquence :

1° dans le cas de la liaison traitée, de réduire la puissance moyenne émise de 21 dB, c'est-à-dire dans un rapport 126 ;

2° dans le cas d'une liaison similaire, à puissance moyenne émise égale, de doubler à peu près

la portée des équipements en propagation trans-horizon ou de la multiplier par 11 en propagation en vue directe (applications spatiales) ;

3° dans le cas d'une liaison similaire et d'émetteurs ayant les mêmes possibilités de puissance moyenne, d'employer des aériens de diamètre 3,35 fois plus petit ;

4° dans un cas quelconque, d'effectuer un dosage approprié entre les trois possibilités précédentes.

Par ailleurs, le système à modulation d'amplitude et porteuse supprimée se prête à la réalisation d'équipements notablement plus simples que le système à bande latérale unique, surtout en ondes décimétriques ou plus courtes.

*
* *

Les auteurs remercient la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent travail.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] TELFORD M. — Tropospheric scatter system evaluation. *J. Brit. IRE*, 511-523, September 1958.
- [2] EGLI J.J. — UHF radio-relay system engineering, *PIRE*, 115-124, January 1953.
- [3] GIGER A.J. and CHAFFEE J.G. — The FM demodulator with negative feedback. *BSTJ*, July 1963.
- [4] ENLOE L.H. — Decreasing the threshold in FM by frequency feedback. *PIRE*, January 1962.
- [5] RIZZONI E.M. — Compandor loading and noise improvement in frequency division multiplex radio-relay systems. *PIRE*, 48 (2), 208-220, February 1960.
- [6] HERN H.D. and ULSTAD M.S. — A method of improving reception in FM communications. *IRE Wescon Conv. Rec.*, part. 8, 46-52, 1958.
- [7] CHAFFEE J.G. — The application of negative feedback to frequency-modulation systems. *BSTJ*, 18, 404-437, May 1939.
- [8] GRAYSON H., McLEOD T.S., DUNKLEY R.A.G. and DAWSON G. — Circuit technique in FM microwave links. *PIEE*, part. III, September 1952.
- [9] MORITA M. and ITO S. — High sensitivity receiving system for frequency modulated wave. *IRE Convention*, part. 5, 228-237, 1960.
- [10] MORROW W.E., MACK C.L., NICHOLS B.E. and LEONHARD J. — Single sideband techniques in UHF long range communications. *PIRE*, 44 (12), 1854-1873, December 1956.
- [11] COSTAS J.P. — Synchronous communications. *PIRE*, 44 (12), 1713-1718, December 1956.
- [12] CHASKIN W.S. and CURTIS G.L. — Double sideband suppressed carrier multiplex equipment for cable and microwave applications. *IRE Transactions on Communications Systems*, 92-94, June 1959.
- [13] WOOD R.H. and WHYLAND W.P. — A synchronous communications receiver for military UHF band. *IRE Transactions on Communications Systems*, 129-133, June 1959.

UN RÉSEAU DE CONNEXION POUR CENTRAL TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE

PAR

J. DUQUESNE et M. ROUZIER

*Ingénieur et Inspecteur Principal Adjoint des Télécommunications
Département Recherches sur les Machines Électroniques
Centre National d'Études des Télécommunications*

1. Introduction

L'automatisation de la commutation téléphonique, c'est-à-dire des moyens nécessaires à l'établissement et à la rupture des communications, a suivi de près l'invention du téléphone. C'est en effet en 1892, seize ans après la présentation du premier appareil téléphonique par Graham Bell, que le premier auto-commutateur public a été mis en service dans la petite ville de La Porte (Indiana) aux États-Unis. Après plus d'un demi-siècle, l'électronique est entrée dans le domaine de la commutation, également aux États-Unis, où un central électronique a été expérimenté à partir de Novembre 1960 pendant un peu plus d'un an à Morris (Illinois) [1]. Trois centraux expérimentaux ont été ensuite mis en service entre novembre 1962 et juillet 1963 en Grande-Bretagne et en Allemagne Fédérale [2], [3], [4].

L'objet de cet article est de décrire les travaux du Centre National d'Études des Télécommunications (Département « Recherches sur les Machines Électroniques ») dans le domaine des réseaux de connexion électroniques, travaux qui vont se concrétiser par la mise en service au début de 1965 à Lannion (Côtes-du-Nord) d'un central expérimental [5].

Avant de décrire les caractéristiques et les grandes lignes de l'organisation du réseau de connexion du central électronique de Lannion, nous précisons le rôle que joue le réseau de connexion dans un auto-commutateur et nous donnerons quelques idées sur les diverses possibilités qui s'offrent à l'ingénieur dans ce domaine, sur le plan des principes comme sur celui de la technologie.

2. Rôle du réseau de connexion dans un central téléphonique

Le réseau de connexion comprend les organes destinés à acheminer les courants alternatifs engendrés par les microphones des abonnés en conversation. Si, par exemple, 10 000 postes d'abonnés sont rac-

cordés au central, le réseau de connexion devra permettre de relier entre eux deux quelconques de ces 10 000 postes, en supposant connue l'identité du demandeur et du demandé. En d'autres termes, on peut distinguer dans le central, les organes d'enregistrement du numéro de l'abonné demandé, de taxation de l'abonné demandeur et les organes de connexion de l'abonné demandeur avec l'abonné demandé.

Cette distinction s'est introduite au fur et à mesure du perfectionnement des systèmes de commutation et de la spécialisation de leurs sous-ensembles : dans les systèmes les plus anciens, les mêmes organes effectuaient les opérations d'enregistrement et de connexion.

Parmi les organes chargés de connecter entre eux deux abonnés, on peut enfin distinguer les organes de concentration et les organes de connexion, proprement dits, ou de brassage. Un principe très général en commutation téléphonique consiste à proportionner le nombre d'organes d'un central au trafic qu'ils ont à écouler. Ce principe, qui semble s'imposer a priori, entraîne des conséquences importantes. En effet le trafic écoulé par un organe se mesure par le nombre d'appels qu'il peut traiter en un temps donné ; ce nombre dépend évidemment du temps de prise de l'organe considéré, c'est-à-dire du temps qu'il met à traiter un seul appel. Il en résulte qu'on aura intérêt à classer en plusieurs types les opérations à effectuer pour établir et libérer une communication. Chaque type d'opération sera effectué par un organe spécialisé dont le temps de prise sera réduit au strict minimum et dont le nombre total sera calculé pour assurer une bonne qualité de service aux abonnés. Dans cet ordre d'idées, on est amené à tenir compte du fait que tous les abonnés d'un central ne téléphonent pas tous en même temps. En fait, dans la plupart des centraux téléphoniques, la ligne d'un abonné est occupée, pendant l'heure la plus chargée, environ 8 % du temps en moyenne. Il en résulte que le central devra pouvoir écouler entre 400 et 800 communications simultanées seulement (suivant qu'il s'agit de trafic local ou extérieur) avec une certaine probabilité de

« perte » due au fait que la valeur de 8 % est une valeur moyenne et non une valeur instantanée. Pour tenir compte de cette dernière il faut dimensionner plus largement le central dans des proportions qui sont données par des calculs de probabilité [6], [7].

Le nombre de communications simultanées étant très inférieur au nombre d'abonnés du central, on est amené à prévoir des étages de concentration (ou étages de « présélection ») qui, comme leur nom l'indique, permettent de concentrer le trafic d'un groupe d'abonnés sur un nombre plus faible de « lignes de concentration ». Le rôle du réseau de brassage ou réseau de connexion proprement dit sera de permettre l'interconnexion deux à deux de n'importe quelles lignes de concentration. Une telle organisation est schématisée sur la figure 1 où l'on a fait

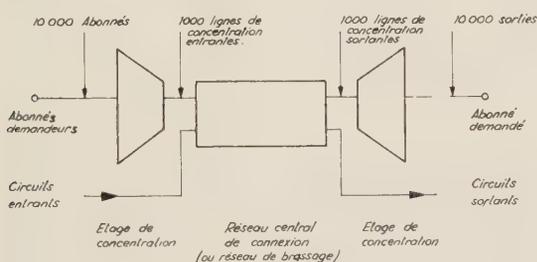


FIG. 1. — Réseau de connexion.

figurer également les circuits, entrants et sortants, en provenance ou à destination des autres centraux reliés au central considéré. Ces circuits véhiculant déjà un trafic important n'ont pas besoin d'être eux-mêmes concentrés.

L'étude qui va suivre s'appliquera plus particulièrement au réseau central de connexion (que l'on appellera désormais simplement « réseau de connexion ») et on renverra le lecteur aux publications traitant des étages de concentration : [8], [9], [10].

3. Problèmes posés par le réseau de connexion

Ces problèmes peuvent être classés en trois catégories. Ils tiennent d'abord à la technologie du point de connexion lui-même, puis à la façon dont un point de connexion est choisi puis libéré au cours d'une communication, enfin à la manière dont les points de connexion sont reliés les uns aux autres pour former le réseau de connexion du central téléphonique.

3.1. TECHNOLOGIE DU POINT DE CONNEXION

Jusqu'à ces dernières années, on n'envisageait que des dispositifs électromécaniques, c'est-à-dire des contacts métalliques établis par des relais ou des électro-aimants. On pense maintenant à des points de connexion électroniques, c'est-à-dire pratiquement à base de semiconducteurs. Ces derniers peuvent être affectés à une conversation téléphonique donnée pendant toute la durée de celle-ci — on parle alors de commutation « spatiale » — ou pendant une faible fraction de temps, de l'ordre d'un pour cent par exemple, et on

dit que l'on fait de la commutation « temporelle » selon un principe analogue aux multiplex à division dans le temps.

3.1.1. Divers types de points de connexion électromécaniques

Depuis l'invention par Strowger en 1889 du premier sélecteur pour centraux téléphoniques automatiques, un certain nombre de points de connexion ont vu le jour. On peut les classer en trois catégories : les systèmes rotatifs à contacts glissants, les systèmes crossbar, et les systèmes utilisant des relais à contacts scellés ou relais à tiges (reed - relays).

a) Les systèmes rotatifs

Ils peuvent eux-mêmes se subdiviser en systèmes à simple mouvement et systèmes à double mouvement. Le système Strowger appartient à ce dernier type ainsi que le système Ericsson à 500 points et, dans une certaine mesure, les systèmes Panel et Rotary 7A. Les systèmes à simple mouvement ont été créés par la suite ; on peut citer parmi eux les systèmes R6, L43, Rotary 7 B1, Siemens EMD. Le principe est toujours semblable : des balais conducteurs dont le déplacement est commandé par un électro-aimant glissent sur des contacts*. Dans les systèmes à simple mouvement, les contacts sont disposés en arc de cercle, les balais tournant autour de celui-ci.

Dans les systèmes à double mouvement, les balais se déplacent suivant des coordonnées cylindriques (Strowger, Rotary 7A), polaires (Ericsson à 500 points) ou cartésiennes (Panel, Ericsson XY).

b) Les systèmes crossbar

Le progrès a consisté dans les systèmes à contacts glissants à passer du mouvement selon deux coordonnées à un mouvement plus simple selon une seule coordonnée, c'est-à-dire en pratique une rotation. Le progrès apporté par les systèmes crossbar a consisté à remplacer des mouvements de grande amplitude par des mouvements de faible amplitude analogues à ceux qu'effectuent les armatures et les contacts des relais électromécaniques classiques. La diminution de l'amplitude de ces mouvements permet, d'une part, une diminution du temps de fonctionnement des organes et d'autre part, une diminution de l'usure des pièces mécaniques, et partant une meilleure fiabilité. Tous les types de commutateurs crossbar existants se ressemblent beaucoup et ne diffèrent pratiquement que par leur capacité. En effet, un commutateur crossbar peut être considéré schématiquement comme une matrice de points de connexion (fig. 2), c'est-à-dire un arrangement en tableau rectangulaire comportant un certain nombre d'entrées et de sorties, chaque point de connexion pouvant comporter lui-même un certain nombre n de contacts (de 3 à 10 en pratique).

On n'insistera pas sur la réalisation mécanique de ces commutateurs, renvoyant le lecteur aux ouvrages spécialisés traitant de la question [11]. On remarquera

(*) Notons cependant que dans le système Siemens EMD les fils de conversation sont commutés après arrêt du sélecteur ce qui évite le glissement des contacts.

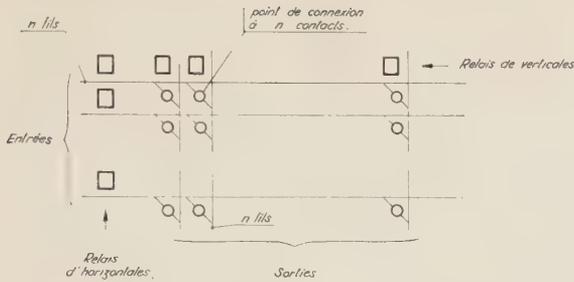


FIG. 2. — Représentation schématique d'un commutateur Crossbar.

toutefois que la mise au travail d'un point de connexion, c'est-à-dire l'établissement d'une liaison métallique entre une ligne et une colonne de la matrice de la figure 2, nécessite l'excitation d'un relais correspondant à la ligne (électro-aimant d'horizontale), puis d'un relais correspondant à la colonne (électro-aimant de verticale), enfin le relâchement du relais d'horizontale. Le maintien de la liaison s'effectue grâce au relais de verticale : on verra par la suite qu'il peut avoir lieu à l'aide d'un contact métallique alimentant la bobine du relais (maintien électrique) ou par l'action d'un aimant permanent associé au relais (maintien magnétique). Si la matrice est à p lignes et q colonnes, il faudra donc $p + q$ relais pour assurer toutes les liaisons possibles.

c) Les relais à contacts scellés

Plus récemment sont apparus les relais à tiges [12] dont les contacts constitués chacun de deux tiges métalliques placées en regard l'une de l'autre sont scellés dans une ampoule remplie de gaz inerte (fig. 3). L'application d'un champ magnétique parallèle aux tiges permet de les faire s'attirer et entrer en contact.

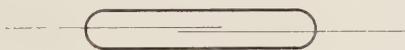


FIG. 3. — Contact scellé pour relais à tiges.

Ce champ magnétique peut être créé par exemple par un solénoïde d'axe parallèle aux tiges. Un certain nombre de relais peuvent être disposés sous forme de matrice pour former l'équivalent d'un commutateur crossbar. Dans l'hypothèse où chaque point de connexion comporte un solénoïde de commande, on voit qu'une matrice de p lignes et q colonnes nécessite pq solénoïdes.

Les relais à tiges apportent un progrès dans deux domaines : celui de la fiabilité puisque les contacts établissant les communications sont sous enveloppe scellée, c'est-à-dire à l'abri de la poussière et de l'oxydation ; celui de la rapidité de fonctionnement, car le temps de commutation d'un relais à tige est de l'ordre de la milliseconde contre une vingtaine de millisecondes pour un commutateur crossbar.

3.1.2. Les points de connexion électroniques

Le développement de l'électronique a conduit les spécialistes de la téléphonie à envisager l'utilisation de composants électroniques pour remplacer les contacts métalliques des divers types que l'on vient d'énumérer, ce qui permettrait de profiter de la rapidité de fonctionnement de ces composants — environ mille fois plus grande que celle des relais à contacts scellés — et de leur usure absolument nulle puisqu'aucun mouvement mécanique n'entre en jeu.

a) Commutation spatiale

Si l'on veut réaliser des commutateurs de type spatial c'est-à-dire, rappelons-le, dans lesquels un point de connexion est mis au travail pendant toute la conversation des abonnés, il est commode d'avoir un dispositif bistable que l'on puisse placer dans l'un de ses deux états d'équilibre par des impulsions de courte durée (en d'autres termes un dispositif constituant une « mémoire unitaire ») et présentant, entre deux bornes d'entrée, une impédance très élevée dans un état et très faible dans l'autre.

Le premier dispositif présentant ces caractéristiques que l'on ait utilisé est le tube à gaz à cathode froide [13]. La caractéristique tension (V) courant (I) est donnée sur la figure 4. Si l'on met en série le tube à gaz avec

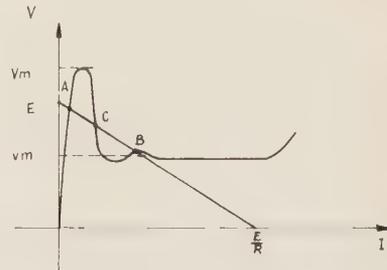


FIG. 4. — Caractéristique d'un tube à gaz.

une alimentation continue de force électromotrice E et de résistance interne R , choisies de telle façon que la droite de charge d'équation $V = E - RI$ coupe la caractéristique en trois points A, B, C , le tube peut prendre l'un des deux états stables correspondant aux points A et B . Au point A , le tube présente une résistance différentielle élevée (de l'ordre du mégohm), au point B une résistance différentielle faible pouvant même devenir légèrement négative. Les tensions V_a d'amorçage et V_m de maintien peuvent être respectivement de l'ordre de 180 V et 100 V.

Ces valeurs élevées de tensions ne permettent pas une association très facile des tubes à gaz avec les transistors qui, on le sait, fonctionnent à basse tension. De plus, pour obtenir des temps de commutation faibles (inférieurs à une milliseconde par exemple), on doit prendre des dispositions telles que l'adjonction d'une cathode photoélectrique. Enfin les tubes à gaz présentent une fiabilité nettement inférieure à celle des dispositifs à semiconducteurs. C'est pour cette raison que des tubes à gaz à cathode froide, après avoir été utilisés dans

des systèmes expérimentaux [14], [15], sont actuellement abandonnés.

Aussi c'est vers des points de connexion à semi-conducteurs que l'on s'est orienté par la suite. Ils peuvent être réalisés sous deux formes :

— la forme « intégrée » qui, comme pour le tube à gaz, rassemble les caractéristiques énumérées plus haut dans un seul composant ;

— la forme « éclatée » qui reproduit ces caractéristiques au moyen de plusieurs composants plus classiques tels que des transistors, des diodes, des résistances.

La forme intégrée est représentée par le triode et la diode PNPN [16]. Les caractéristiques (fig. 5) de cette dernière sont fonction des fronts des impulsions de commande, ce qui se traduit par une possibilité de basculement de la diode, de l'état bloqué à l'état passant, sous l'action de parasites très brefs. La protection des points de connexion contre de tels parasites étant relativement délicate, on a été amené à

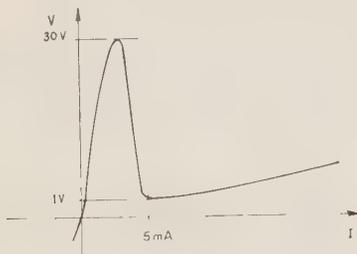


FIG. 5. — Caractéristique d'une diode PNPN.

s'orienter vers des triodes PNPN qui ne sont autres qu'un transistor auquel on a ajouté une jonction supplémentaire. Ce dispositif est pratiquement insensible aux parasites grâce au potentiel de blocage que l'on peut appliquer sur la base. Lorsque l'on polarise en direct celle-ci et qu'un courant I_b la parcourt, la caractéristique (fig. 6) se déforme. Si la triode est polarisée pour $I_b = 0$ de façon que la droite de charge coupe la caractéristique en trois points $A B C$, cette dernière passe au dessous de la droite de charge lorsque I_b croît ; si, de plus, le point de fonctionnement initial était A (état bloqué), le point de fonctionnement passe en B (état passant). Le passage inverse de

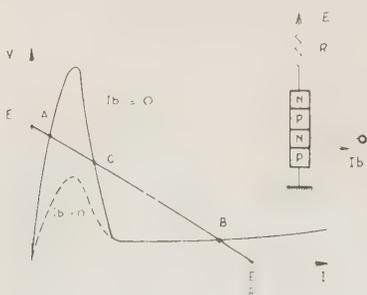


FIG. 6. — Caractéristique d'une triode PNPN.

l'état passant à l'état bloqué pourra se faire en coupant le courant, par exemple au moyen d'un transistor placé en série avec la triode.

Les triodes PNPN n'ont actuellement pas d'autre application technique que la commutation électronique, aussi on peut penser les remplacer par des montages sous forme éclatée, ce qui peut mener à des réalisations plus économiques. On décrira par la suite un tel point de connexion, mais il est bien évident que l'on peut imaginer de nombreux montages réalisant les caractéristiques souhaitées au moyen de composants classiques fabriqués en grande série.

On peut remarquer, en ce qui concerne les points de connexion électroniques, que ces derniers présentent actuellement certaines infériorités par rapport aux points de connexion classiques à contacts métalliques. En effet, les impédances d'un point de connexion électronique dans l'état bloqué et dans l'état passant, sont respectivement beaucoup moins élevées et beaucoup moins basses que celles d'un point de connexion classique. Toutefois le rapport nécessaire entre ces deux valeurs (imposées d'une part par l'affaiblissement diaphonique entre deux communications, d'autre part par l'affaiblissement admissible) est atteint par de nombreux points de connexion électroniques. D'autre part, le circuit électrique de commande de ces derniers est entièrement indépendant du contact qu'il établit, alors qu'un point de connexion électronique nécessite des polarisations communes au circuit de commande et au circuit d'utilisation. Cette dernière sujétion oblige à prévoir un isolement des lignes entrant sur le réseau par translateur (fig. 7), ce qui introduit un affaiblissement supplémentaire qui peut ne pas être négligeable. On verra, par la suite, comment on peut être amené à compenser un tel affaiblissement.

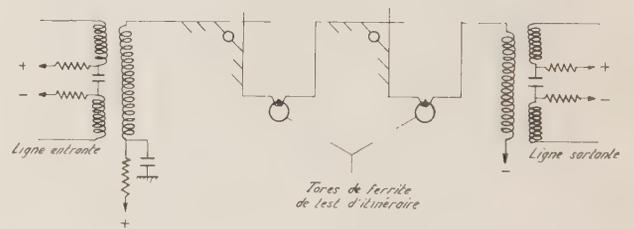


FIG. 7. — Réseau de connexion, isolement des lignes entrantes et sortantes, test d'itinéraire direct.

On pourrait imaginer des points de connexion faisant intervenir des effets autres que l'effet transistor et ne nécessitant pas un isolement du réseau. L'effet Hall, l'effet magnéto-résistant ou photorésistant satisfont à cette condition, mais ne fournissent pas, au moins dans l'état actuel de la technique, des variations d'impédance d'un ordre de grandeur suffisant.

b) Commutation temporelle

Pour profiter au maximum de la rapidité des composants électroniques, on peut penser n'affecter un point de connexion à une conversation téléphonique donnée que pendant une faible partie du temps, c'est-à-dire écouler plusieurs communications par le même point de connexion selon le principe des multiplex à

division dans le temps, [3], [17], [18]. On sait, d'après le théorème de Shannon, qu'il suffit d'échantillonner un signal de fréquence F par des impulsions ayant une fréquence de répétition au moins égale à $2F$ pour récupérer après filtrage la fréquence initiale. Un tel échantillonnage donne des impulsions modulées en amplitude, que l'on peut transformer en impulsions d'amplitude constante modulées en durée, en impulsions codées, etc. Les impulsions d'amplitude constante permettent une régénération des signaux par « tout ou rien » et simplifient les problèmes de transmission entre centraux qui ne nécessitent plus l'amplification rigoureusement linéaire des systèmes classiques. On peut ainsi envisager un système « intégré » de commutation et de transmission réunissant ces deux techniques actuellement distinctes. Les problèmes qui se posent actuellement dans le domaine de la commutation temporelle concernent les équipements de modulation qu'il faut réaliser de façon économique (rappelons qu'il faut un équipement de modulation et de démodulation par abonné), les canaux multiplex qui doivent pouvoir véhiculer le plus grand nombre de voies possibles, les équipements de commande du réseau de connexion dont la sécurité de fonctionnement est primordiale.

3.2. POSSIBILITÉS D'UTILISATION DES POINTS DE CONNEXION

Ce paragraphe concerne particulièrement les réseaux de connexion de type spatial, la commutation temporelle n'offrant, comme on le verra, qu'une seule possibilité pour l'utilisation des points de connexion.

Le problème qui se pose est de savoir quel processus sera utilisé pour chercher un itinéraire libre en vue d'effectuer une connexion, ainsi que pour libérer un itinéraire connecté.

3.2.1. Test d'itinéraires

Une première solution consiste à rechercher un itinéraire libre en allant tester directement le réseau de connexion. Plusieurs variantes de cette méthode sont possibles selon le type de point de connexion utilisé. C'est ainsi que, dans les systèmes crossbar classiques, la recherche d'un itinéraire se fait au moyen d'un « réseau image » constitué au moyen de contacts de repos des électro-aimants des verticales des commutateurs, c'est-à-dire qu'une maille sera considérée comme libre si on trouve l'électro-aimant correspondant au repos (on rappelle que, dans les commutateurs crossbar, ce sont les électro-aimants de verticale qui effectuent le maintien des itinéraires connectés).

Une autre méthode aurait consisté à tester un fil spécial établi en parallèle avec les deux fils de conversation. Enfin, dans le cas des réseaux de connexion électroniques, on a vu que les points de connexion sont complètement isolés de l'extérieur au moyen de translateurs, et qu'un point de connexion au travail se caractérise par un courant qui le parcourt. On peut alors envisager de tester l'occupation de chaque maille, c'est-à-dire de vérifier la présence d'un courant dans celle-ci au moyen d'un tore de ferrite, par exemple, bobiné sur le circuit de maille (fig. 7). La présence

ou l'absence de courant dans la maille se traduira, au moment où l'on voudra faire basculer le tore au moyen d'une impulsion sur un fil spécial, par la présence ou l'absence d'une impulsion de lecture sur un fil affecté à cet usage et traversant le tore.

Les exemples cités ne sont évidemment pas limitatifs et on peut imaginer divers types de test d'itinéraires faisant appel aux propriétés d'occupation des mailles du réseau. On peut noter cependant que ces tests peuvent concerner de plus ou moins près le chemin de conversation lui-même. Dans les exemples précédents on teste, en effet, des contacts des électro-aimants affectés au maintien des itinéraires, un itinéraire parallèle au chemin de conversation, ou le fil de conversation lui-même. A l'opposé, on peut se proposer de séparer complètement la fonction de test et la fonction de connexion et conserver dans une mémoire électronique, par exemple une mémoire à tores de ferrite, l'état d'occupation des mailles du réseau. Une telle solution, si elle permet de centraliser le matériel affecté au test d'itinéraires sous une forme beaucoup plus compacte que dans les solutions envisagées précédemment, présente d'autre part un inconvénient non négligeable : en cas de faute de la mémoire ou du réseau, il n'y a aucun moyen direct de remettre les informations contenues dans ces deux organes en concordance. On est donc obligé de prévoir des dispositifs élaborés de correction d'erreur dans les mémoires ainsi que des essais systématiques sur le réseau.

3.2.2. Libération des itinéraires

Un itinéraire étant connecté, il faut le libérer en fin de communication. Comme pour le test d'itinéraires, on peut envisager plusieurs possibilités.

La plus simple est celle utilisée dans les systèmes crossbar où les électro-aimants de verticales se maintiennent par des contacts établis à travers les étages précédents (fig. 8). C'est ainsi que, dans un réseau à

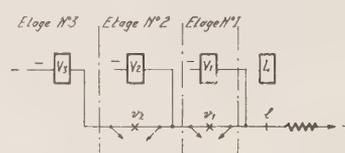


FIG. 8. — Libération d'un itinéraire dans un système crossbar.

trois étages, la verticale V_3 se maintient à travers les contacts V_1 et V_2 établis par les électro-aimants de verticale des étages précédents V_1 et V_2 sur un fil supplémentaire parallèle aux fils de conversation.

Il suffira de mettre au travail pendant un certain temps un relais de libération L dont un contact de repos est en série avec la chaîne pour libérer celle-ci, les relais V_1 , V_2 et V_3 n'étant plus alimentés.

Cette méthode peut s'appliquer également à un réseau de connexion à relais à tige ou électronique, mais le problème devient différent dans le cas où les relais et les électro-aimants sont à maintien individuel, par exemple à maintien magnétique [19], [20]. Dans ce cas, il ne suffit pas de couper le fil d'alimentation

d'une chaîne, il faut libérer un à un chaque relais engagé, ce qui nécessite l'identification, maille par maille, de l'itinéraire à déconnecter.

Comme pour le test d'itinéraires deux options sont possibles :

— On peut identifier les mailles de l'itinéraire grâce à un fil spécial parallèle aux fils de conversation sur lequel on placera un potentiel à l'extrémité que l'on veut déconnecter et qu'on identifiera de proche en proche au travers du réseau. D'autres solutions du même genre sont possibles : elles ont toutes pour caractéristique de tester directement le réseau.

— On peut aussi conserver les adresses des relais à libérer dans une mémoire électronique centralisée. Cette solution a les mêmes avantages que dans le cas du test d'itinéraires, mais les inconvénients en sont atténués du fait que l'on peut prévoir, au moins dans le cas de systèmes crossbar, un contrôle de la déconnexion des itinéraires et la possibilité, en cas de faute, de signaler au personnel de maintenance les points de connexion défectueux.

On peut noter également que la libération des points de connexion peut être effectuée soit à la fin d'une communication, soit au début de la communication empruntant les mêmes matrices. C'est ainsi que certains systèmes tolèrent la non-libération des points de connexion en s'appuyant sur le fait que l'établissement d'un nouvel itinéraire ramène au repos les points situés sur la même ligne et la même colonne dans toutes les matrices intervenant dans la connexion.

Dans le cas d'un autocommutateur temporel, le test et la libération des itinéraires doivent obligatoirement se faire au moyen d'une mémoire qui définit la position de temps affectée à une communication. Mais une erreur de la mémoire est peu grave, car c'est la mémoire seule qui définit l'état du réseau de connexion, étant donné qu'il n'y a pas de chemin physique affecté à une conversation. Il ne risque donc pas d'y avoir une discordance entre deux informations sans avoir la possibilité de les remettre facilement en accord.

3.3. DIAGRAMME

Le type de point de connexion et la façon de l'exploiter individuellement étant choisis, il reste à définir de quelle manière les points de connexion sont groupés pour constituer un réseau de grande capacité.

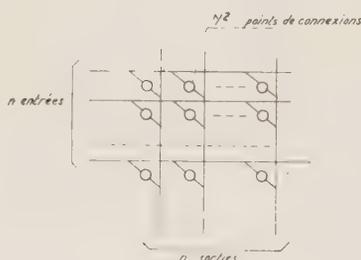
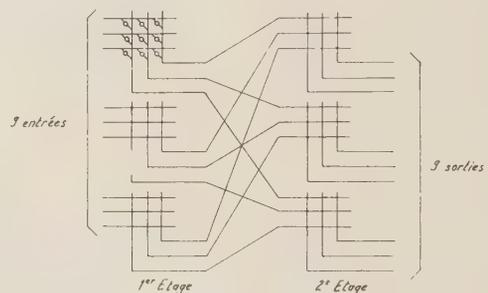


FIG. 9. — Brassage à un étage.

Ce dernier problème est indépendant des précédents, mais conditionne l'organisation des circuits logiques de commande du réseau.

Rappelons d'abord que le réseau permettant le brassage de n entrées sur n sorties pourrait être constitué tout simplement d'une matrice comportant n entrées et n sorties et, par conséquent, de n^2 points de connexion (fig. 9) ; on aurait alors réalisé un brassage à un étage. Si n est grand, il est évident que le nombre de points de connexion devient rapidement prohibitif ; c'est pourquoi on est amené à bâtir des réseaux à plusieurs étages de matrices, analogues au réseau à deux étages à 9 entrées et 9 sorties représenté sur la figure 10. Ce dernier comporte six matrices de 9 points de connexion, c'est-à-dire 54 points au lieu de $9 \times 9 = 81$ pour le réseau équivalent à un seul étage. Dans cet exemple, il n'y a qu'un chemin possible entre une entrée et une sortie données, mais on peut construire des réseaux permettant plusieurs chemins possibles.



NB. Les points de connexion n'ont été figurés que sur une matrice

FIG. 10. — Brassage à deux étages.

Au fur et à mesure que le nombre n croît, on est conduit à augmenter le nombre d'étages. L'économie de points de connexion ainsi réalisée se traduit par l'apparition d'une probabilité de perte dans le réseau qui est due à la possibilité d'un blocage interne au niveau des mailles intermédiaires entre étages. En d'autres termes, si un certain nombre de mailles sont occupées, il peut ne pas y avoir de chemin libre entre une entrée et une sortie libres du réseau. On renvoie le lecteur aux ouvrages spécialisés [6], [7] qui traitent des calculs de probabilité de blocage dans les réseaux de connexion, mais on va donner quelques idées qualitatives sur la manière de les organiser pour un bon rendement des organes.

3.3.1. La sélection conjuguée

Faire de la sélection conjuguée dans un réseau à plusieurs étages consiste, lorsqu'on doit relier une entrée à une sortie de ce réseau, à choisir un itinéraire parmi tous ceux qui sont libres entre l'entrée et la sortie. Ce principe peut paraître naturel, mais n'a été dégagé qu'à une date relativement récente. En effet, dans les anciens systèmes de commutation, l'itinéraire n'était choisi que dans une partie seulement des itinéraires libres et de proche en proche selon le principe de

la sélection « en pas à pas ». Celle-ci consiste à chercher une maille libre entre le premier et le second étage, puis entre le second et le troisième, et ainsi de suite jusqu'au point de sortie du réseau.

S'il y avait blocage au niveau d'une maille, on n'avait pas la possibilité de revenir en arrière et d'essayer un itinéraire à partir d'une autre maille libre de l'itinéraire précédent, et l'appel était perdu. Pratiquement tous les systèmes de commutation téléphonique, apparus depuis la Seconde Guerre Mondiale, utilisent, pour définir les diverses portions d'un itinéraire, le principe de la sélection conjuguée qui, on le voit, permet d'écouler un trafic donné avec une probabilité de perte plus faible que dans les anciens systèmes, ou ce qui revient au même, un trafic donné avec la même probabilité de perte, mais avec moins de points de connexion. Il est difficile de donner des chiffres précis sur l'économie en points de connexion que procure la sélection conjuguée, car ces chiffres dépendent des divers paramètres intervenant dans la constitution d'un réseau : dimension des matrices, nombre d'étages, nombre d'entrées, probabilité de perte admise. Cette économie peut atteindre, toutes choses égales par ailleurs, de 20 à 30 % sur le nombre de points de connexion nécessaires en sélection « pas à pas ».

3.3.2. La sélection avec renouvellement

La sélection avec renouvellement s'applique à des réseaux de connexion dans lesquels, par opposition aux réseaux avec lignes spécialisées (fig. 11), les lignes

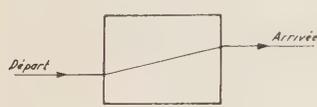


FIG. 11. — Réseau de connexion avec lignes spécialisées.



FIG. 12. — Réseau de connexion avec lignes mixtes.

entrantes sont mixtes, c'est-à-dire capables d'écouler du trafic de départ ou du trafic d'arrivée (fig. 12). En d'autres termes, les sorties de tels réseaux sont bouclées sur les entrées.

La figure 13 montre le principe de l'opération de

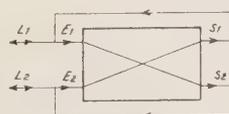


FIG. 13. — Principe du renouvellement.

renouvellement : normalement une communication entre un abonné demandeur arrivant sur L_1 et un abonné demandeur arrivant sur L_2 emprunte un trajet tel que L_1, E_1, S_2, L_2 .

Les lignes L_1 et L_2 sont supposées données au départ soit qu'il s'agisse de circuits entrants et sortants d'autres centraux, soit qu'il s'agisse de lignes de

concentration désignées par les étages de présélection. L'organe de commande du réseau doit donc choisir un itinéraire libre entre E_1 et S_2 . En fait, on peut remarquer que les points E_2 et S_1 jouent des rôles tout à fait semblables : l'opération de renouvellement consistera précisément, si l'on ne trouve pas d'itinéraire libre entre E_1 et S_2 , à essayer un itinéraire $E_2 S_1$. Cette opération permet d'augmenter de 50 % environ le trafic écoulé par le réseau.

3.3.3. L'entraide entre étages

La sélection conjuguée et le renouvellement s'appliquent globalement aux réseaux de connexion. L'entraide, elle, se pratique entre étages d'un même réseau. Soit, par exemple, un circuit entrant E , supposé fixé a priori sur l'étage n° 1 d'un réseau de connexion (fig. 14) et supposons que l'on désire connecter ce

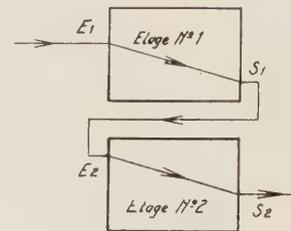


FIG. 14. — Entraide entre étages.

circuit E_1 sur un circuit sortant appartenant à un certain faisceau. Ce faisceau pourra être scindé en deux parties, l'une raccordée sur les sorties de l'étage n° 1, l'autre sur les sorties de l'étage n° 2. Du point de vue de la recherche d'un itinéraire, tous les circuits du faisceau sont considérés comme équivalents. Si tous les circuits raccordés sur l'étage n° 1 sont occupés, mais s'il reste au moins un circuit libre S_2 sur l'étage n° 2, on pourra connecter E_1 sur E_2 par le chemin $E_1 S_1 E_2 S_2$, à condition qu'il y ait une jonction telle que $S_1 E_2$ libre. Une telle jonction s'appelle une « maille d'entraide » entre les étages n° 1 et n° 2.

L'entrée E_1 a donc accès à tous les circuits du faisceau considéré, aussi bien ceux raccordés sur l'étage n° 1 que ceux raccordés sur l'étage n° 2. Cette propriété est valable quelle que soit l'entrée de l'étage n° 1. Toutes les entrées de l'étage n° 1 ont donc accès à toutes les sorties des étages n° 1 et n° 2, l'accessibilité n'étant limitée que par le nombre de mailles d'entraide.

On peut ainsi améliorer les conditions d'écoulement du trafic, en tenant compte du fait que deux faisceaux de n jonctions écoulent, à une probabilité de perte égale, moins de trafic qu'un seul faisceau à $2n$ jonctions. Il y a bien entraide entre les étages n° 1 et n° 2 puisque l'étage n° 2 peut absorber les pointes de trafic de l'étage n° 1. On notera, par ailleurs, que l'entraide est généralement réciproque entre les étages n° 1 et n° 2. De plus, ce procédé ne vaut que dans la mesure où la probabilité de blocage des mailles directes n'est pas trop élevée, sinon une grande partie du trafic serait écoulé par les mailles d'entraide,

ce qui reviendrait à prévoir un très grand nombre de points de connexion à cet effet : il serait plus simple d'ajouter un étage de brassage supplémentaire entre les étages n° 1 et n° 2 et les sorties qu'ils ont à desservir.

3.3.4. Le débordement

Le débordement est un cas particulier de l'entraide où des étages spécialisés, appelés « étages de débordement », sont utilisés pour écouler le trafic d'entraide (fig. 15). Soit à relier, par exemple, l'entrée E_1 de l'étage n° 1 à la sortie S_3 de l'étage n° 3. On peut emprunter une maille directe et passer par l'itinéraire $E_1S_1E_3S_3$; par contre, si aucune maille directe n'est

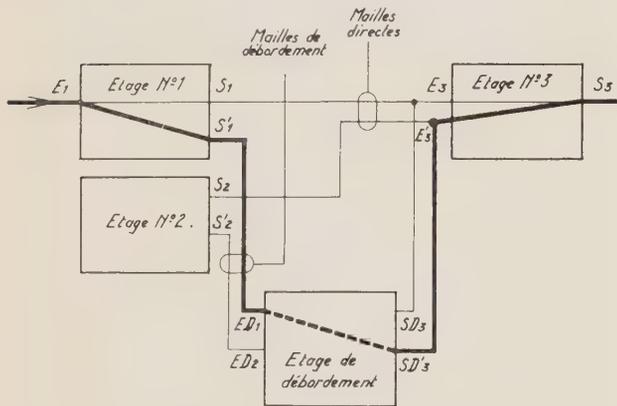


FIG. 15. — Principe du débordement.

libre, on peut passer par l'étage de débordement et emprunter l'itinéraire $E_1S_1'ED_1SD_1E_3'S_3$. On peut noter que l'entrée E_3' de l'étage n° 3 peut être spécialisée dans le débordement mais qu'elle peut aussi être confondue avec le point d'aboutissement d'une maille directe en provenance d'un autre étage, le n° 2 par exemple, comme indiqué sur la figure 15.

Les diverses possibilités d'organisation d'un réseau de connexion que l'on vient d'évoquer, sélection conjuguée, renouvellement, entraide, débordement nécessitent des organes de choix et de connexion d'itinéraires appropriés. De même, comme on l'a vu, le type de point de connexion et la manière de l'utiliser réagissent sur la conception de ces organes.

4. Principe du réseau de connexion du central électronique du C.N.E.T. à Lannion

4.1. PROBLÈME À RÉSOUDRE. OPTIONS PRISES

Le réseau de connexion doit desservir de 6 à 10 000 abonnés [14], [21]. Les postes téléphoniques et éventuellement les circuits à faible trafic sont raccordés par l'intermédiaire d'étages de présélection ou « groupes de concentration » pouvant être soit distants, soit à proximité du central. Il en résulte que les abonnés et les circuits auront accès au réseau de connexion par un nombre d'entrées limité, environ 2 000.

Le réseau de connexion sera entièrement électro-

nique, à répartition spatiale et étudié spécialement avec un double souci d'économie et de fiabilité. Il sera conçu pour permettre facilement les extensions de 2 500 à 10 000 abonnés.

Enfin le réseau recevra des ordres de connexion et de déconnexion, avec les adresses correspondantes, d'un Centre de Traitement des Informations (CTI), en l'occurrence le calculateur universel RAMSÈS étudié au C.N.E.T. et dont la description est donnée dans ce numéro de *l'Onde Electrique* (p. 212). Ces échanges d'information seront brefs, de l'ordre de quelques microsecondes. Le réseau de connexion effectuera ensuite, seul, les sélections d'itinéraires, les connexions ou déconnexions et les contrôles correspondants.

Le premier choix à faire est celui du point de connexion. Des considérations économiques et surtout la nécessité d'une grande sécurité nous ont conduit à éliminer des éléments qui ne sont pas encore vraiment entrés dans le domaine commercial : diodes ou triodes PNP, diodes tunnels, technétons de commutation.

Nous nous sommes orientés vers un point de connexion réalisé à partir de composants classiques : transistors, diodes et résistances dont les prix et la fiabilité sont suffisamment étudiés pour d'autres applications. Le point de connexion retenu est composé de deux transistors complémentaires, d'une diode et de quatre résistances, nous décrirons son fonctionnement ci-dessous. En raison du prix du « contact » électronique, il est nécessaire d'en réduire le nombre et, en particulier, de n'utiliser à chaque point de commutation qu'un seul fil. En conséquence, les points de connexion au travail sont traversés par un courant continu avec retour par la masse, c'est ce courant, qui, modulé, assure la transmission des signaux téléphoniques et, par sa présence, matérialise l'occupation d'un point.

C'est donc la présence ou l'absence de ce courant dans un point de test qui est reconnue pour la recherche d'un itinéraire. Cette solution présente deux avantages importants. Tout d'abord, dans sa réalisation au moyen d'un tore de ferrite, c'est une solution économique et très fiable ; ensuite elle permet de vérifier directement le fonctionnement du circuit utilisé par les signaux de conversation, contrairement aux réseaux à mémoire associée qui ne permettent aucun contrôle, ou aux systèmes à réseau image qui ne permettent que le contrôle de ce dernier.

D'autre part, il est possible de faire varier ce courant par une commande individuelle des bornes extrêmes ou médianes de l'itinéraire connecté. Nous verrons plus loin qu'il est ainsi possible d'identifier l'itinéraire emprunté par une communication en connaissant seulement l'un de ses points. Pour une déconnexion par exemple, à partir de l'adresse d'une des extrémités, on identifie le point médian, puis l'autre extrémité, on effectue alors la déconnexion à partir du point médian et l'on retransmet au calculateur central la deuxième adresse ainsi trouvée.

Pour des opérations de maintenance, on peut également fournir cette adresse sans provoquer la déconnexion.

Le diagramme du réseau permet des extensions faciles sans nécessiter un investissement trop lourd pour les petites capacités. Il est, d'autre part, déter-

miné de façon à réduire le plus possible le nombre de points de connexion qui représentent la quasi totalité du coût du réseau. L'optimisation est possible, car on peut théoriquement adopter, pour chaque commutateur élémentaire, la dimension minimale déterminée par les calculs de probabilités, contrairement aux systèmes électromécaniques classiques dont le champ est uniforme pour un type de sélecteur donné (une ou deux variantes sont possibles pour certains matériels). Une meilleure utilisation du matériel est enfin obtenue par l'emploi de la « sélection conjuguée » étendue à l'ensemble du réseau, et du « renouvellement ».

La grande vitesse de fonctionnement du réseau de connexion permet d'effectuer une à une les différentes opérations ce qui n'est pas possible dans les systèmes électromécaniques. Il en résulte une grande simplification des circuits de commande et la possibilité de dédoubler ces derniers sans précautions spéciales.

4.2. POINT DE CONNEXION

Dans l'immédiat, il ne semble pas que le débouché du point de connexion justifie sur le marché français, la fabrication d'un dispositif intégré spécial. En raison du nombre limité d'éléments nécessaires, il n'est pas possible d'envisager une production automatisée, d'où un double inconvénient pour le prix de revient et la fiabilité. Bien que les recherches soient faites pour rattacher cette fabrication à des chaînes existantes (diodes tunnels, triodes PNPN réalisées à partir de transistors), on a préféré utiliser, pour le réseau de connexion décrit dans cet article, un point de connexion constitué de composants classiques. La grande variété des combinaisons possibles a permis de concevoir un élément spécialement adapté à la commutation téléphonique.

4.2.1. Description

Le point de connexion utilisé est détaillé sur la figure 16, il comprend :

- 1 transistor PNP : S_1 ;
- 1 transistor NPN : S_2 ;
- 1 diode : D_1 ;
- 4 résistances : R_1 à R_4 .

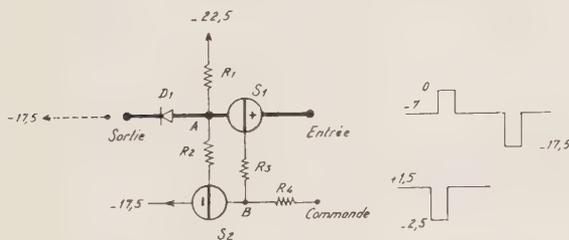


FIG. 16. — Point de connexion à composants classiques.

Le câblage est effectué en circuit imprimé sur une plaquette représentée figure 17. Pour une raison de sécurité, toutes les commandes sont faites par des liaisons « continues » et, pour une raison d'économie

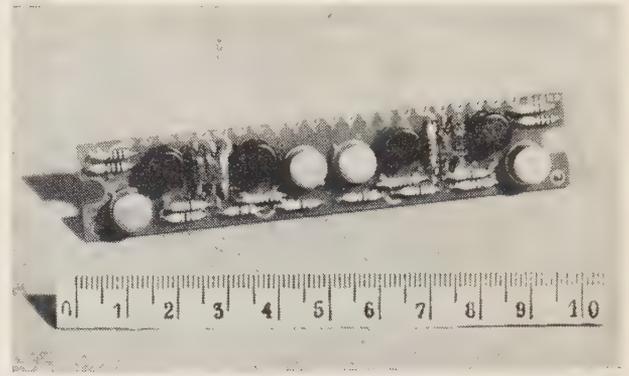


FIG. 17. — Point de connexion à composants classiques.

sur le prix des semiconducteurs, on a cherché à réduire les tensions qui leur sont appliquées ; il en résulte une diversité des tensions d'alimentation. Toutefois la plupart sont utilisées comme polarisation ou en régime impulsif et peuvent être produites à partir d'un faible nombre de tensions de base à fort débit.

Les caractéristiques d'utilisation des semiconducteurs sont données dans le tableau ci-dessous. Elles sont valables dans toute la plage de température d'utilisation : de + 10° à + 45°.

Caractéristiques	PNP		NPN		diodes	Unités
	émetteur base	collecteur base	émetteur base	collecteur base		
tension inverse	14	24	5	24	24	volts
courant inverse (1) .	50	50	50	50	50	micro-ampères
courant maximal ..	25	25	5	5	25	milli-ampères
temps de commutation maximal	10		10		10	micro-secondes
Gain	25		20			

Compte tenu des essais de vieillissement en cours et des études de fiabilité, il sera possible de définir les caractéristiques de tri des composants pour avoir un taux de fiabilité déterminé.

4.2.2. Caractéristiques de commutation et de transmission

En l'absence d'impulsions de commande (entrée à - 7 V et commande à + 1,5 V), le point de connexion (fig. 16) présente deux états stables :

- 1) Le transistor S_1 bloqué, le point A est à - 22,5 V, la diode D_1 et le transistor S_2 sont bloqués, le point B est à + 1,5 V. Le point de connexion est déconnecté.

(1) A la tension inverse maximale.

2) Le transistor S_1 est saturé, le point A est à -7 V , la diode D_1 est conductrice et le transistor S_2 est saturé, le point B est à $-17,5\text{ V}$. Le point de connexion est connecté.

L'application simultanée des deux impulsions : 0 V sur l'entrée et $-2,5\text{ V}$ sur la « commande », d'un point de connexion déconnecté, sature le transistor S_1 , donc le transistor S_2 , le point de connexion se connecte. Ultérieurement l'application d'un potentiel $-17,5\text{ V}$ sur l'entrée provoque le blocage de S_2 , donc de S_1 , le point de connexion se déconnecte.

Nous remarquons, d'autre part, qu'une impulsion de commande appliquée seule sur un point de connexion connecté est sans effet sur le potentiel du point B , S_2 étant saturé, et par conséquent sur les courants du transistor S_1 . Cette propriété est utilisée pour les commandes de connexion (§ 4.3.2).

Le point de connexion connecté est parcouru par un courant continu entre l'entrée et la sortie, l'impédance différentielle est faible, c'est celle d'un transistor saturé et d'une diode placée en série. Elle peut être assimilée à une résistance de l'ordre de $10\ \Omega$. Un courant dérivation traverse également les résistances R_2 et R_3 .

Le point de connexion déconnecté est équivalent à une ligne en double T représentée figure 18. Les résistances r_1, r_2, r_3 représentent respectivement les impédances dynamiques inverses de la jonction base



FIG. 18. — Schéma équivalent d'un point de connexion déconnecté.

émetteur, de la jonction base collecteur, de la diode ; les résistances R_2 et R_3 sont celles de la figure 16. L'impédance équivalente d'un tel réseau, même en utilisant des semiconducteurs au germanium, est de plusieurs centaines de mégohms, donc largement suffisante dans la pratique.

4.3. SCHÉMA DE BRASSAGE

Les points de connexion définis au paragraphe 4.2. sont assemblés en commutateurs élémentaires ou « matrices » dont le schéma est donné figure 19. Une matrice comporte n lignes reliées aux entrées et m colonnes reliées aux sorties ; à chaque colonne est, d'autre part, associée une « commande ». Chaque point d'intersection est équipé d'un point de connexion permettant de relier la ligne et la colonne correspondante. Le réseau de brassage est constitué par un assemblage de matrices en plusieurs étages de commutation.

On s'est efforcé de définir une structure nécessitant le minimum de points de connexion. Finalement après avoir examiné et comparé entre elles différentes solutions possibles, c'est un réseau à six étages de commutation et à matrices à huit entrées qui a été retenu.

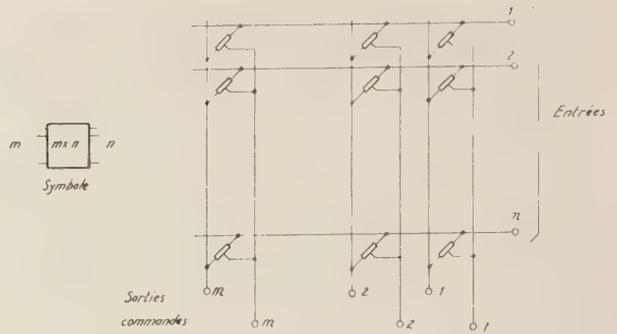


FIG. 19. — Matrice de commutation $n \times m$.

D'un autre côté, on a défini une structure de réseau aisément extensible, c'est-à-dire qui ne nécessite pas de modifications de câblage interne pour passer d'une capacité à une autre. Dans la structure retenue, l'extension s'effectue aisément depuis une capacité égale au quart de la capacité maximale, soit de 2 500 à 10 000 abonnés.

Les matrices correspondant aux six étages de commutation sont disposées en deux groupes identiques de trois étages, les équipements médians reliant ces deux groupes entre eux. Les étages d'entrée du réseau de connexion sont équipés de matrices 16×8 concentrant le trafic dans un rapport 2, tandis que les autres étages sont équipés de matrices 8×8 assurant le « brassage » des différentes matrices d'entrée. Les liaisons entre les différentes matrices sont appelées « jonctions ».

La structure du réseau de brassage entièrement équipé est donnée sur la figure 20. Il est à noter que

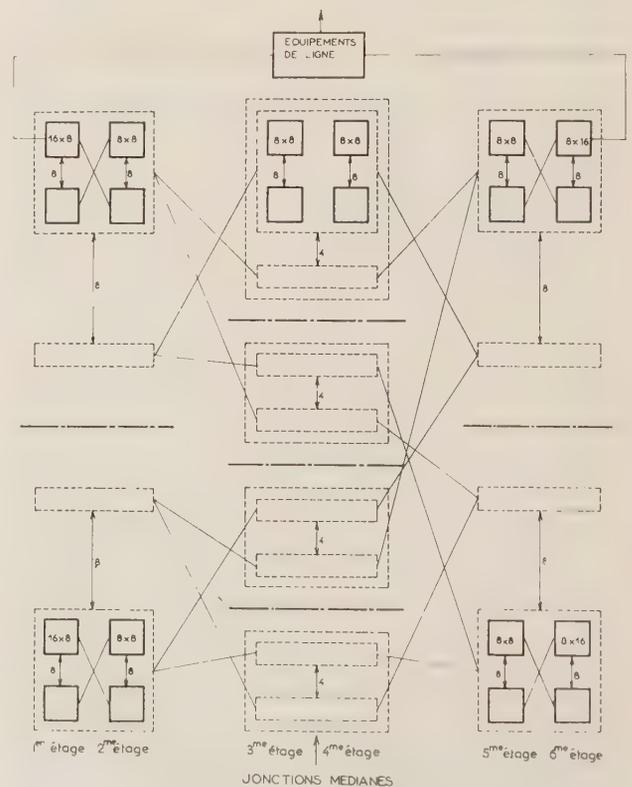


FIG. 20. — Structure du réseau de brassage.

chaque ligne téléphonique a accès aux deux côtés du réseau (étages 0 et 6) comme indiqué au § 3.3.2. Les caractéristiques principales de ce réseau sont les suivantes :

- six (2×3) étages de commutation,
- matrices à base 8,
- nombre de lignes entrantes : 2 048 (2^{11}),
- nombre de jonctions médianes : 1 024 (2^{10}),
- nombre de points de connexion : 65.536,
- charge moyenne des jonctions internes : 0,5 erlang,
- trafic écoulé pour une probabilité de blocage de 10^{-3} : 500 erlangs.

4.3.1. Principe de fonctionnement

En dehors des points de connexion, le réseau de connexion comporte des circuits logiques chargés des relations avec le Centre de Traitement des Informations ainsi que du déroulement des phases élémentaires constituant une opération de connexion ou de déconnexion d'un itinéraire.

La liaison entre les circuits logiques et les points de connexion se fait par l'intermédiaire d'« organes périphériques », à savoir :

- les testeurs qui sont chargés de la recherche des itinéraires,
- les marqueurs, qui ont pour rôle d'effectuer la

connexion d'un itinéraire libre ou la déconnexion d'un itinéraire occupé,

- les identificateurs, qui sont capables, connaissant l'extrémité d'un itinéraire connecté à travers le réseau, de trouver l'adresse de l'autre extrémité.

La figure 21 situe ces organes par rapport aux six étages du réseau de connexion.

a) Principe des recherches d'itinéraires

Soit à connecter deux lignes téléphoniques L_1 et L_2 , nous prenons arbitrairement L_1 sur l'étage 0 et L_2 sur l'étage 6. L'étude du réseau de brassage de la figure 20 montre que nous pouvons utiliser 8 jonctions à l'étage 1, $8 \times 4 = 32$ jonctions à l'étage 2, $8 \times 32 = 256$ jonctions à l'étage 3 et, par symétrie, 32 jonctions à l'étage 4 et 8 jonctions à l'étage 5. L'ensemble de ces jonctions constitue 256 itinéraires possibles. En raison des communications déjà établies certaines de ces jonctions sont occupées et une partie seulement de ces 256 itinéraires est utilisable.

Des tores à cycle d'hystérésis rectangulaire placés sur les différentes jonctions permettent de tester leur occupation. Le principe de fonctionnement de tels dispositifs est rappelé sur la figure 22.

Le tore reçoit des impulsions positives. Si le courant dans la jonction est nul (fig. 22a), le tore passe successivement dans les états *a*, *b*, *c* ; le passage de *a* en *b* correspond à un basculement et provoque un

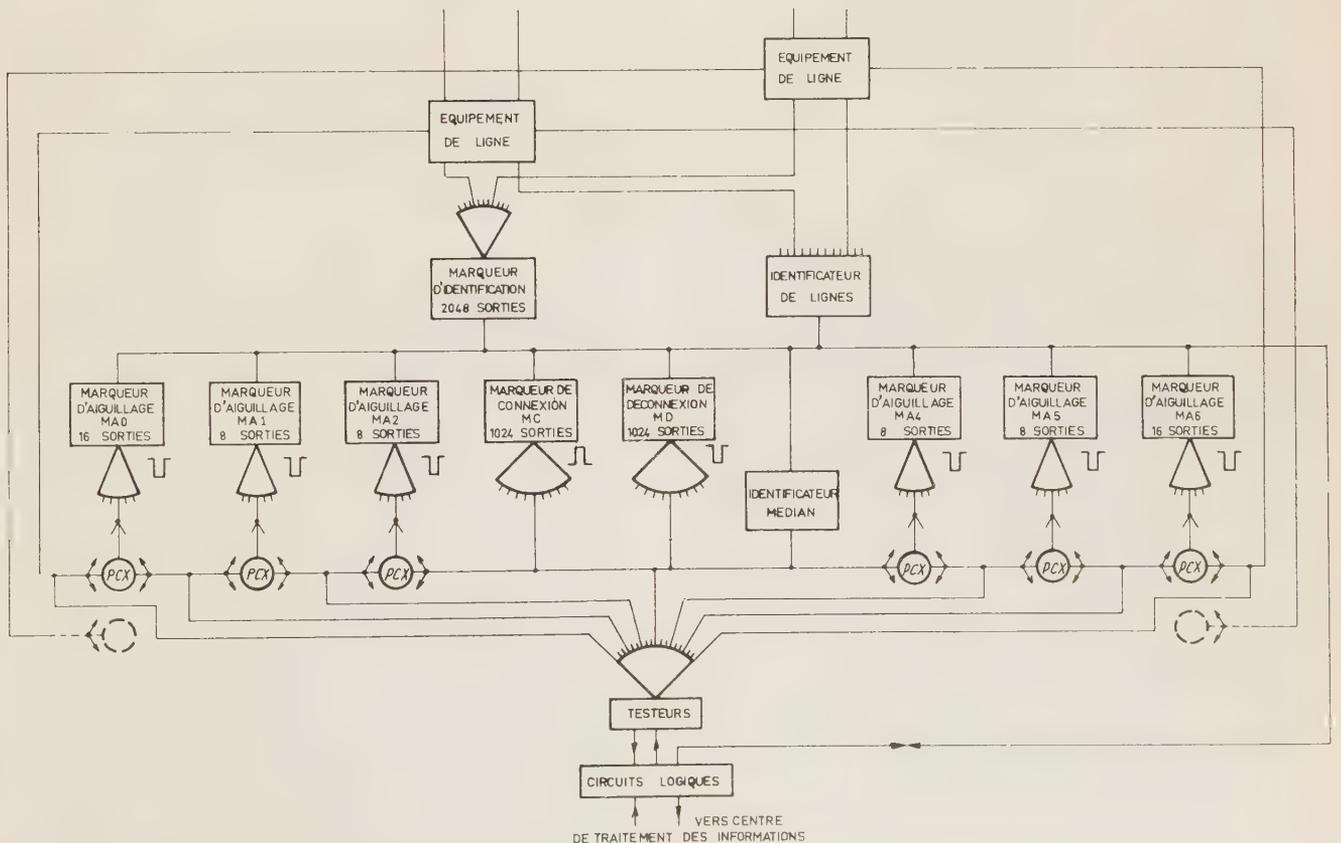


FIG. 21. — Organisation du réseau de connexion.

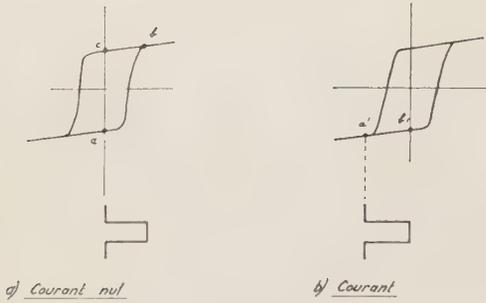


FIG. 22. — Principe de fonctionnement d'un point de test.

signal de lecture. Si le courant dans la jonction existe (fig. 22b), le tore passe successivement dans les états a' , b' , a , mais il n'y a pas basculement, donc pas de signal de lecture.

La solution la plus simple pour rechercher un itinéraire consisterait à tester successivement les 256 itinéraires, jusqu'à ce que les 7 jonctions soient trouvées libres. Pour accélérer la sélection, on ne

des points de connexion correspondants. En réalité on marque l'équipement médian et, à chaque étage, les commandes des points de connexion de la colonne retenue, dans toutes les matrices. Il n'y aura coïncidence, donc connexion d'un point, que dans la matrice choisie, les autres n'étant pas excitées sur l'entrée, et pour un seul point de connexion, celui qui est à l'intersection de la ligne et de la colonne. Ce principe permet de ne connecter que les points de connexion utilisés dans la communication, et avec un matériel très restreint : le marqueur de connexion de la figure 21 comporte 1 024 sorties (une par équipement médian) ; les marqueurs d'aiguillage MA1 à MA5 ont 8 sorties chacun (une par sortie de matrice de l'étage correspondant) ; les marqueurs MA0 et MA6 ont 16 sorties chacun.

4.3.2. Chaîne de connexion et organes périphériques

L'établissement d'une communication à travers le réseau de connexion, nécessite la mise au travail de six points de connexion montés en série, conformément à la figure 23 qui représente un demi itiné-

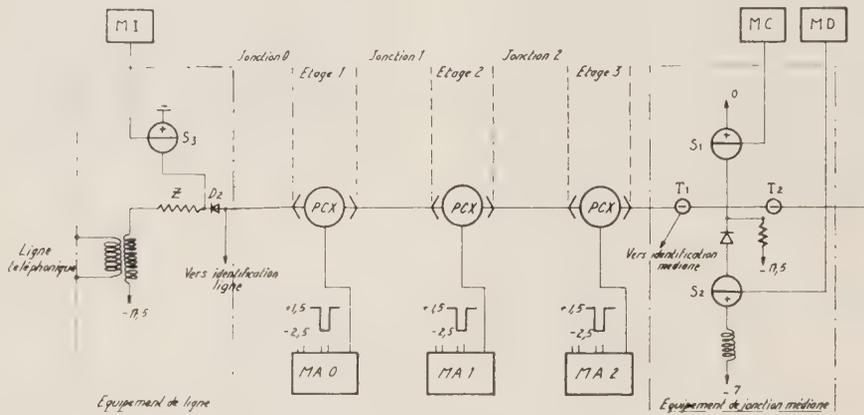


FIG. 23. — Schéma de principe d'un demi-itinéraire.

pratique que les tests strictement nécessaires. On recherche une jonction libre a , à l'étage 1, puis une jonction libre b , à l'étage 5 ; enfin trois jonctions connexes libres aux étages 2, 3 et 4 parmi celles aboutissant aux jonctions a et b . Si cette dernière recherche est vaine, on recherche une autre jonction libre b' à l'étage 5, ou a' à l'étage 1 et on reprend le test sur les jonctions des étages 2, 3 et 4. On peut ainsi essayer tous les itinéraires possibles : c'est la « sélection conjuguée » sur l'ensemble du réseau.

Si toutes les combinaisons ci-dessus ne donnent pas d'itinéraire disponible, on permute les lignes L_1 et L_2 , c'est-à-dire que l'on prend L_1 du côté 6 et L_2 du côté 0 et on recommence la sélection. C'est le « renouvellement » grâce auquel le trafic que peut écouler le réseau passe de 380 à 500 erlangs. Si, à nouveau toutes les combinaisons sont occupées, le réseau de connexion s'arrête et signale au Centre de Traitement des Informations qu'il y a blocage.

b) Principe des connexions

Pour établir une communication il faut « marquer » l'équipement médian et les différentes « commandes »

raire, l'autre moitié étant symétrique par rapport à la jonction médiane. Nous trouvons les trois points de connexion des étages 1 à 3, dont les entrées et les sorties sont multipliées sur les jonctions de rangs 0, 1 et 2. Les extrémités sont reliées à un équipement de ligne où un transformateur permet de moduler le courant continu traversant les points de connexion et où un réseau complexe, schématisé par Z , calibre la valeur moyenne de ce courant. Au centre, l'équipement de jonction médiane assure l'alimentation en courant continu à travers une inductance qui bloque les courants de conversion.

La jonction médiane comporte, d'autre part, un amplificateur des signaux basse fréquence dont le principe est donné par la figure 24. Les impédances séries de la chaîne de connexion : diodes des points de connexion, réseau des équipements de lignes, étant faibles par rapport aux impédances dérivation : résistance R_1 , R_2 et R_3 des points de connexion (fig. 16), self inductance des enroulements de transformateur d'équipements de ligne et de l'inductance médiane, il est possible de représenter ces différentes impédances

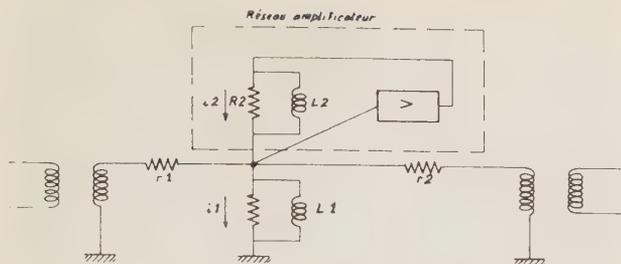


FIG. 24. — Principe de l'amplification.

par le réseau en *T* de la figure 24 où les éléments ont approximativement pour valeurs :

$$\begin{aligned} r_1 &= r_2 = 30 \Omega, \\ R_1 &= 700 \Omega, \\ L_1 &= 330 \text{ mH}. \end{aligned}$$

Le réseau amplificateur comprend essentiellement :

1) un ensemble R_2L_2 équivalent à R_1L_1 ,

2) un amplificateur ayant une très grande impédance d'entrée, une très faible impédance de sortie, et un gain en tension de 2. Une tension *v* appliquée à l'entrée engendre un courant i_1 et une tension $2v$ à la sortie. La différence de tension aux bornes du réseau R_2L_2 étant alors *v*, le courant i_2 est égal à i_1 . L'affaiblissement dû aux impédances dérivation est donc intégralement compensé.

Principe de commutation

Au repos les transistors S_1 et S_3 sont bloqués, le transistor S_2 saturé, les sorties des marqueurs d'aiguillage MA0 à MA2 sont au potentiel + 1,5 V, les points de connexion sont déconnectés ; il n'y a pas de courant dans le réseau *Z*.

L'itinéraire étant préalablement choisi selon les principes exposés ci-dessus, le marqueur de connexion MC sature le transistor S_1 , et les marqueurs d'aiguillage MA0 et MA2 appliquent un potentiel de - 2,5 V sur les commandes des points de connexion. Celui de l'étage 3 qui reçoit simultanément une impulsion sur l'entrée (issue de l'équipement médian) et sur la commande (issue de MA2) se connecte ; l'impulsion appliquée à l'entrée se propage à la sortie, donc à l'entrée du point de connexion de l'étage 2 qui se connecte à son tour ; enfin il en est de même pour le point de connexion de l'étage 1.

Pendant la conversation, un courant issu de la source de tension à - 7 V traverse l'inductance, le transistor S_2 , les points de connexion, le réseau *Z*, le transformateur et se referme sur la source de tension - 17,5 V. Les composantes basses fréquences du signal téléphonique bloquées par l'inductance se referment dans la deuxième moitié de l'itinéraire : la connexion est ainsi établie.

Pour interrompre une communication, le transistor S_2 est bloqué par le « marqueur de déconnexion » MD, le point de connexion de l'étage 3, puis ceux des

étages 2 et 1 se déconnectent : la connexion est rompue.

Principe des identifications

Pour interrompre une communication, le centre de traitement des informations fournit généralement aux circuits logiques l'adresse d'un seul des deux équipements de ligne reliés par l'itinéraire établi.

Le réseau de connexion doit d'abord identifier l'équipement de jonction médiane utilisé afin d'effectuer la déconnexion (saturation de S_2), puis identifier l'autre équipement de ligne pour en fournir l'adresse au Centre de Traitement des Informations.

Pour identifier l'équipement médian relié à un équipement de ligne, le marqueur d'identification MI sature le transistor S_3 , la diode D_2 se bloque. Le seul courant traversant les points de connexion est alors le courant dérivation des résistances R_1 , R_2 et R_3 de ceux-ci (fig. 16). Le tore T_1 de l'équipement médian, à cycle d'hystérésis rectangulaire, initialement polarisée en *a* (fig. 25), est dans l'état *b*. Une

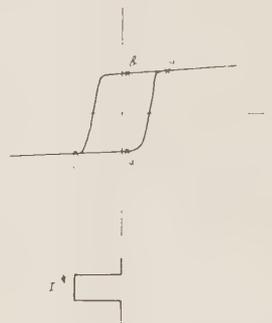


FIG. 25. — Principe du point d'identification médian.

impulsion *I* appliquée pendant la saturation de S_3 , provoque le basculement en *c*, puis *d*, le signal de lecture correspondant excite un codeur qui fournit l'adresse de l'équipement médian correspondant.

Pour identifier l'équipement de ligne relié à un équipement médian, le marqueur de connexion MC sature le transistor S_1 ; le potentiel 0 se propage à travers les points de connexion jusqu'à l'équipement de ligne et excite un codeur qui fournit l'adresse de l'équipement correspondant. Il faut préciser que l'impulsion issue de l'équipement médian ne provoque pas de connexion sur des itinéraires parallèles, car les marqueurs d'aiguillage MA0 à MA2 sont au repos.

Organes périphériques

En résumé les organes périphériques ont les capacités suivantes (fig. 21) :

— marqueurs d'identification	: 2 048	sorties
» de connexion	: 1 024	»
» de déconnexion	: 1 024	»
» d'aiguillage 0 et 6	: 16	»
» d'aiguillage 1 à 5	: 8	»
— testeurs des jonctions 0 et 6	: 2 048	points,
testeurs des jonctions 1 à 5	: 1 024	points.

— identificateurs de lignes côté 0	: 2 048 entrées
» de lignes côté 1	: 2 048 »
» médian	: 1 024 »

4.3.3. Organisation des circuits logiques

Un ensemble logique à programme câblé est chargé d'enregistrer les informations fournies par le Centre de Traitement des Informations et, ensuite, d'exécuter en fonctionnement autonome l'ordre correspondant. Il est donc chargé de coordonner les différents organes périphériques dont on a parlé ci-dessus. L'étude détaillée de la « logique du réseau » sort du cadre de cet article ; seuls les principes adoptés seront donnés.

Un circuit de « base de temps » fournit quatre impulsions successives de $2 \mu\text{s}$ réparties dans un cycle de $16 \mu\text{s}$. Un circuit de « démarrage » envoie aux différents sous-ensembles de la logique :

1) à chaque démarrage, deux impulsions :

- z_1 remise à zéro de tous les organes,
- z_2 enregistrement des informations venant du Centre de Traitement des Informations.

2) pendant la durée des opérations, des trains indivisibles de quatre impulsions provenant de la base de temps.

Ces quatre impulsions forment un « cycle élémentaire ». Les cycles sont regroupés en « phases ». En règle générale, une phase correspond au travail d'un groupe d'organes périphériques donné, et le cycle définit l'opération en cours sur ces organes. Un « registre de phase » et son « décodeur de phase » matérialisent la phase, un « registre de comptage » et un « décodeur de comptage » décomptent les cycles élémentaires à l'intérieur de chaque phase. Un « basculeur de phase » P commande la progression de ces deux registres comme l'indique la figure 26.

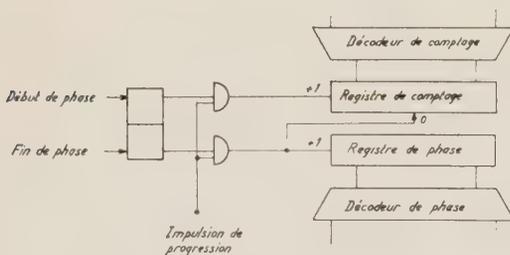


FIG. 26. — Progression des phases et du comptage.

Le « registre d'adresse » matérialise l'itinéraire sur lequel porte l'opération en cours. Il comprend deux parties :

— le « registre d'adresse de ligne » contient l'adresse des deux extrémités de l'itinéraire et est mis en place : à la connexion, par le Centre de Traitement des Informations, à la déconnexion, pour moitié par le Centre de Traitement, pour moitié par l'identificateur de ligne.

— le « registre d'adresse médian » contient l'adresse de l'équipement de jonction médiane et est mis en place : à la connexion, par les circuits de commande de test qui permettent de rechercher un itinéraire d'après les règles définies au § 4.3.3., à la déconnexion, par l'identificateur médian.

Trois « comparateurs d'adresse » permettent de vérifier la concordance des adresses fournies par les identificateurs avec la fraction correspondante du « registre d'adresse ».

L'utilisation de ces sous-ensembles dans les différentes phases est résumée ci-dessous :

Phases de fonctionnement

Pendant une opération de connexion, on exécute les phases suivantes :

— C_0 : vérification de l'occupation des deux lignes L_1 et L_2 du côté 0 et du côté 6 : test des jonctions 0 et 6.

— C_1 : recherche d'une jonction libre à l'étage 1 : test des jonctions 1 et, éventuellement, permutation des adresses L_1 et L_2 .

— C_2 : recherche d'une jonction libre à l'étage 5 : test des jonctions 5 et, éventuellement, retour en phase C_1 .

— C_3 : recherche de jonctions connexes libres aux étages 2, 3 et 4 : test simultané des jonctions 2, 3 et 4 et, éventuellement, retour en phase C_2 ou C_1 .

— C_4 : connexion de l'itinéraire choisi, identification des lignes côtés 0 et 6 et comparaison avec les adresses L_1 et L_2 .

— C_5 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— C_6 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— C_7 : vérification de l'occupation des jonctions 0 à 6 : test des jonctions correspondantes.

Pour une déconnexion les phases sont :

— D_0 : recherche du côté du réseau où est connectée la ligne d'adresse L_1 : test d'occupation des jonctions 0 et 6.

— D_1 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_1 et mise en place du registre d'adresse, partie médiane.

— D_2 : identification des lignes côté 0 et 6 à partir de la jonction médiane, mise en place du registre d'adresse sur l'adresse L_2 et comparaison de la seconde adresse identifiée avec l'adresse donnée L_1 .

— D_3 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— D_4 : déconnexion de l'itinéraire.

— D_5 : vérification de l'occupation des jonctions 0 à 6 : test des jonctions correspondantes.

Réalisation

La logique du réseau est réalisée avec un élément modulaire unique remplissant la fonction NI, élément modulaire défini pour la réalisation du Centre de

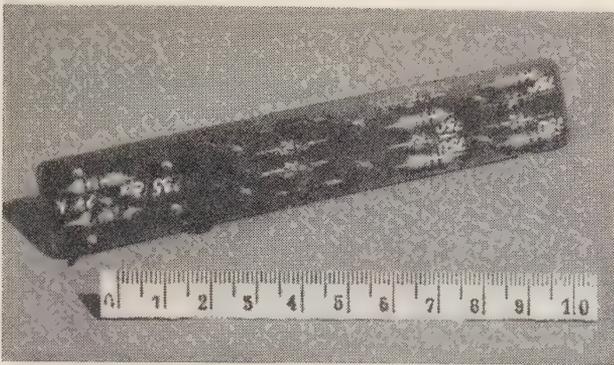


FIG. 27. — Élément modulaire de logique : fonction NI.

Traitement des Informations [22] ; il est représenté sur la figure 27.

La logique décrite ci-dessus se déroule à partir d'un programme câblé qui permet d'exécuter un très grand nombre d'opérations élémentaires en parallèle, d'où un gain de temps important. La décomposition du programme en phases et cycles élémentaires, rend la « programmation » d'une telle logique très simple et permet de réaliser facilement les adaptations éventuelles.

4.3.4. Sécurité

En commutation téléphonique, il est nécessaire d'avoir un fonctionnement quasi permanent avec des probabilités d'immobilisation du système extrêmement faibles. Tout d'abord, il est nécessaire de réduire la « fréquence des défauts » ; c'est une condition de première importance à imposer dans la conception des schémas des éléments constitutifs. Non seulement il faut satisfaire les exigences fonctionnelles, mais également veiller à sélectionner des composants fiables et surtout à les utiliser dans des conditions favorables à leur durée de vie. Il est primordial ensuite de diminuer le plus possible la « durée » des défauts. C'est la règle qui doit présider à la conception d'un ensemble ; des systèmes de contrôle doivent signaler tous les défauts dès leur apparition et donner le maximum d'indications pour en assurer la relève rapide. On essaiera, d'autre part, de provoquer ces défauts en réglant les tensions d'alimentation à leurs valeurs marginales, les défauts apparaissant ainsi en cours d'essai, ne perturberont pas le trafic. Enfin une grande importance doit être accordée aux défauts fugitifs. En effet, ils permettent de localiser les points faibles du système. Les contrôles mentionnés ci-dessus devront donc identifier la totalité des anomalies détectées, même si elles n'entravent pas le fonctionnement.

Contrôle du fonctionnement des points de connexion

Les points de connexion constituent presque la totalité du matériel du réseau de connexion. Il est donc très important de vérifier leur bon fonctionnement. La fiabilité de la chaîne de connexion décrite au § 4.3.3. a fait l'objet d'études approfondies. Les équipements de ligne et équipements médians, en plus des fonctions décrites, empêchent l'apparition des surtensions et surintensités mêmes fugitives qui réduiraient la vie des semiconducteurs du réseau.

Il apparaît qu'un défaut sur un point de connexion (court-circuit ou coupure) n'est pas dangereux pour les éléments voisins, ces deux états correspondant, dans la pratique, à une situation normale et permanente. Il est certain également qu'un point de connexion ne perturbe qu'une très petite partie du réseau de commutation et est pratiquement sans effet sur l'écoulement global du trafic, d'autant plus que la matrice où est détecté un défaut peut être « bloquée » par programme. Par contre, il est important d'empêcher l'accumulation de ces défauts qui, à la longue, entraînerait une dégradation progressive de la qualité du réseau. La détection d'un défaut du point de connexion est un problème facile à résoudre ; en effet les 65 000 éléments travaillent de la même façon et toute méthode valable pour l'un d'eux est valable pour tous. Sans entrer dans le détail de cette étude, on signalera seulement que tout défaut se traduit, soit par le mélange de deux itinéraires qui restent distincts sur au moins une partie du parcours, soit par la non-connexion de l'itinéraire. Après une opération de connexion, par exemple, les identificateurs en phases C_4 et C_5 vérifient si l'itinéraire est connecté, s'il est unique et s'il arrive bien sur les extrémités données ; les testeurs en phase C_6 contrôlent si le courant s'établit normalement. Lorsqu'une faute est ainsi localisée, on la transmet, avec toutes les informations nécessaires, au Centre de Traitement des Informations qui les enregistre. Sur ordre de ce dernier, le réseau de connexion déconnecte alors l'itinéraire en faute et établit la communication par une autre voie en un temps voisin de la milliseconde, donc imperceptible pour l'utilisateur.

Contrôle des organes périphériques

Une étude technologique préalable a conduit à une conception qui permet d'assurer la relève rapide des dérangements dans les organes périphériques. D'une part ces ensembles sont conçus de telle façon que le court-circuit ou la coupure d'un semiconducteur ne détruisent pas les composants voisins. On a, d'autre part, prévu des contrôles sur les décodeurs et les codeurs : ils permettent de signaler immédiatement l'organe défectueux au Centre de Traitement des Informations. Les tores utilisés dans les testeurs sont traversés par des fils relativement fins et, de ce fait, fragiles ; les circuits reliés à ces fils ont été étudiés pour pouvoir supporter sans dommage l'application d'une tension quelconque comprise entre + 18 et - 18 V et l'adresse du fil défectueux est systématiquement transmise au Centre de Traitement des Informations. Il est à noter que les défauts signalés ci-dessus n'immobilisent qu'une fraction du réseau de connexion, le trafic peut continuer à être écoulé sur la partie restante.

Contrôle de la logique du réseau

Par contre, on a effectué une étude totalement différente pour la logique du réseau de connexion. En effet, les conséquences résultant d'un défaut affectant un de ces circuits élémentaires, varient suivant l'emplacement de celui-ci ; il n'est donc pas possible de prévoir un contrôle systématique du fonctionnement. Pourtant ces défauts sont particulièrement graves puisque, perturbant la logique, ils risquent de bloquer complètement le réseau de connexion, tout au moins

si le défaut est permanent et si la logique n'est pas doublée. On a prévu un dispositif de contrôle qui est pratiquement en parallèle sur le système logique ; il permet de localiser le sous-ensemble en dérangement sans nécessiter un matériel trop important. Également réalisé en logique modulaire, il a essentiellement pour rôle de contrôler la progression des registres qui sont la base même du programme. A partir de ces registres présentant ainsi une grande fiabilité, il est possible de vérifier que les différentes fonctions s'exécutent normalement. Par exemple, si un marquage de connexion commence au cycle élémentaire, en t_1 pour se terminer en t_7 , on contrôlera qu'il existe au temps t_2 et qu'il a disparu au temps t_8 . Cette méthode de localisation ne peut, en elle-même, assurer la permanence de fonctionnement. On est donc conduit à envisager deux solutions ; prévoir le dédoublement de la logique et un système de permutation, ou essayer de détecter les défauts avant qu'ils ne se traduisent par des conséquences néfastes. Dans un souci de réduction des équipements, ce qui augmente aussi la fiabilité de l'ensemble, on a adopté la deuxième solution.

Pendant les heures creuses, la nuit par exemple, le programme du Centre de Traitement des Informations déclenchera le fonctionnement de la logique sous tensions marginales ; éventuellement les anomalies constatées seront transmises au Centre de Traitement des Informations qui, les mettant en mémoire, pourra fournir les indications à l'opérateur chargé de l'exploitation.

L'expérience nous montrera s'il est ainsi possible d'éviter le classique mais coûteux doublement des organes.

4.3.5. Résumé des caractéristiques

Caractéristiques de commutation

Le réseau de connexion écoule un trafic de 500 erlangs, soit, pour des abonnés à trafic moyen, environ 6 000 à 10 000 abonnés (Les caractéristiques détaillées du trafic sont données au § 4.3.1.). Les ordres de connexion ou déconnexion sont données par le Centre de Traitement des Informations sous forme d'impulsions brèves (quelques microsecondes) et exécutés en fonctionnement autonome en une milliseconde environ.

Caractéristiques de transmission

- équivalent à 800 Hz, pont d'alimentation compris : 1,5 à 2 dNp,
- distorsion non linéaire dans la bande 300 à 3 400 Hz : 0,05 %,
- distorsion non linéaire au niveau + 3 dNp : 0,5 %,
- puissance maximale (distorsion + 3 %) : 5,5 dNp,
- diaphonie : l'affaiblissement diaphonique en un point de niveau relatif 0 est supérieur à 8 Np.

4.3.6. Importance des équipements

Le réseau de connexion lorsqu'il est équipé pour 10 000 abonnés comprend :

- 130 000 transistors pour les points de connexion,
- 10 000 transistors pour les équipements de lignes de jonctions et médianes et les organes périphériques,
- 3 000 transistors pour la logique de commande.

Soit 143 000 transistors au total, c'est-à-dire environ 15 par abonné.

La puissance électrique utilisée aux heures de fort trafic se décompose en deux parties :

- l'alimentation des postes téléphoniques d'abonnés 5 kW
- l'alimentation du réseau de connexion ... 2 kW
- Soit au total 7 kW

Nous voyons que la première partie étant irréductible, il est impossible d'obtenir un gain important pour le total sans changer le poste téléphonique.

L'ensemble du réseau peut être réalisé en 18 bâtis de 2,85 m de hauteur et 0,70 m de largeur, répartis en :

- réseau de brassage : 16 bâtis,
- organes périphériques : 1 bâti,
- logique du réseau : 1 bâti.

La figure 28 montre la réalisation en service, équipée à 2 500 abonnés (environ 500 jonctions), soit six



FIG. 28. — Réseau de connexion équipé à 2 500 lignes.

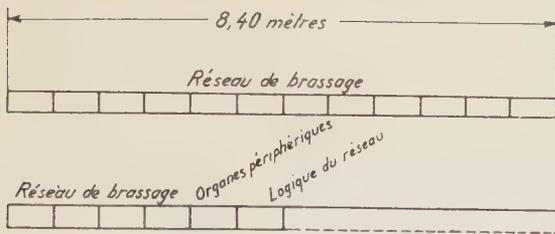


FIG. 29.— Plan de salle d'un réseau de connexion pour 10 000 abonnés.

bâties. Le plan de salle correspondant à 10 000 abonnés est représenté sur la figure 29. Le réseau de connexion occupe une travée et demie à raison de 12 baies par travée (disposition normalisée pour les centraux crossbar CP 400). Nous précisons que la partie correspondante d'un central électromécanique moderne nécessite 96 bâties, soit 8 travées, d'où une réduction de l'encombrement dans un rapport voisin de 5 par l'emploi de l'électronique. Il est inutile d'insister sur l'importance de ce point pour les centraux téléphoniques des grandes villes où les problèmes de locaux sont toujours critiques.

5. Conclusion

Comme on a pu le voir le problème du réseau de connexion dans un central téléphonique est complexe, car, dans l'état actuel de la technique, il est impossible de dire que telle ou telle solution sera adoptée de manière générale dans l'avenir. Il est d'ailleurs probable que plusieurs systèmes coexisteront comme c'est le cas actuellement pour les systèmes classiques. Un tel état de choses suppose donc que l'on fasse a priori un certain nombre de choix sur la technologie et la philosophie à adopter. Mais, les options une fois prises, on est conduit à développer un type d'équipement qu'il faut ensuite expérimenter.

Le réseau de connexion qui vient d'être décrit a été conçu, et développé au département RECHERCHES SUR LES MACHINES ÉLECTRONIQUES du C.N.E.T., et réalisé par le laboratoire de SOCOTEL à Lannion. Il est actuellement en cours d'essais. Il est prévu pour travailler au sein d'un ensemble plus vaste et pour fonctionner en liaison avec des organes électroniques centralisés d'enregistrement, de traduction et de taxation, en vue de constituer un central téléphonique électronique [21]. Ce central, qui a reçu le nom de code d'ARISTOTE (Autocommutateur Réalisant Intégralement et Simultanément Toutes Opérations de Téléphonie Electronique), sera mis, au début de 1965, en service réel au CENTRE DE RECHERCHES que le C.N.E.T a récemment installé à Lannion. Il bénéficiera ainsi de la proximité des ingénieurs de ce Centre, qui pourront, avec les créateurs du système, mettre au point les méthodes nouvelles d'exploitation et de maintenance nécessitées par cette mutation technique qu'est la commutation électronique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] KEISTER W., KETCHLEDGE R.W. and LOVELL C.A. — The Morris Telephone Exchange. *Proc. IEE PtB*, Supplement N° 20, Vol. 107 (1960), pp. 257-263.
- [2] GERKE P., SKAWSKI H. et THOM G. — Le Central Téléphonique à commande électronique de Munich. *Revue Siemens* N° 3 (1963), pp. 75-81.
- [3] BROADHURST S.W. — The Highgate Wood Electronic Telephone Exchange. *The Post Office Electrical Engineers' Journal*. Vol. 55, January 1963, pp. 265-274.
- [4] Central Téléphonique quasi-électronique. *Revue des Télécommunications* N° 4 (1963), p. 574.
- [5] LIBOIS L.J. — Un nouveau système de commutation électronique à grande capacité. *Commutation et Electronique*, Novembre 1961, pp. 9-29.
- [6] LE GALL P. — Les calculs d'organes dans les centraux téléphoniques automatiques modernes (1959). Editions de la Revue d'Optique.
- [7] LE GALL P. — Les systèmes avec et sans attente et les processus stochastiques (1962). Dunod.
- [8] LUCAS P. et DUQUESNE J. — Etage de concentration de trafic semi-électronique. *Annales des Télécommunications*, Mai-Juin 1962, pp. 117-133.
- [9] DUQUESNE J. — Un satellite semi-électronique à 400 lignes. *Commutation et Electronique*, Novembre 1962, pp. 5-19.
- [10] RÉGNIER A. — Concentrateur de 200 lignes d'abonnés utilisant des relais à tige comme points de connexion. *Commutation et Electronique*, Novembre 1962, pp. 53-62.
- [11] LÉGARÉ R. et DELBOUYA A. — Eléments de téléphonie automatique. Cours professionnels techniques. Direction des Services d'Enseignement des P.T.T. (1960).
- [12] HOVGGAARD O.M. and PERREAULT G.E. — Development of Reed Switches and Relays. *B.S.T.J.*, Vol. 34 (1955), N° 2, pp. 309-322.
- [13] TOWNSEND M.A. and DEPP W.A. — Cold cathode tubes for transmission of audio frequency signals. *B.S.T.J.*, Vol. 32, November 1954, pp. 1371-1391.
- [14] LIBOIS L.J. et LUCAS P. — Antarès, Central Téléphonique de laboratoire entièrement électronique. *Commutation et Electronique*, Avril 1963, pp. 5-31.
- [15] JOEL A.E. Jr. — An experimental switching system using new electronic techniques, *B.S.T.J.*, Vol. 37, September 1958, pp. 1091-1124.
- [16] MOLL J.L., TANENBAUM M., GOLDEY J.M. and HOLONYAK V. — PNP Transistor Switches. *Proc. of the I.R.E.*, Vol. 44, September 1956, p. 1174.
- [17] VAUGHAN H.E. — Research model for time-separation integrated communication. *B.S.T.J.*, Vol. 38, July 1959, pp. 909-932.
- [18] POSCHENRIEDER M. — La méthode multiplex à division dans le temps pour la technique de commutation téléphonique. *Revue Siemens*, Juin 1963, pp. 198-206.
- [19] ZUPA F.A. — Magnetic latching crossbar switches. *B.S.T.J.*, Vol. 39, pp. 1351-1374, September 1960.
- [20] FEINER A., LOVELL C.A., LOWRY T.N. and RIDINGER P.G. — The Ferreed. A new switching device, *B.S.T.J.*, Vol. 39 (1960), N° 1, pp. 1-30.
- [21] LIBOIS L.J., LUCAS P., PROFIT A. et ROUZIER M. — L'autocommutateur électronique expérimental de Lannion. *Commutation et Electronique*, Avril 1964, pp. 7-36.
- [22] PINET A. — Systèmes de circuits logiques rapides à élément de base unique. *L'Onde Electrique*, Vol. pp.

LES CALCULATEURS NUMÉRIQUES ÉTUDIÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

P. MARZIN

*Ingénieur Général des Télécommunications,
Directeur du C.N.E.T.*

C'est en 1957 que le Centre National d'Études des Télécommunications a décidé de consacrer des moyens importants à l'étude de structures nouvelles pour les organes de commutation téléphonique. Il s'agissait de mettre en œuvre, pour les besoins particuliers des télécommunications, une technologie analogue à celle qui commençait à être utilisée dans les calculateurs numériques électroniques. Le département « Recherches sur les Machines Electroniques » (RME) à qui fut confié cette tâche a vu, depuis lors, ses effectifs croître régulièrement ; depuis 1959 son activité s'insère dans le cadre du programme général de recherches de SOCOTEL (1).

Le souci de garder un caractère général aux études entreprises, l'a conduit naturellement à s'intéresser de près aux calculateurs électroniques eux-mêmes et à réaliser quelques prototypes.

1. Position du problème

La ligne de recherche adoptée au C.N.E.T. dans le domaine de la commutation électronique a eu, dès le départ, deux principes de base :

— remplacement de la majorité des composants électromécaniques classiques, relais, commutateurs rotatifs ou sélecteurs, par des pièces détachées purement électroniques,

— centralisation de toutes les fonctions de décodage et de commande d'un autocommutateur dans un organe électronique rapide à programme enregistré.

(1) SOCOTEL : Société d'économie mixte groupant l'Etat et les cinq principaux constructeurs d'équipements téléphoniques : Association des Ouvriers en Instruments de Précision (A.O.I.P.), Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (C.G.C.T.), Compagnie Industrielle des Télécommunications (C.I.T.), Le Matériel Téléphonique (L.M.T.) et Société des Téléphones ERICSSON (S.T.E.).

Le premier de ces principes est simple : il résulte directement de l'évolution technique des automatismes et, même s'il suppose une certaine révolution pour les moyens de production, il n'implique en lui-même aucune modification de l'organisation et du fonctionnement général des systèmes.

Le second, bien au contraire, est susceptible d'avoir des répercussions extrêmement importantes et oblige à repenser totalement la structure des ensembles [1], [2]. En effet, grouper dans un calculateur spécialisé unique toutes les fonctions dites intelligentes d'un autocommutateur de grandes dimensions du réseau public, suppose que l'on accepte pour ce calculateur un certain nombre de contraintes difficiles à tenir.

Il est indispensable, tout d'abord, que le calculateur soit apte à une utilisation en temps réel ne tolérant aucune défaillance, ce qui implique pour le calculateur, la possibilité, de communiquer rapidement et efficacement avec le milieu extérieur. Il est ensuite nécessaire que le fonctionnement du calculateur soit suffisamment rapide pour être capable d'écouler sans retard et sans encombrement le trafic de pointe du central. Enfin il est indispensable que la fiabilité du système soit aussi bonne que possible ; c'est là probablement la difficulté majeure de cette étude : à partir du moment où l'on centralise dans un organe unique une fonction vitale d'un système, il n'est plus possible d'accepter que cet organe tombe en panne si le système doit demeurer opérationnel en permanence. Or, c'est précisément le cas d'un autocommutateur téléphonique ; s'il est à la rigueur possible de tolérer qu'une fraction du central soit momentanément bloquée, privant ainsi un groupe limité d'abonnés du service, on ne peut pas, par contre, se permettre d'interrompre, fut-ce pour un temps limité, la totalité du central. Il s'agit donc bien de mettre en œuvre un calculateur à fonctionnement strictement permanent, sans même autoriser les classiques périodes de maintenance préventive [3].

Ces considérations, ajoutées à la spécificité intrinsèque du problème de la commutation téléphonique,

conduisent naturellement à développer une famille de calculateurs à organisation spécialisée. Pour permettre l'écoulement d'un trafic donné, il est en effet préférable de développer un calculateur spécialisé dont les performances ont été adaptées aux cas particuliers de la commutation, plutôt que d'incorporer dans le central un calculateur universel trop puissant, donc coûteux.

Cette voie a d'ailleurs été explorée à fond par le C.N.E.T. pour la réalisation du prototype d'auto-commutateur semiélectronique SOCRATE actuellement en service à Lannion [4]. L'organe de commande de cet ensemble est un calculateur à programme enregistré utilisant des mémoires à ferrites et un tambour magnétique. Le code d'ordre prévoit directement l'exécution de fonctions téléphoniques : enregistrement de numéros, test combiné de la disponibilité d'un faisceau de lignes, ordres de connexion et de déconnexion des abonnés.

Ainsi le C.N.E.T. a été amené à entreprendre l'étude de la technologie des calculateurs électroniques de façon à être en mesure de réaliser les éléments nécessaires à la construction de maquettes d'autocommutateurs téléphoniques électroniques. Toutefois il est rapidement apparu que, pour les premières expérimentations, il était beaucoup plus commode de construire tout d'abord des calculateurs universels permettant, par leur souplesse d'utilisation, d'essayer avec un seul système et par de simples changements de programmes, les nombreuses solutions parmi lesquelles le choix était possible.

En effet, au moyen d'un calculateur universel il est possible de simuler n'importe quel organe de commande spécialisé, et il est même extrêmement facile de passer d'un système à un autre par simple modification du programme : pour les études de démarrage qui sont la vocation du C.N.E.T., le calculateur universel constitue donc la solution la meilleure et il était normal de réaliser ce calculateur sur place puisque, de toute façon, la technologie devait être étudiée pour la phase finale et qu'il y avait là une occasion commode d'en éprouver la valeur. Une fois les études suffisamment avancées, le C.N.E.T. pourra rapidement passer au système définitif spécialisé puisque les éléments constitutifs — circuits logiques et mémoires par exemple — seront alors disponibles.

Un autre avantage de la mise en œuvre d'un calculateur universel est qu'il peut être facilement utilisé, par ailleurs, pour le test automatique de sous-ensembles étudiés par les laboratoires : mémoires ou réseaux de connexion électroniques, par exemple. Enfin il est intéressant de remarquer que le fait d'incorporer un calculateur universel dans une maquette de central électronique permet de récupérer un calculateur à usage général une fois les expérimentations terminées et la maquette démontée.

Le Département RME du C.N.E.T. s'est ainsi trouvé naturellement amené à construire, à mettre au point et à utiliser une famille de calculateurs originaux. ANTINÉA et RAMSÈS sont les deux premiers calculateurs expérimentaux de cette famille. Ils fonctionnent à l'heure actuelle de façon satisfaisante.

Deux autres calculateurs sont en cours d'étude : RAMSÈS II, calculateur dérivé de RAMSÈS mais destiné à un domaine d'utilisation plus large et RME XI petit calculateur à hautes performances devant permettre d'expérimenter un certain nombre de solutions et de technologies nouvelles.

2. Le calculateur Antinéa

2.1. BUT DU CALCULATEUR

Au moment où les premières études de sous-ensembles menées au département RME commençaient à porter leurs fruits, il a été décidé de rassembler dans un calculateur expérimental les maquettes de mémoires et les circuits logiques disponibles. La construction de ce petit ensemble avait un but multiple :

- éprouver les éléments étudiés dans des conditions réelles de fonctionnement permettant un diagnostic serré des moindres défaillances ;

- vérifier que les performances attendues de ces éléments ne se trouvaient pas détériorées par la construction de petite série sous forme de circuits imprimés, et par leur assemblage en bâtis ;

- entraîner le personnel des laboratoires à la conception des ensembles importants et à leur programmation ;

- disposer d'un organe de test automatique d'une grande souplesse d'utilisation pour la mise à l'épreuve de sous-ensembles à une cadence rapide.

Il s'est trouvé, de plus, que le calculateur ANTINÉA présentait l'intérêt supplémentaire d'être l'un des premiers, sinon le premier calculateur transistorisé de cette puissance, mis en service en Europe.

2.2. ORGANISATION GÉNÉRALE

Le calculateur ANTINÉA (1) est un calculateur universel binaire à structure parallèle, à programme enregistré. Son organisation d'ensemble peut être comparée à celle de l'EDSAC II (fig. 1). La structure parallèle a été d'emblée préférée à une structure série qui aurait été plus économique, en raison de la grande vitesse de fonctionnement qui était recherchée pour les applications téléphoniques. En 1959, il était assez difficile d'obtenir des cycles de mémoires de l'ordre de quelques microsecondes et des circuits logiques capables de traiter des impulsions de l'ordre d'une microseconde de largeur ; dans ces conditions, une machine série eut conduit à des temps de fonctionnement prohibitifs, limitant à des chiffres trop petits la capacité du central téléphonique qui aurait pu être commandé avec sécurité et efficacité par le système.

Comme tout calculateur à programme enregistré, ANTINÉA est organisée autour de sa mémoire rapide. Cette mémoire comporte quatre mille mots de vingt éléments binaires avec un cycle complet lecture-écriture de $5 \mu s$ et un temps d'accès de $2 \mu s$ environ. La moitié de la mémoire est une mémoire temporaire

(1) Appareillage Numérique pour Traiter les Informations Numériques Et Analogiques.

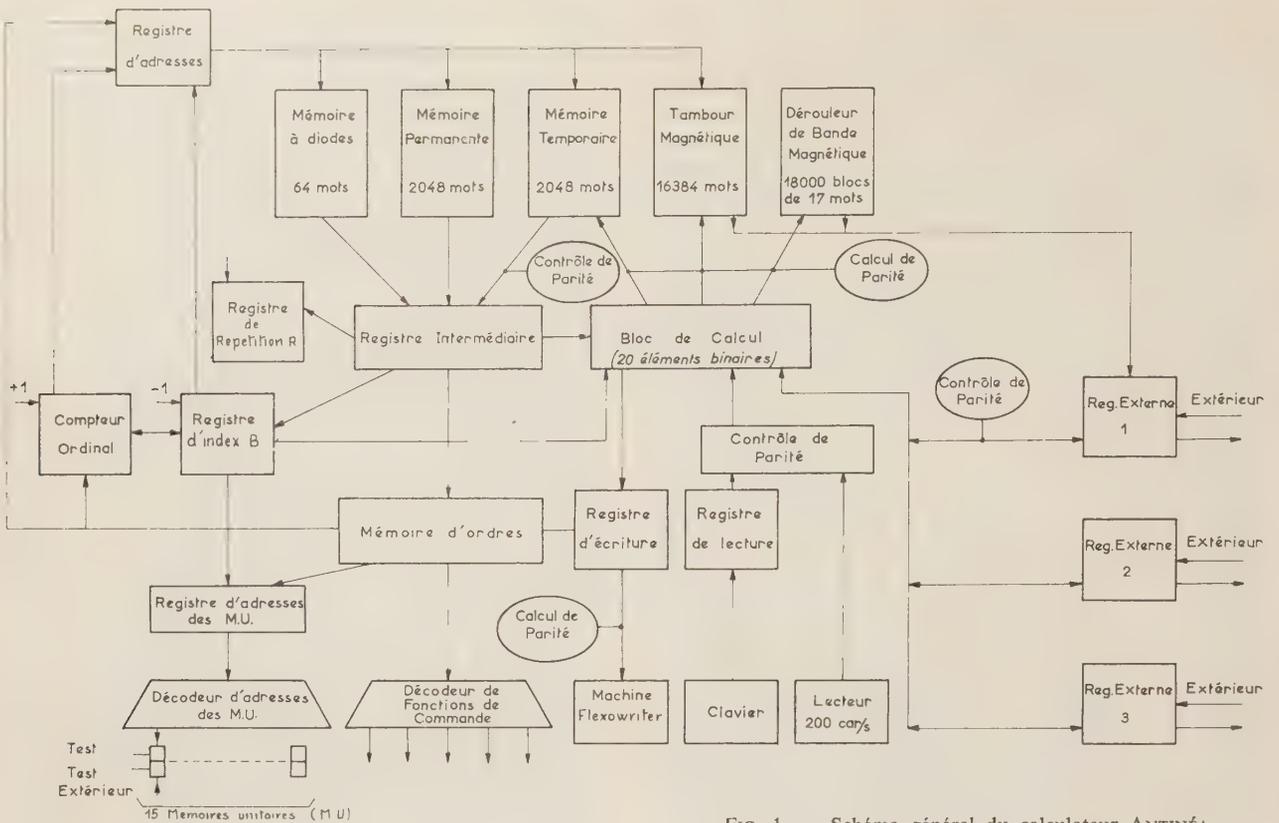


FIG. 1. — Schéma général du calculateur ANTINÉA.

à tores de ferrite à sélection par mots. L'autre moitié, soit deux mille mots, est constituée par une mémoire semi-permanente à tores de ferrite câblés. La nécessité d'une mémoire "morte" était apparue au C.N.E.T. dès 1958 alors que l'habitude n'en était pas encore prise dans le domaine des calculateurs universels : c'est qu'en effet le programme de fonctionnement d'un autocommutateur téléphonique présente, par rapport à celui d'un calculateur à usage scientifique, une certaine stabilité qui autorise l'utilisation d'une mémoire où l'information ne peut être modifiée que par une intervention manuelle, mais présente, par contre, l'avantage de ne pouvoir être détruite par un signal parasite accidentel. La réalisation sous forme de tores de ferrite câblés a été choisie de préférence à toute autre technologie de mémoire « morte » en raison de l'excellente fiabilité qu'on peut en obtenir et de la relative facilité avec laquelle il est possible de modifier les informations enregistrées (fig. 2) [5]. Actuellement se trouvent câblés dans cette mémoire tous les programmes courants nécessaires à l'exploitation de la machine : ordres initiaux, sous-programmes de calcul et d'édition. Les deux mille mots qui restent pour l'utilisation courante constituent évidemment une capacité limitée [6]. Toutefois, le traitement de problèmes assez importants est rendu possible par l'utilisation de deux mémoires auxiliaires à accès plus long : une mémoire adressable à tambour magnétique ayant une capacité de seize mille mots de 20 éléments binaires et un temps d'accès moyen de 10 ms, et une mémoire à bande magnétique. Cette dernière mémoire a été organisée autour d'un enregistreur à seize pistes et peut être utilisée comme mémoire à très grande

capacité (trois cents mille mots environ pour une bande) adressable et à temps d'accès variable. Cet emploi d'un dérouleur de bande est totalement différent de l'exploitation habituellement rencontrée dans les calculateurs de gestion et s'apparente plutôt à celui des unités de disques magnétiques.

Le code d'instructions est à simple adresse, les circuits de calcul étant organisés autour d'un registre accumulateur. La structure des instructions est très simple :

- cinq éléments binaires sont utilisés pour la fonction à réaliser,
- trois éléments binaires pour les indices,
- douze éléments binaires d'adresse désignent l'opérande non contenu dans l'accumulateur et permettent l'adressage de la totalité de la mémoire rapide.

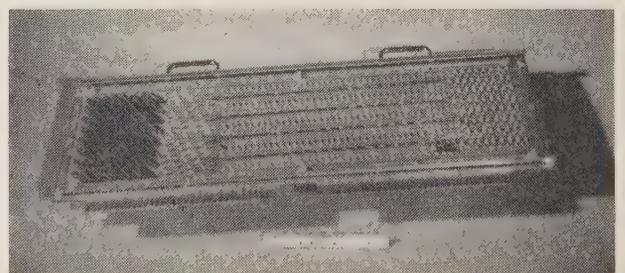


FIG. 2. — Photographie d'une plaque de mémoire semi-permanente comportant 128 mots.

Les fonctions directement exécutables sont limitées à un petit nombre d'opérations élémentaires : addition et soustraction arithmétiques, intersection logique, transferts, tests et fonctions de commande.

Les trois indices permettent, l'un l'indexation des adresses par substitution du contenu d'un registre d'index à l'adresse de l'ordre, l'autre la désignation de la partie adresse de l'ordre comme paramètre de calcul, et le troisième l'utilisation d'un registre de répétition qui commande l'exécution réitérée de certains ordres à la cadence rapide de $2,5 \mu\text{s}$.

Le temps normal d'exécution des instructions est de deux cycles mémoire, soit $10 \mu\text{s}$, ce qui suppose qu'il y a recouvrement du temps de calcul (propagation de la retenue dans l'accumulateur) et du temps d'extraction de l'instruction suivante de la mémoire.

Les organes d'entrée-sortie ont été réduits à un minimum de façon à ne pas alourdir cette première réalisation. Une machine à écrire électrique type Flexowriter permet — outre la préparation hors calculateur des rubans perforés de programme — l'entrée directe dans la machine par clavier et la sortie des informations sous forme imprimé ou sous forme de ruban perforé. Un lecteur photoélectrique rapide est utilisé pour l'entrée des programmes en mémoire à la cadence de deux cents caractères par seconde.

L'un des traits les plus intéressants d'ANTINÉA est la présence de liaisons électriques directes avec l'extérieur. Trois registres de vingt éléments binaires et quinze mémoires unitaires permettent l'affichage vers l'extérieur d'informations issues de programmes ou le test programmé d'informations venues de l'extérieur. Ce dispositif, indispensable pour le raccordement d'éléments de commutation téléphonique, s'est révélé très commode pour le test automatique de sous-ensembles électroniques par le calculateur.

2.3. RÉALISATION DU CALCULATEUR

Le calculateur ANTINÉA est entièrement transistorisé. Deux transistors à alliage au germanium, un PNP et un NPN ont servi de base à sa réalisation. Leur fréquence de coupure est supérieure à 5 MHz et les impulsions traitées ont $1,25 \mu\text{s}$ de largeur avec des fronts et des retards de l'ordre de un à deux dixièmes de microseconde. Les circuits logiques utilisés sont de types multiples : basculeurs, portes ET, portes OU, inverseurs, amplificateurs régénérateurs, amplificateurs de courant, lignes de retard (fig. 3) [7].

Les mémoires à ferrites, telles qu'elles ont été décrites au paragraphe précédent, sont celles qui équipent la machine dans sa forme définitive. Initialement quatre petites mémoires de soixante-quatre mots chacune avaient été essayées dans la machine : deux d'entre-elles ont vu leur technologie conservée pour donner naissance aux mémoires actuelles. Une autre était une mémoire semi-permanente à diode d'une grande souplesse d'emploi : elle a été conservée en raison de la facilité avec laquelle son contenu peut être modifié, elle sert actuellement de mémoire relais pour les programmes câblés dans la mémoire

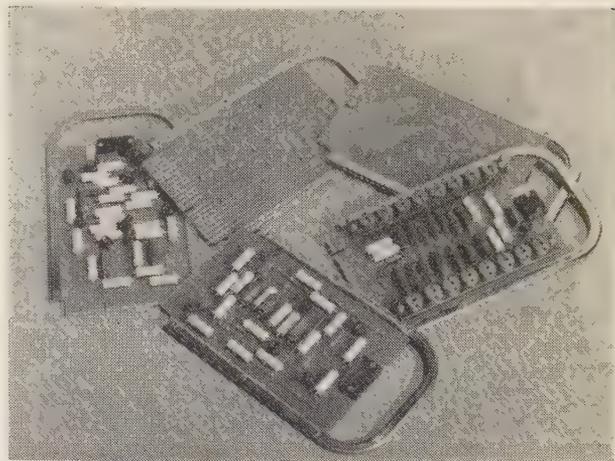


FIG. 3. — Circuits logiques transistorisés utilisés pour la construction d'ANTINÉA.

semi-permanente principale [8]. Enfin une mémoire à plaques de ferrite à deux trous par éléments binaires et à sélection par mot a été mise au point : il s'agissait d'une réalisation nouvelle qui semblait très intéressante et fonctionnait de façon satisfaisante. Elle n'a pas été conservée en raison du prix de revient élevé en France des plaques de ferrites nécessaires [9].

En ce qui concerne la mémoire à ferrites temporaires, le bloc proprement dit a été acheté câblé et tous les circuits ont été étudiés et construits dans les laboratoires du C.N.E.T. La politique a été la même en ce qui concerne les mémoires auxiliaires : achat dans le commerce du tambour magnétique équipé de ses têtes et de la platine de dérouleur de bande magnétique, étude et réalisation par les laboratoires du C.N.E.T. de toute l'électronique correspondante.

Le même procédé a été conservé pour les calculateurs suivants car il s'est révélé extrêmement commode à l'usage : en effet, il n'est pas dans la vocation du C.N.E.T. d'étudier ou de construire des dispositifs produits par les laboratoires de l'industrie, mais il est efficace que les circuits électroniques qui les entourent soient étudiés conjointement avec l'ensemble du système dans lequel ils s'intègrent. Les difficultés d'interconnexion entre circuits de conception différente sont ainsi totalement éliminées.

Construite à partir de 1958, ANTINÉA a commencé à exécuter des programmes de quelque importance en 1960 ; elle a été équipée de ses mémoires définitives au début de 1962. Simultanément, en 1961 et 1962, ANTINÉA a servi de calculateur de commande à une maquette de laboratoire de central téléphonique, ANTARÈS [10], [11].

Depuis la fin de cette expérience, ANTINÉA sert de calculateur d'usage général, plus particulièrement destiné à fournir une aide aux différents services du département RME : essais systématiques d'organes de commutation, rédaction automatique de documents de câblage, assemblage de programmes destinés au central électronique ARISTOTE en cours d'installation

à Lannion (Côtes-du-Nord) [12]. Depuis que la structure de la machine a été cristallisée, son fonctionnement est très satisfaisant et ne nécessite que peu d'interventions du personnel de maintenance.

Dans sa réalisation actuelle (fig. 4), la machine comporte environ cinq mille transistors et dix mille diodes au germanium répartis dans une douzaine de bâtis et un pupitre. L'ampleur du pupitre trouve sa justification dans le fait qu'il s'agit d'un calculateur prototype destiné à des études de laboratoire. Le même calculateur, mis à la disposition d'un centre de calcul travaillant en langage symbolique, ne nécessiterait qu'un pupitre extrêmement réduit. Au contraire, pour toute la phase de mise au point du système et

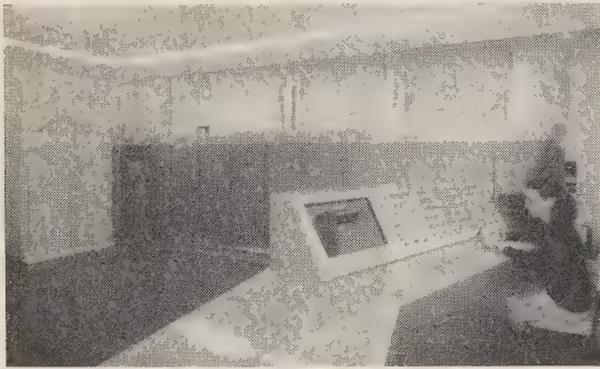


FIG. 4. — Le calculateur ANTINÉA. Au premier plan le pupitre ; au fond les organes de calcul et de commande ; à gauche les mémoires.

pour l'étude, en langage machine, de programmes destinés au fonctionnement en temps réel, il est extrêmement commode de disposer d'un pupitre très complet permettant de connaître d'un seul coup d'œil l'état de l'ensemble de la machine.

L'alimentation du calculateur est assurée par le secteur à travers un groupe tournant destiné à supprimer les parasites ou les coupures brèves. La consommation est d'environ 2 kW.

3. Le calculateur Ramsès

3.1. BUT DU CALCULATEUR

Le calculateur ANTINÉA n'était qu'un calculateur expérimental de dimensions relativement réduites, dont la puissance était insuffisante pour la commande d'un autocommutateur téléphonique. L'étape suivante consistait donc tout naturellement à passer à une machine plus importante permettant de desservir facilement un central de dix ou vingt mille abonnés.

Pour augmenter la puissance d'un calculateur la voie la plus simple consiste à accroître sa cadence de fonctionnement en utilisant des circuits plus rapides. Cela conduisait pratiquement à conserver la structure et le schéma général du calculateur et à renouveler complètement les éléments de base.

Cette voie, certes séduisante en elle-même, n'était pas sans danger. En effet, il s'agissait essentiellement de faire un calculateur de haute sécurité et de grande puissance, étudié pour être intégré dans le central électronique ARISTOTE destiné à être mis en service réel à Lannion [13]. Il était donc indispensable de choisir une solution utilisant, dans toute la mesure du possible, une technique déjà éprouvée.

Pratiquement il était nécessaire de conserver les deux types de mémoires à tores de ferrites d'ANTINÉA, semi-permanente et temporaire, à sélection par mot, en accroissant leur capacité totale. Il était également prudent d'utiliser le même type de transistor PNP à alliage au germanium dont la fiabilité avait pu être contrôlée. Les cadences de fonctionnement en résultaient nécessairement : cycle de fonctionnement mémoire de 5 μ s réduit à 4 par des améliorations de circuits, impulsion de base d'une largeur minimale de une microseconde pour les circuits logiques.

Dans ces conditions, la structure de RAMSÈS⁽¹⁾ est nécessairement différente, et aussi plus complexe que celle d'ANTINÉA. Pour augmenter la puissance de calcul, trois moyens ont été mis en œuvre :

- accroissement de la dimension des informations traitées,
- étude d'un code d'ordres plus efficace réalisant davantage d'opérations en une seule instruction,
- étude de dispositifs nécessaires au fonctionnement en temps réel : simultanités et interruptions prioritaires.

Enfin, le calculateur étant destiné presque exclusivement à des expériences de commutation téléphonique — central ARISTOTE — il n'a pas paru utile de développer des circuits de calcul très spécialisés tels que des organes de multiplication. L'accès à des informations très dispersées a été favorisé par la création d'ordres permettant l'adressage direct d'éléments binaires quelconques en mémoire ou dans les organes logiques.

Par ailleurs, pour accroître la fiabilité générale de l'ensemble, un nouveau système de circuits logiques, a été élaboré, utilisant, comme il a été dit plus haut, les mêmes composants. Les circuits logiques qui avaient été utilisés pour ANTINÉA avaient, malgré leur commodité d'emploi, trois inconvénients :

- d'abord, étant donné la multiplicité des circuits de base, il était difficile de vérifier à l'avance en laboratoire toutes les performances des divers assemblages possibles,

- ensuite, la mise en œuvre de liaisons directes du collecteur d'un transistor à la base du transistor de l'étage suivant — cas des amplificateurs à charge d'émetteur — créait des configurations particulièrement vulnérables : il suffisait d'une masse ou d'une tension accidentelle en un point malencontreux pour entraîner la destruction d'un élément et d'un certain nombre de ceux auxquels il était lié,

(¹) Réalisation d'un Automatisation Mathématique pour Système Electronique Séquentiel.

— enfin l'utilisation de liaisons capacitives pour l'attaque des basculeurs compteurs et la répartition dans les schémas logiques d'amplificateurs régénérateurs localisés étaient de nature à compromettre également la fiabilité générale du système.

Un circuit logique modulaire à un seul élément de base réalisant la fonction *NI* a donc été réalisé et utilisé pour la construction du nouveau calculateur. L'élément de base choisi a trois entrées à diodes et une sortie sur laquelle le signal est systématiquement régénéré par le transistor inverseur du circuit (fig. 5) ; toutes les liaisons sont continues et se font à travers des résistances de protection permettant d'éviter

les destructions en chaînes. Le circuit a pu être étudié dans toutes ses conditions d'utilisation et des règles d'assemblage très précises ont été élaborées [14], [15], [16], [17].

Enfin de nombreux contrôles de parité ont été répartis dans l'ensemble de la machine pour accélérer la détection des pannes et favoriser leur diagnostic.

3.2. ORGANISATION GÉNÉRALE (fig. 6)

RAMSÈS est un calculateur universel à structure parallèle traitant des informations, de trente-et-un éléments binaires plus un élément de contrôle de parité [18]. Sa mémoire principale à tores de ferrite peut atteindre une capacité de seize mille mots. Elle est actuellement équipée de sept blocs de mille mots, quatre de mémoire temporaire et trois de mémoire semi-permanente. Elle a un temps d'accès de 2 μ s et un cycle de 4 μ s exploité en 5 μ s par les circuits logiques.

Etant donné que, dans l'utilisation en temps réel du système, les programmes que l'on a à traiter sont nombreux et s'enchevêtrent, l'utilisation d'une machine à accumulateur a été jugée malcommode ; l'accumulateur joue, en effet, le rôle d'une plaque tournante par laquelle transitent toutes les informations traitées par les différents programmes ; il risque ainsi de créer une sorte de goulot d'étranglement. Il a donc été décidé de ne laisser subsister aucune information d'un ordre sur l'autre dans les circuits de calcul de la machine. Ceci conduit à une

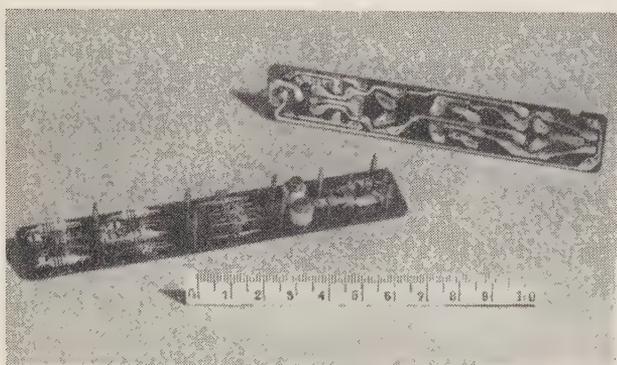


FIG. 5. — Circuit logique NI à transistor utilisé pour la construction du calculateur RAMSÈS.

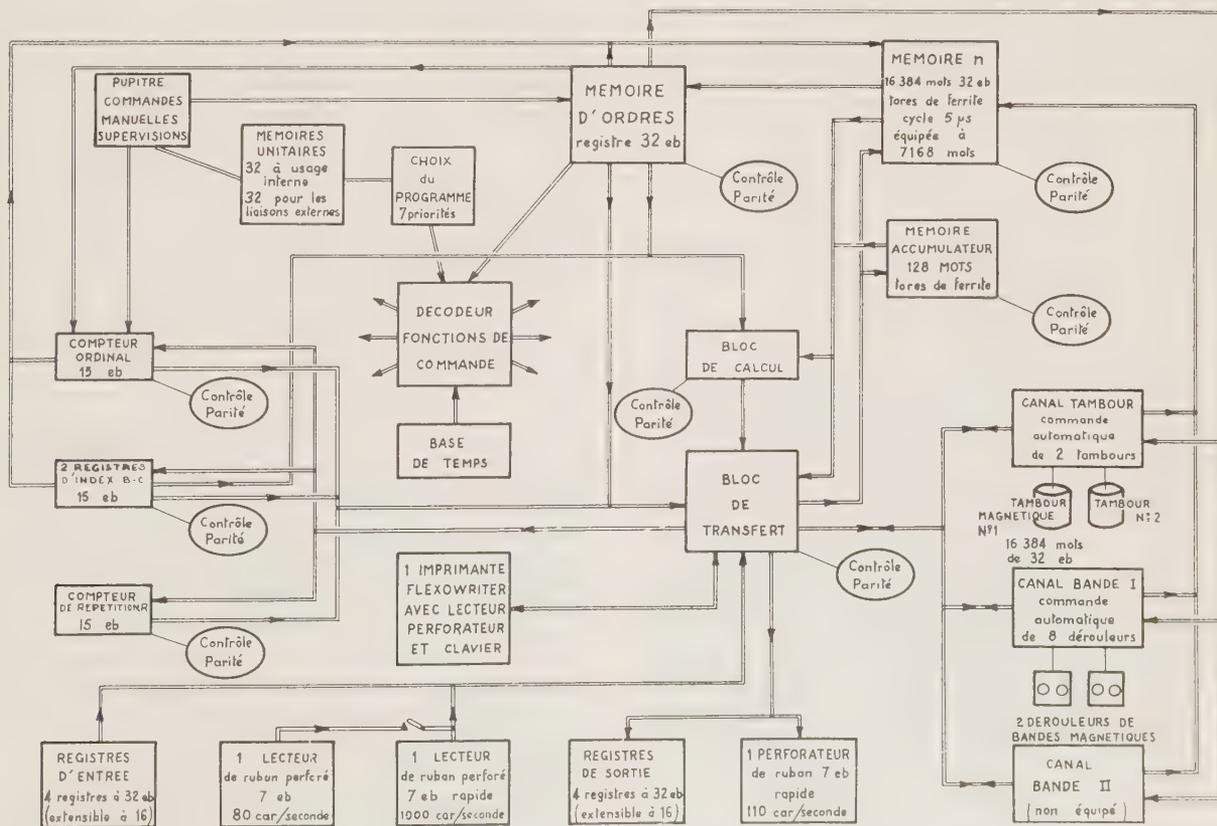


FIG. 6. — Organisation générale du calculateur RAMSÈS.

machine à deux ou trois adresses, chaque instruction précisant de façon explicite ou implicite les adresses des deux cases de mémoires où sont rangés les deux opérandes à traiter et l'adresse où doit être rangé le résultat. L'inconvénient de cette méthode est que le temps d'exécution de chaque instruction se trouve fortement allongé; nous avons vu que, dans un calculateur à accumulateur comme ANTINÉA, il faut le temps de deux cycles mémoire pour exécuter une instruction; dans un calculateur à trois adresses il en faudra en général cinq: un pour l'extraction de l'ordre, deux pour l'extraction des opérandes, un pour le calcul proprement dit et un pour le retour du résultat en mémoire. Il est vrai que le temps réservé au calcul peut être récupéré soit en utilisant des circuits de calcul ultra-rapides ce qui est cher, soit en pratiquant le recouvrement des ordres les uns sur les autres, ce qui entraîne une structure complexe peu souhaitable pour une première expérience.

Pour éviter une partie de ces écueils et conserver des temps de fonctionnement compétitifs une solution intermédiaire a été utilisée. Elle consiste, dans RAMSÈS, à mettre en œuvre une petite mémoire à ferrites supplémentaire dénommée mémoire accumulateur. Cette mémoire qui comporte cent vingt-huit mots adressables en deux tranches de soixante-quatre mots fonctionne en même temps que la mémoire principale et permet l'exécution d'instructions à deux adresses en un temps égal à trois cycles mémoire (15 μ s). Une minorité d'instructions mettant en jeu des opérations soit particulièrement simples, soit particulièrement complexes, s'exécute en deux ou quatre cycles mémoire.

L'utilisation d'une mémoire accumulateur permet, par ailleurs, le développement d'un système d'interruptions prioritaires particulièrement économique comme on le verra plus en détail dans la suite.

Le format des instructions est le suivant:

- cinq éléments binaires désignent la fonction à réaliser,
- six éléments binaires sont utilisés comme indice,
- six éléments binaires permettent l'adressage de soixante-quatre mots de la mémoire accumulateur,
- quatorze éléments binaires permettent l'adressage des seize mille mots possibles de la mémoire principale,
- un élément binaire est utilisé pour le contrôle de parité.

Les fonctions directement exécutables sont du même type que celles d'ANTINÉA mais en général un peu plus complètes de façon à augmenter l'efficacité d'ensemble de la machine. Par contre, les indices permettent de nombreuses variantes et multiplient, en quelque sorte, d'autant le nombre de fonctions disponibles. Deux indices sont réservés à l'indexation à l'aide de deux registres d'index à quinze éléments binaires: quatorze éléments d'adresse et un de contrôle de parité. Une instruction de test spécial permet les ruptures de séquence conditionnelles par comparaison entre le contenu d'un des registres

index et une information de référence préalablement chargée dans un registre. Un autre indice permet de déclencher l'exécution répétée de certaines instructions à la cadence de deux cent mille fois par seconde sous le contrôle d'un registre de comptage.

La mémoire principale est complétée par deux types de mémoires auxiliaires:

- des tambours magnétiques du même type que celui du calculateur ANTINÉA et comportant seize mille mots de trente-deux éléments binaires.

- des dérouleurs de bande magnétique capables de lire ou d'écrire sur une bande d'un demi pouce à six pistes utiles et une piste de contrôle, sous une forme compatible avec celle utilisée par les équipements IBM.

Le débit moyen de ces unités est de dix mille caractères par seconde après démarrage de la bande. Ces mémoires ne sont plus adressables et travaillent par blocs de longueur variable (de un à mille vingt-trois mots).

Toutefois l'utilisation en temps réel du calculateur interdit la connexion directe entre l'unité centrale et ces mémoires auxiliaires. Le temps moyen d'attente du tambour magnétique est en effet d'un demi tour, soit environ 10 ms, et tout appel d'un bloc d'information sur une bande magnétique suppose le démarrage de celle-ci. Il a donc été nécessaire de mettre en œuvre des canaux de transfert automatique permettant d'éviter l'attente de l'unité centrale lors des échanges avec les mémoires périphériques. Le canal est une unité indépendante qui a accès d'une part à la mémoire principale du calculateur, d'autre part à l'organe périphérique au profit duquel il travaille. Il reçoit de l'unité centrale des ordres courts qui lui précisent la nature du transfert à effectuer, la longueur du bloc à lire ou à écrire, la première adresse de mémoire principale, et, pour le canal tambour, la première adresse sur le tambour. Le calculateur donne ces ordres en quelques dizaines de microsecondes et se trouve ensuite libéré. C'est le canal qui gère à partir de ce moment les échanges avec l'organe périphérique et qui intervient au moment voulu pour lire ou écrire un mot dans la mémoire principale. Le canal tambour, actuellement équipé d'un seul tambour, mais qui peut en recevoir deux, attend la fin de l'ordre en cours pour intercaler un cycle mémoire à son profit. Il est, en effet, possible de tolérer, dans certains cas, une attente du canal tambour si l'ordre en cours d'exécution est très lent — ordre répété ou ordre supposant l'utilisation avec attente d'un organe d'entrée sortie lent — car l'information enregistrée sur le tambour magnétique se conserve même si l'on doit perdre le temps d'un tour supplémentaire de tambour avant de l'utiliser.

Le canal bande, au contraire, ne peut jamais attendre, car une fois la bande magnétique en mouvement il est nécessaire d'écouler dans tous les cas les informations à la cadence propre de la bande sous peine de perdre des informations. Le canal bande dispose donc d'une priorité absolue pour l'utilisation de la mémoire et il a la faculté d'interrompre le calculateur à un moment quelconque, même au cours de l'exécution d'un ordre.

L'ensemble est étudié de façon à autoriser le raccordement simultané de deux canaux bandes pouvant commander chacun huit dérouleurs. L'équipement actuellement en exploitation ne comporte qu'un seul canal équipé de deux dérouleurs.

Ajoutons enfin, pour terminer, que chacun des tambours est adressable directement à partir de l'unité centrale, ce qui permet d'utiliser simultanément un transfert automatique sur l'un des tambours et un transfert programmé sur l'autre.

Il faut reconnaître que la solution qui consiste à développer des canaux autonomes indépendamment de l'unité centrale du calculateur est une solution coûteuse en matériel. Mais elle confère au calculateur une grande puissance et permet, en quelque sorte, de se contenter d'une mémoire principale plus restreinte.

Il est, en effet, possible de découper un programme important en tranches et de ranger ce programme sur le tambour, par exemple. Tandis qu'une partie du programme rangée dans le cinquième de la mémoire principale s'exécute en traitant les données situées dans un deuxième cinquième de la mémoire, un transfert automatique amène la tranche suivante du programme, du tambour dans la mémoire principale tandis que deux autres transferts automatiques permettent d'échanger les données traitées ou à traiter entre la mémoire centrale et les unités de bande magnétique.

On reconnaît là une technique qui a été développée dans le calculateur ATLAS de FERRANTI. A une échelle plus modeste, ce procédé appliqué au calculateur RAMSÈS en fait une machine de puissance notable.

Dans le même souci d'efficacité et dans le but de faciliter la commande d'un central électronique, on a jugé qu'il serait commode de disposer d'un système d'interruptions prioritaires de programmes. Toutefois, comme il s'agissait d'un premier essai dans ce domaine, il était prudent de mettre en œuvre un système aussi simple que possible. D'autre part, il était indispensable que tout programme interrompu puisse être repris par la suite au point où il avait été abandonné, sans aucune perturbation, et que toutes les interruptions s'effectuent directement d'une façon hiérarchisée, quel que soit l'ordre dans lequel les demandes de programmes aient pu se présenter.

Ces diverses considérations ont conduit à une solution mi-câblée, mi-programmée, répondant à toutes les nécessités fonctionnelles énoncées et demandant un temps d'environ 80 μ s pour effectuer entièrement un changement de programme [19]. Le système est à sept degrés de priorités successifs. A chaque niveau de priorité correspond un programme qui, s'il était exécuté seul dans le calculateur, déclencherait la réalisation de la suite d'opérations dont il a la charge. Les demandes de traitement des différentes tâches sont reçues de l'intérieur ou de l'extérieur du calculateur dans des mémoires unitaires. A chaque instant c'est la tâche demandée dont l'urgence est la plus grande qui est en cours d'exécution. Dès que cette tâche est terminée ou qu'une demande plus urgente est présentée, le dispositif de changement de programme entre en jeu. Dans une première phase,

un automatisme câblé gare, dans un registre spécial, l'adresse de l'ordre en cours prise dans le compteur ordinal. La deuxième phase est alors déclenchée; elle consiste dans le déroulement d'un programme ayant les fonctions suivantes :

- garer en mémoire l'adresse de reprise du programme interrompu,
- aller chercher en mémoire l'adresse du premier ordre du programme à prendre,
- démarrer ce programme.

Il est intéressant de noter que la simplicité du dispositif est due en partie à la structure à double adresse du calculateur. Cette structure, en effet, ne laisse subsister aucune information d'un ordre sur l'autre dans les circuits de calcul. La seule information qu'il est nécessaire de mettre en mémoire pour pouvoir reprendre sans perturbation un programme interrompu est donc l'adresse du prochain ordre à traiter.

Le dispositif d'interruption prioritaire peut être masqué à volonté soit par un bouton prévu à cet effet au pupitre du calculateur, soit par un indice spécial affectant les ordres faisant partie d'une séquence que l'on ne désire voir interrompre en aucun cas. Notons enfin qu'un dispositif supplémentaire a été prévu, permettant de déclencher pour une durée limitée, l'abandon momentané d'un programme bloqué sur l'attente d'un organe lent, au profit de l'exécution d'un programme de priorité moindre.

Une base de temps en logique majoritaire a été construite. Elle peut se substituer à volonté à la base de temps normale du système et permet, lorsqu'elle est en service, un fonctionnement sans défaillance même en cas de destruction d'un composant. Ce dispositif a d'ailleurs été monté davantage comme un banc d'essai de circuits logiques majoritaires que pour répondre à une nécessité fonctionnelle. Les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants.

Les organes d'accès de RAMSÈS sont, comme ceux d'ANTINÉA, en nombre limité en raison de l'utilisation principale de la machine qui exige très peu d'échanges d'informations avec un opérateur.

Une machine Flexowriter sert à la fois d'imprimante et de clavier d'entrée. Un lecteur de ruban perforé fonctionnant à mille caractères par seconde et un perforateur fonctionnant à cent dix caractères par seconde permettent des débits d'informations plus appréciables.

L'essentiel des échanges d'information, entre RAMSÈS et le reste de l'autocommutateur auquel il est incorporé, s'effectue au moyen de trente-deux mémoires unitaires et de huit registres externes à trente-deux éléments binaires; on retrouve ici une disposition caractéristique des calculateurs interconnectés à un automatisme travaillant en temps réel.

3.3. RÉALISATION DU CALCULATEUR

Réalisé comme on l'a dit plus haut à l'aide d'un seul circuit logique de base, le module *NI*,

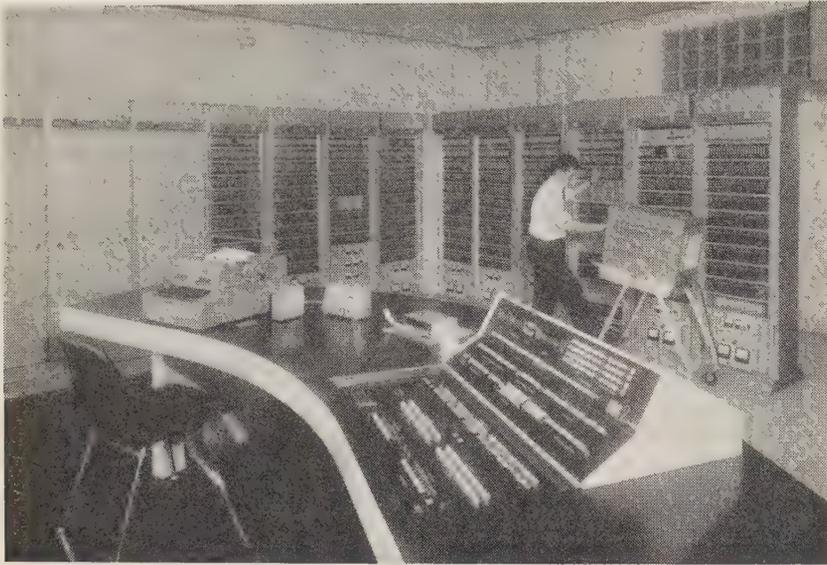


FIG. 7. — Le calculateur RAMSÈS.

le calculateur RAMSÈS a pu être construit assez rapidement en 1962 et 1963 (fig. 7). Sa mise au point a été achevée dans les premiers mois de 1964 et il est actuellement incorporé au central électronique ARISTOTE installé à Lannion.

Il comporte environ dix-huit mille transistors au germanium, dont dix mille pour les circuits logiques, et soixante mille diodes à pointes. Ce matériel est réparti sur les circuits imprimés contenus dans des bâtis (fig. 8) de 0,50 m de large, 0,40 m de profondeur et 2 m de haut. La répartition des bâtis est la suivante :

- 8 bâtis de circuits logiques pour l'unité centrale,
- 2 bâtis doubles pour la mémoire principale,
- 1 bâti pour chacun des canaux,
- 1 bâti double pour le tambour magnétique,
- 2 dérouleurs de bandes magnétiques,
- 1 pupitre.

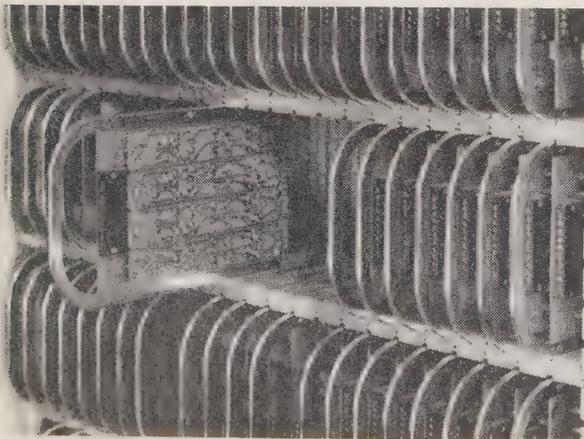


FIG. 8. — Disposition des circuits imprimés dans les bâtis (circuits logiques modulaires doubles)

La réalisation ainsi obtenue n'est pas très dense : cela provient de ce qu'il est beaucoup plus commode de ne pas avoir un câblage très serré pour un prototype destiné normalement à subir de nombreuses modifications au cours de la période de mise au point. Une réalisation industrielle de la même machine pourrait naturellement être beaucoup plus compacte.

Tous les circuits sont alimentés à partir d'alimentations régulées, étudiées au département RME ; chaque bâti logique comporte deux alimentations 6 V capables de fournir respectivement 5 et 12 A [20]. Les mémoires utilisent deux tensions auxiliaires supplémentaires de 12 V. La puissance totale consommée sur le secteur est d'une dizaine de kilowatts fournis à travers un groupe tour-

nant. En cas de défaillance du secteur une signalisation est immédiatement donnée déclenchant une interruption prioritaire de détresse. Au cours des quelques centaines de millisecondes d'autonomie que confère l'inertie du groupe tournant, le programme prioritaire ainsi déclenché prend les mesures de sauvegarde nécessaires pour arrêter le programme en cours en un point permettant son redémarrage automatique sans perturbation au moment de la remise sous tension.

Un second exemplaire du calculateur RAMSÈS est actuellement en cours de construction dans les laboratoires du Centre de Recherche du C.N.E.T. à Lannion ; il équipera ce centre en moyens de calcul automatique.

4. Le calculateur Ramsès II

4.1. BUT DU CALCULATEUR

Ayant acquis l'expérience de la réalisation d'un calculateur de moyenne puissance avec RAMSÈS, il était tentant d'en déduire une version d'usage général mise à la disposition du centre de calcul du C.N.E.T. De plus le calculateur RAMSÈS, destiné à des expériences de commutation électronique, était totalement indisponible pour les laboratoires du C.N.E.T. à Issy-les-Moulineaux. La décision a donc été prise au milieu de l'année 1963 de réaliser un nouveau calculateur qui a reçu le nom de RAMSÈS II.

Il aurait été simple évidemment de faire RAMSÈS II identique à son prédécesseur. Mais, d'une part, un certain nombre de points méritaient d'être améliorés et, d'autre part, les études de laboratoires poursuivies pendant tout le temps de la gestation de RAMSÈS rendaient disponibles un certain nombre de circuits aux performances meilleures. Par ailleurs le désir

d'utiliser RAMSÈS II pour des travaux de calcul scientifique ou pour des travaux de gestion, imposait un certain nombre d'extensions qui conduisaient, de toute façon, à revoir le schéma général.

Ces diverses considérations ont fait que le calculateur RAMSÈS II, bien que directement issu de RAMSÈS, est d'une structure et d'une technologie sensiblement différente, conduisant à une amélioration notable de ses performances.

4.2. EXAMEN CRITIQUE DU CALCULATEUR RAMSÈS

L'un des points qui ont été à l'origine de difficultés majeures, tant pour la conception que pour la mise en service de RAMSÈS, est le rapport qui existe entre les vitesses de fonctionnement des différents éléments de base. Les mémoires à ferrites avec un cycle de 5 μ s et les circuits logiques traitant des impulsions d'au minimum une microseconde de largeur, avec des retards unitaires de deux dixièmes de microseconde environ, avaient été choisis pour construire RAMSÈS comme les éléments les plus sûrs issus des études de laboratoire en 1961.

Il est apparu à l'usage que ces cadences de fonctionnement n'étaient pas les meilleures. Tout d'abord il faut remarquer que l'assemblage de circuits logiques traitant des impulsions dont la largeur est égale à cinq fois seulement le retard unitaire apporté par un circuit, est relativement délicat [21]. Un rapport de dix est de beaucoup préférable. D'autre part il est malcommode de faire fonctionner la mémoire à sa cadence maximale lorsqu'on ne peut loger que quatre ou cinq temps élémentaires au cours d'un cycle-mémoire. Ceci conduit à la mise en œuvre de nombreux circuits de calcul travaillant en parallèle de façon que toutes les opérations à réaliser puissent être terminées en temps voulu. Il en résulte une complication et un alourdissement certains de la machine.

Les mémoires rapides disponibles pour la réalisation de RAMSÈS II ont un cycle de 5 μ s. Il a été décidé tout d'abord de ne les utiliser qu'à la cadence de 5,4 μ s de façon à réserver entre cycles-mémoires consécutifs un temps de 400 ns nécessaire pour modifier le contenu du registre d'adresses.

De nouveaux circuits logiques NI équipés de transistors PNP « mesa » [22] au germanium ont été mis au point (fig. 9). Le retard moyen des signaux à la traversée de ces circuits est de 20 ns ce qui permet de traiter avec facilité des impulsions de 200 ns. Pour accroître les marges de fonctionnement, un intervalle de 100 ns a été ménagé entre deux impulsions consécutives alors que dans RAMSÈS tous les temps utilisés étaient jointifs. Cette dernière mesure permet de s'affranchir aisément de la dispersion des retards affectant les impulsions issues de la base de temps par les amplificateurs de distribution. Enfin

on a jugé bon de prévoir dans la base de temps du calculateur, des circuits plus rapides que dans le reste des organes logiques. C'est là l'une des conditions essentielles permettant de définir avec précision les temps de fonctionnement des différents organes, et, partant, d'obtenir la vitesse de fonctionnement la plus grande pour une sécurité de fonctionnement donnée.

Un deuxième point fort controversé a été la structure à double adresse de RAMSÈS voisine de celle adoptée pour la nouvelle série IBM. Il a été expliqué que cette structure avait été adoptée, d'une part pour simplifier le dispositif d'interruptions prioritaires, d'autre part pour tenter de favoriser le partage du temps du calculateur entre les nombreuses tâches auquel il a à faire face dans son utilisation en temps réel. L'expérience de la programmation du central ARISTOTE n'a pas entièrement confirmé ce point de vue.

Le champ d'utilisations prévu pour RAMSÈS II étant beaucoup plus large que celui de RAMSÈS et

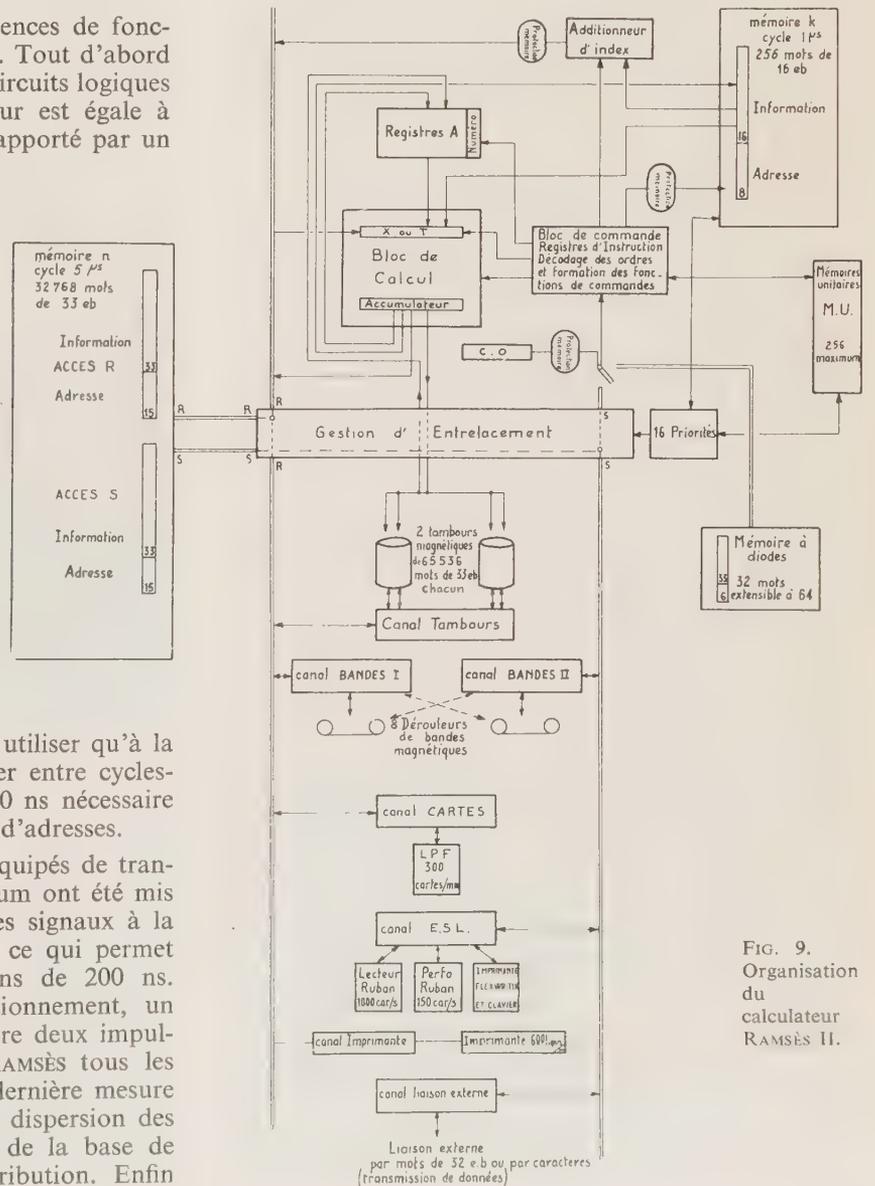


FIG. 9. Organisation du calculateur RAMSÈS II.

comprenant notamment le calcul scientifique, la structure à une adresse avec un accumulateur a été choisie en raison des cadences de fonctionnement élevées qu'elle permet.

Cette décision permet encore de s'affranchir de la mémoire accumulateur dont le prix de revient par élément binaire est relativement élevé en raison de sa faible capacité totale, sans permettre pour autant un accroissement notable des performances.

Cela imposait du même coup un remaniement du dispositif d'interruptions prioritaires. Ce dispositif qui s'est révélé fort commode pour le projet ARISTOTE méritait d'être conservé et amélioré. On a décidé tout d'abord de porter de 7 à 16 le nombre des niveaux de priorité hiérarchisés. D'autre part, il est nécessaire pour RAMSÈS II de prévoir le garage du contenu de l'accumulateur à chaque changement de programme. Cela entraînerait un allongement du programme de changement de priorité, allongement d'autant plus gênant pour l'utilisateur que le temps de 80 μ s nécessaire pour le changement de programme dans RAMSÈS avait toujours été considéré comme la borne supérieure des valeurs acceptables. On a donc décidé, pour RAMSÈS II, de réaliser un automatisme entièrement câblé fonctionnant en une quinzaine de microsecondes pour la gestion des interruptions prioritaires.

L'utilisation de RAMSÈS a permis, d'autre part, de constater que deux registres index étaient notoirement insuffisants pour un calculateur destiné à la multi-programmation. Deux solutions étaient possibles : ou bien augmenter le nombre des registres d'index, ou bien prévoir la mise en mémoire de ceux-ci au moment du changement de priorité. C'est la première voie qui a été choisie parce qu'elle confère malgré tout une plus grande souplesse d'exploitation. Comme il n'était pas possible d'alourdir par trop le volume et le coût général de la machine, on a utilisé une petite mémoire supplémentaire ultra-rapide pour contenir ces registres d'index. Le cycle total d'une microseconde et le temps d'accès d'une demi-microseconde permettent la mise en œuvre de l'indexation sans aucun allongement des temps d'exécution des instructions. La même mémoire ultra-rapide sert également aux garages nécessaires pour le système d'interruptions prioritaires.

Le raccordement des organes périphériques par l'intermédiaire de canaux de transfert automatique a été conservé et généralisé à tous les organes lents. C'est en effet une solution extrêmement efficace et qui a l'avantage de faciliter l'utilisation du calculateur en temps réel : le programme est affranchi des phases d'attentes que ne manque pas de provoquer l'indisponibilité prolongée de machines électromécaniques. Le prix de revient relativement élevé des canaux se trouve largement contrebalancé par l'augmentation de puissance obtenue pour l'ensemble du système.

La longueur des mots de la machine a été portée de 32 à 33 éléments binaires, tant pour les instructions que pour les informations traitées. Un élément est utilisé pour le contrôle de parité au niveau des mémoires et il en reste trente deux effectivement dispo-

nibles. Cette longueur, qui présente l'intérêt de correspondre à une puissance entière de deux, permet un format d'ordre commode, une précision notable et peut se subdiviser soit en huit caractères décimaux de quatre éléments binaires soit en quatre syllabes de huit éléments binaires. Ce choix s'est d'ailleurs révélé depuis, identique à celui récemment annoncé par IBM pour sa nouvelle série 360.

Un dispositif câblé de calcul en virgule flottante et des circuits de multiplication ont été ajoutés de façon à permettre des cadences de travail rapide en virgule flottante.

Enfin les organes d'entrée-sortie ont été développés de façon à permettre une exploitation courante plus facile : un ensemble lecteur-perforateur de cartes et une imprimante rapide ont été raccordés à des canaux, en plus des organes chargés de la gestion des bandes perforées et de la machine flexowriter, raccordés eux-mêmes à un canal spécial.

4.3. ORGANISATION GÉNÉRALE DU CALCULATEUR RAMSÈS II

La structure adoptée pour RAMSÈS II est orientée vers l'obtention du maximum d'efficacité, c'est-à-dire d'un traitement aussi rapide que possible, compte tenu des vitesses propres des différents éléments (fig. 10).

La mémoire principale du calculateur est une mémoire à tores de ferrite à sélection par coïncidence de courant. Elle comporte trente-deux mille mots de trente-trois éléments binaires et est entièrement

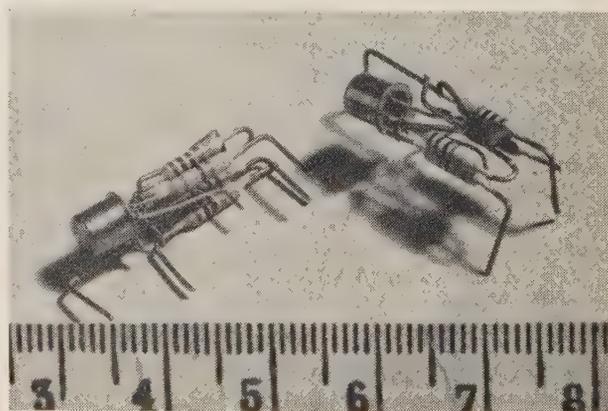


FIG. 10. — Circuit logique rapide réalisé par soudure électrique.

temporaire. On a jugé en effet que, pour un calculateur d'utilisation générale, il était plus commode d'avoir une mémoire exclusivement temporaire et qu'on avait une expérience suffisante de la technique des mémoires semi-permanentes nécessaires à la commutation pour ne pas avoir besoin d'essais plus poussés.

Le cycle total de cette mémoire a une durée de 5 μ s et le temps d'accès est de 2,5 μ s. Malgré la stabilité du temps de cycle, la mémoire est, au point de vue technique, très différente des mémoires de RAMSÈS. Il est en effet apparu que le cycle de 5 μ s

était bien adapté aux nouveaux circuits logiques et l'effort a porté essentiellement sur la compacité des blocs et la réduction du nombre des circuits d'accès. Pour obtenir ce résultat, le bloc mémoire construit avec des tores à faible coefficient de température comprend un premier étage de sélection à tores intégré dans le bloc et une sélection par coïncidence de courant. La réduction de volume obtenue ainsi, pour une capacité égale, est de l'ordre de 6 à 7. Une structure spéciale a été développée pour augmenter le flux total d'informations issu de la mémoire. Les trente-deux mille mots de la mémoire sont répartis en huit blocs de quatre mille mots chacun. Ces blocs sont eux-mêmes réunis deux par deux, pour former des groupes de huit mille mots. La mémoire comporte deux accès simultanés permettant d'adresser et de lire ou d'écrire deux mots au cours du même cycle mémoire à condition que les adresses fournies ne se réfèrent pas au même groupe de huit mille mots. L'un des accès est utilisé pour l'extraction des opérands et l'autre accès pour l'extraction de l'instruction suivante. Ainsi, au prix de quelques précautions dans l'attribution des zones de mémoires, il peut y avoir recouvrement complet entre les accès mémoires nécessaires à deux ordres consécutifs. Cela, associé à la structure à une seule adresse, permet d'obtenir un temps d'exécution des ordres simples égal à la durée d'un cycle d'utilisation de la mémoire, soit $5,4 \mu s$.

Les différents canaux de transferts se trouvent répartis sur les deux accès, avec un canal bande magnétique sur chacun des accès, dans le but de réduire la durée des interruptions et de fournir un accès plus rapide en mémoire à chacun des canaux. Un organe logique spécial, dit « gestion d'entrelacement », s'assure, en comparant les diverses adresses fournies, que les enchaînements de cycles-mémoires se poursuivent à la cadence maximale compatible avec la nature des adresses reçues, et que la succession des instructions s'exécute de façon correcte.

Un dispositif de protection mémoire, compatible avec le fonctionnement des interruptions prioritaires, a été mis en œuvre de façon à faciliter la multiprogrammation. La protection s'effectue par tranches de deux mille mots et est spécifique de chacun des niveaux d'interruptions prioritaires.

Une petite mémoire ultra-rapide à tores de ferrite sert d'auxiliaire à l'unité de commande du calculateur. Elle utilise deux tores par élément binaire et comporte deux cent cinquante-six mots de seize éléments binaires. Elle a un cycle total d'une durée égale à environ une microseconde [23]. Cent vingt-huit mots sont utilisés comme registres index; ils doivent être répartis par les soins du programmeur (ou d'un programme moniteur assembleur) entre les différents niveaux de priorités. Ces registres index fonctionnent en addition c'est-à-dire que leur contenu vient s'ajouter à la partie adresse de toutes les instructions indexées. Le faible temps d'accès de la mémoire et la mise en œuvre d'un additionneur d'index séparé du bloc de calcul permettent d'effectuer les opérations d'indexation sans ralentir la cadence générale de fonctionnement. La longueur des registres d'index, quinze éléments binaires plus un élément de contrôle

de parité pour le garage en mémoire, est la même que celle de toutes les adresses utilisées dans la machine.

Le reste de la mémoire ultra-rapide est utilisé pour le système d'interruptions prioritaires. Chaque niveau de priorité dispose ainsi de huit mots permettant de conserver le contenu du compteur ordinal (adresse de retour) le contenu de l'accumulateur (y compris la mantisse et l'exposant pour les informations en virgule flottante), ainsi que la valeur d'un certain nombre d'indicateurs et le marquage du registre de protection mémoire.

Le bloc de calcul est organisé autour du registre accumulateur. Il comporte les circuits nécessaires au calcul en virgule flottante, à la multiplication et à la division. Le temps d'exécution des instructions en virgule fixe est de $5,4 \mu s$ pour l'addition, la soustraction, les opérations logiques, les transferts et les ordres de commande, et de $24 \mu s$ en moyenne pour la multiplication et de $50 \mu s$ pour la division. En virgule flottante, les temps d'exécution sont de l'ordre de $20 \mu s$ pour l'addition, de $24 \mu s$ pour la multiplication et de $50 \mu s$ pour la division. Le format des informations en virgule flottante est de trente-deux éléments binaires pour la mantisse et de dix éléments binaires pour l'exposant, répartis sur deux mots mémoire.

Le format des instructions est le suivant :

— six éléments binaires de code opération permettant le choix parmi 64 fonctions différentes,

— trois éléments binaires d'indices permettant l'indexation et la mise en service d'un registre de masque divisant les mots de 32 éléments binaires en caractères de quatre éléments binaires. Un indice permet de considérer la partie adresse de l'instruction (15 ou 23 éléments binaires) comme un opérande directement utilisable,

— quinze éléments binaires d'adresse,

— huit éléments binaires constituant une zone référence utilisable pour désigner le numéro d'un registre index ou le numéro d'une mémoire unitaire, pour adresser un registre fonctionnel de la machine ou pour donner une information supplémentaire concernant l'exécution d'un ordre logique.

Les mémoires secondaires du calculateur sont constituées essentiellement par deux tambours comportant chacun 64 000 mots de 33 éléments binaires et par huit dérouleurs de bande magnétique traitant la bande magnétique aux normes IBM à une cadence pouvant aller jusqu'à 100 000 caractères par seconde (ces canaux sont prévus pour traiter soit des caractères de 6 eb soit des caractères de 8 eb).

Les organes d'accès sont connectés à des canaux normalisés. Un canal commande une unité de traitement de cartes perforées capable de lire ou de perforer 300 cartes par minute. Le traitement s'effectue ligne par ligne et le canal fait correspondre soit 24 soit 36 mots de mémoire au contenu d'une carte perforée. Un programme doit ensuite traiter ces informations brutes pour tenir compte du format réel des informations sur les cartes. Un autre canal est chargé, de la même façon, de commander l'imprimante rapide.

Une économie notable de matériel pourrait être réalisée en raccordant au même canal l'unité de traitement des cartes et l'imprimante.

Un canal est spécialisé dans la gestion des informations caractère par caractère. On lui a raccordé une machine Flexowriter servant à la fois d'imprimante et de clavier d'entrée ainsi qu'un lecteur de ruban perforé fonctionnant à 1 000 caractères par seconde et un perforateur fonctionnant à 150 caractères par seconde.

Enfin un septième canal de transfert automatique a été prévu de façon à permettre la connexion directe du calculateur à un autre organe de traitement d'information : calculateur, autocommutateur téléphonique ou terminal de transmission de données. La cadence maximale d'échanges des informations par cette voie est de 600 000 éléments binaires par seconde.

Le canal tambour et les canaux bandes peuvent chacun avoir un débit de 25 000 mots de 32 éléments binaires par seconde tandis que les autres canaux sont limités à 11 000 mots par seconde soit environ 60 000 caractères ou 40 000 « octets » par seconde. Il va de soi que lorsque les canaux fonctionnent à leur cadence maximale, le déroulement du programme se trouve ralenti en fonction des possibilités de la mémoire centrale du système. Toutefois ce ralentissement ne doit pas être très sensible pour une utilisation normale du calculateur.

Des liaisons externes peuvent, par ailleurs, être établies au moyen de six registres adressables de 32 éléments binaires chacun et d'une centaine de mémoires unitaires.

4.4. RÉALISATION DE RAMSÈS II

Lorsque l'on passe d'ANTINÉA à RAMSÈS puis à RAMSÈS II, on s'éloigne de plus en plus du prototype expérimental pour se rapprocher du calculateur destiné à l'exploitation. Il était donc normal de tenter pour RAMSÈS II une réalisation aussi compacte que possible, d'autant plus nécessaire d'ailleurs que les cadences de traitement d'informations dans les circuits logiques étaient grandes.

La réalisation de circuits modulaires *NI* rapides, équipés de transistors mesa, a été l'occasion de développer une nouvelle technologie plus compacte, plus

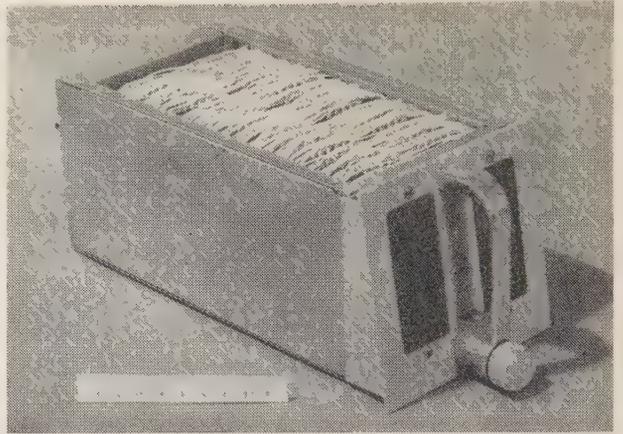


FIG. 12. — Assemblage des circuits imprimés en tiroirs compacts.

fiable et d'un emploi plus souple. On en trouvera par ailleurs une description détaillée. Les circuits logiques sont réalisés sous forme de petits blocs soudés électriquement (fig. 10), puis assemblés par huit sur des circuits imprimés en verre époxy de format 80×90 mm (fig. 11). Ces circuits imprimés sont ensuite assemblés dans des tiroirs enfichables qui prennent leur place dans des bâtis de même taille que ceux utilisés pour la construction de RAMSÈS (fig. 12). Cette forme de câblage a l'avantage supplémentaire de donner naissance à de petits sous-ensembles représentés par les tiroirs, ayant le plus souvent un fonctionnement autonome et pouvant, par conséquent, être vérifiés indépendamment les uns des autres.

Les organes logiques de l'unité centrale comportent environ 15 000 circuits logiques de base et sont contenus dans trois bâtis. Trois autres bâtis sont nécessaires pour les canaux. Les mémoires ont reçu également une réalisation plus compacte que précédemment en raison de l'utilisation de bloc de tores de ferrite à sélection par double coïncidence et de tambours magnétiques permettant l'enregistrement à haute densité. Les circuits spécifiquement mémoires c'est-à-dire les amplificateurs de commande et de lecture, ainsi que les interrupteurs sont réalisés exclusivement à partir de transistors planar épitaxiaux.

Toutes les alimentations sont centralisées et proviennent d'une distribution générale fournissant deux tensions continues de 6 V et d'une source de 48 V. Le problème majeur posé par cette distribution centralisée est celui de la distribution des masses.

Le pupitre de la machine est assez analogue à celui du calculateur RAMSÈS qui s'était révélé d'un emploi très commode, mais l'utilisation de la numération octale a été généralisée.

4.5. PROGRAMMATION

Les travaux de programmation n'ont pas été évoqués pour les calculateurs précédents bien qu'ils représentent une somme d'efforts considérables. En effet, la rédaction des programmes ne faisait pas partie de l'étude du calculateur, à proprement parler ; elle était en fait incorporée à la mise au point des systèmes de commutation dont le calculateur était un élément. Pour RAMSÈS II, il en va tout autrement et puisqu'il

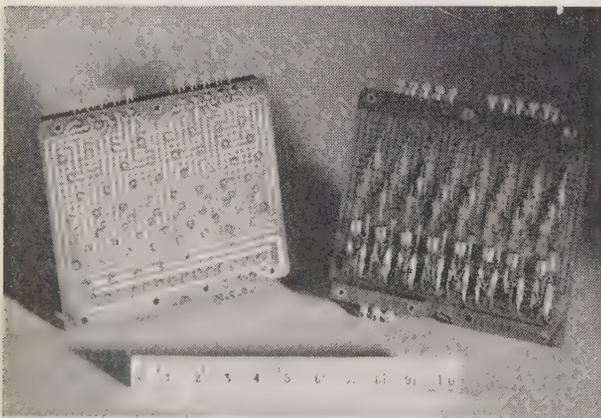


FIG. 11. — Circuits imprimés petit format pour RAMSÈS II.

est envisagé que cette machine ait un usage général, il est indispensable de concevoir un système d'exploitation permettant une utilisation commode par d'autres que les ingénieurs qui en ont assuré la réalisation.

C'est pourquoi, simultanément à l'étude de la machine proprement dite, des travaux ont été entrepris pour élaborer des programmes d'assemblages, un programme moniteur permettant la multiprogrammation et un programme compilateur autorisant l'utilisation du langage symbolique FORTRAN IV et plus tard NPL.

Ces travaux sont, d'ailleurs, réalisés en utilisant les possibilités d'aide des calculateurs ANTINÉA et RAMSÈS et ont permis, au passage, d'élaborer des programmes d'assemblages intéressants pour ces deux machines et un programme compilateur FORTRAN II pour ANTINÉA.

5. Le calculateur RME X1

5.1. BUT DU CALCULATEUR

Le calculateur RAMSÈS II étant actuellement encore en cours d'étude, on peut s'étonner qu'une nouvelle machine soit déjà prévue et que ses grandes lignes aient été définies.

C'est que le calculateur RAMSÈS II a été conçu comme une machine destinée à être livrée à l'exploitation à bref délai, c'est-à-dire présentant toutes les garanties possibles concernant aussi bien sa structure que la sécurité de fonctionnement de ses éléments.

Simultanément, un certain nombre de dispositifs nouveaux à fonctionnement rapide ont été étudiés en laboratoire. Un banc d'essai était nécessaire pour ces éléments ainsi que pour éprouver les structures moins classiques.

RME X1 est donc un calculateur expérimental destiné essentiellement à essayer une technique dans des conditions réelles de fonctionnement; c'est d'ailleurs le même rôle que celui qu'avait eu le calculateur ANTINÉA à ses débuts.

5.2. ORGANISATION GÉNÉRALE

RME X1 est un calculateur de taille réduite, à structure parallèle, très rapide et permettant la microprogrammation au sens strict du terme (fig. 13). Il possède une mémoire principale de 1000 mots de 32 éléments binaires dont le cycle a une durée de une microseconde [24]. Un tambour magnétique rapide de 500 000 éléments binaires ayant un temps d'accès moyen de 2,5 ms complète cette mémoire grâce à un dispositif de canal de transfert automatique.

Les informations, normalement traitées par le bloc de calcul qui comporte un accumulateur, sont des informations de seize éléments binaires, en sorte qu'un mot mémoire contient deux informations en virgule fixe ou une information en virgule flottante.

De la même façon, deux instructions prennent place dans le même mot mémoire avec le format suivant :

- six éléments binaires de code opération et un élément binaire d'indice (mise en service du registre d'index) pour la première instruction,
- sept éléments binaires ayant le même rôle pour la seconde instruction,
- onze éléments binaires d'adresse permettant d'adresser tous les demi-mots de la mémoire rapide à l'usage de la première instruction,
- sept éléments binaires constituant l'adresse associée à la seconde fonction et permettant de désigner un demi-mot dans le même bloc de 128 que l'adresse utilisée par la première instruction. On a jugé à ce sujet que cette restriction était assez minime

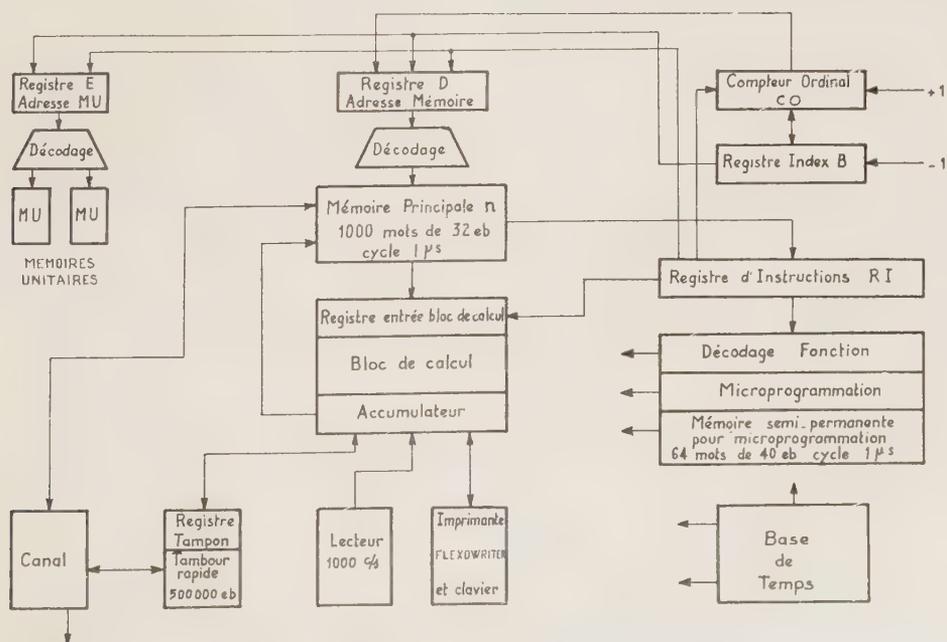


FIG. 13. — Structure d'ensemble du calculateur RME X1.

et que l'habileté des programmeurs pourrait certainement s'en accommoder facilement puisque la contrainte ne porte que sur deux instructions consécutives et que l'on peut à volonté changer de bloc dès que l'on passe d'un groupe de deux instructions au suivant.

La structure parallèle du calculateur, le code d'ordre à simple adresse et la possibilité d'extraire de la mémoire deux instructions simultanées font qu'il est possible d'atteindre une cadence de traitement élevée : 1,5 μ s par instruction.

Les trente-deux premières instructions du code d'ordre constituent un code de fonctions simple tout à fait comparable à celui d'ANTINÉA. Par contre les trente-deux fonctions suivantes sont traitées d'une manière tout à fait différente. Chaque instruction — qui comporte évidemment une adresse indexable — se réfère à une instruction microprogrammée, explicitée par le contenu d'une mémoire semi-permanente ou d'une mémoire temporaire ultra rapide (cycle de 500 nanosecondes).

La mémoire semi-permanente est une mémoire à boucle inductive dont le contenu peut être changé d'une façon extrêmement aisée au gré du programmeur (fig. 14). Elle comporte 64 mots de 40 éléments

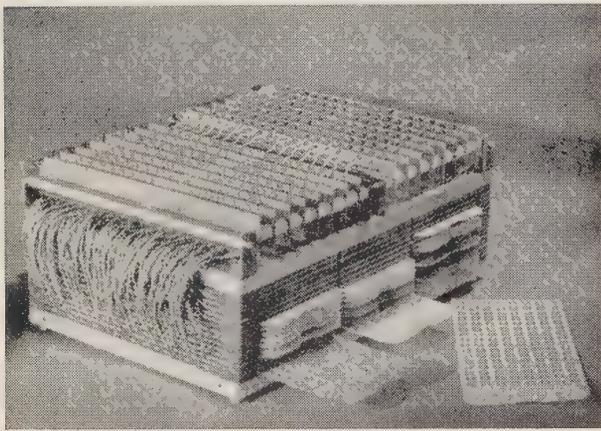


FIG. 14. — Bloc de mémoire inductive semi-permanente utilisé pour la microprogrammation de RME X1.

binaires et a un temps d'accès inférieur à la microseconde [25]. A chacune des 32 fonctions microprogrammées du code d'ordre de la machine correspondent un ou deux mots de cette mémoire. C'est le contenu de ces deux mots qui va ensuite fixer le déroulement des opérations. Les mots de codage sont répartis en tranches de chacune dix éléments binaires. Chaque tranche contient une microinstruction exprimant une fonction simple du genre de celles qui sont disponibles au code d'ordre normal de la machine et un paramètre complémentaire de cinq éléments binaires. Les microinstructions sont des ordres de calcul portant sur le contenu des registres de la machine ou sur le contenu de l'une des adresses mémoires explicitée dans l'instruction initiale ou dans celle qui lui est associée. Elles peuvent également être des ruptures de séquence conditionnelles permettant le bouclage du fonctionnement à l'intérieur d'un même microprogramme.

L'exécution des microinstructions se fait à la cadence de une toutes les 300 ns ce qui permet d'envisager des temps de l'ordre de 25 μ s pour la multiplication et de 30 μ s pour la division en virgule fixe, chiffres d'autant plus intéressants que la machine ne comporte que des circuits de calcul rudimentaires sans aucun dispositif câblé facilitant la multiplication.

Les organes logiques de la machine sont réalisés à l'aide d'une logique « tout transistor » capable de traiter normalement des impulsions de 50 ns avec des retards élémentaires de 5 ns [26].

Les organes d'accès de l'ensemble sont réduits à une machine Flexowriter, un lecteur fonctionnant à 1 000 caractères par seconde, un canal de transfert, un registre externe et des mémoires unitaires.

Conclusion

Le Département « Recherches sur les Machines Electroniques » du C.N.E.T. a été chargé, lors de sa création, d'étudier les problèmes posés par l'introduction de l'électronique dans le domaine de la Commutation Téléphonique. C'est dans l'optique de la « Commutation Electronique » que le Département RME a été amené à s'intéresser, dès le début à la technique des calculateurs électroniques et plus spécialement à l'aspect « utilisation en temps réel ».

En effet, il est apparu que, si pour les centraux téléphoniques à petite capacité, une structure logique câblée était une solution intéressante, pour les centraux à grande capacité mettant en œuvre d'énormes quantités d'informations, une structure s'apparentant à celle des calculateurs électroniques universels s'imposait de plus en plus. La notion d'organe central de commande à « programme enregistré » est devenue l'un des aspects fondamentaux de la structure des grands ensembles de commutation électronique actuellement en cours d'expérimentation dans différents pays.

Le traitement centralisé des informations appliqué aux problèmes de la commutation électronique a conduit ainsi le C.N.E.T. à développer une véritable technique de calculateurs présentant certains aspects particuliers, mais d'une structure suffisamment générale pour être facilement transposable, le cas échéant, à d'autres domaines. Il y a en effet peu de différence, par exemple, entre la structure d'un organe de commande pour grand central téléphonique et celle d'un système chargé de piloter des processus complexes à évolution rapide dans le temps.

Ces réalisations ont permis, d'une part, de faire rapidement progresser les études de commutation électronique (le premier central électronique européen à programme enregistré est expérimenté depuis 1964 à Lannion en Bretagne), d'autre part, de définir un programme cohérent et réaliste, pour l'étude de pièces détachées nouvelles.

L'étude des problèmes de commutation téléphonique a conduit les chercheurs à s'intéresser à l'organisation de systèmes à accès multiples, au traitement intégré et en temps réel d'informations, ainsi qu'à la

multiprogrammation [27] [28] [29] [30] [31] [32].

Le souci de choisir dans chaque cas des solutions générales permet de penser que les dispositions retenues seraient transposables à tout autre système de traitement numérique intégré (surveillance aérienne du territoire, guidage d'engins d'interception, réservation de places, gestion centralisée de comptes, etc.).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] LIBOIS L.J. — La Commutation Electronique. *Regards sur la France*, N° 11, juin 1960, pp. 107-126.
- [2] LIBOIS L.J. — Un nouveau système de commutation électronique à grande capacité. *Commutation et Electronique*, novembre 1961, pp. 9-29.
- [3] DAYONNET F.D. — Applications des calculateurs électroniques à la technique des Télécommunications. Les Calculateurs Electroniques. *Proscientec - Revue d'Informations scientifiques et techniques*, juin 1962, pp. 158-161.
- [4] LUCAS P. et DUQUESNE J. — Autocommutateur semi-électronique à programme enregistré. *Annales des Télécommunications*, novembre-décembre 1963, pp. 223-246.
- [5] MARZIN Ch. et BASQUE M. — Une mémoire permanente utilisant des matériaux magnétiques à cycle rectangulaire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 25-36 (H.C.).
- [6] DONDOUX J. et BASQUE M. — Une mémoire temporaire à faible capacité. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1961, pp. 30-38 (H.C.).
- [7] PINET A. — Etude et définition d'un basculeur à grande sécurité de fonctionnement. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1960, pp. 19-26 (H.C.).
- [8] DONDOUX J. — Mémoires permanentes parallèles à diodes ou à résistances. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 37-46 (H.C.).
- [9] LEGALL P. — Mémoire magnétique temporaire utilisant des plaques de ferrite percées de trous. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 8-29 (H.C.).
- [10] LIBOIS L.J. et LUCAS P. — Antares Central Téléphonique de laboratoire entièrement électronique. *Commutation et Electronique*, avril 1963, pp. 5-31.
- [11] PROFIT A. et DILLET C. — Programmation du calculateur de commande d'un central téléphonique de laboratoire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1962, pp. 1-26 (H.C.).
- [12] DILLET C. et MAHIEUX J.C. — Programation d'un central téléphonique. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1964, pp. 3-22.
- [13] LIBOIS L.J., LUCAS P., PROFIT A. et ROUZIER M. — L'auto-commutateur électronique expérimental de Lannion. *Commutation et Electronique*, avril 1964, pp. 7-36.
- [14] PINET A. — Système de circuits logiques rapides à élément de base unique. *Onde Electrique*, novembre 1961, pp. 905-923.
- [15] GERBIER G., SAUTEL A. et BERGER J.P. — Réalisation et contrôle de circuits logiques à structure modulaire. *Onde Electrique*, novembre 1962, pp. 967-976.
- [16] SAUTEL A., BERGER J.P. et LEGALLAIS R. — Réalisation et contrôle de circuits logiques à structure modulaire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1963, pp. 1-18 (H.C.).
- [17] GERBIER G. — Appareillage pour la mesure automatique de paramètres des composants électroniques. *Onde Electrique*, janvier 1962, pp. 79-90.
- [18] PROFIT A., LIGOUZAT J. et LEGALLAIS R. — Le calculateur électronique RAMSÈS. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1963, pp. 1-26 (H.C.).
- [19] PROFIT A. et LE CORVEC R. Dispositif automatique de changement de programme en cours d'exécution dans un calculateur. *Demande de Brevet Français P.V. 990070*.
- [20] SAUTEL A. — Les Alimentations stabilisées et les dispositifs sans coupure utilisables dans les grands ensembles électroniques. *Onde Electrique*, mai 1963, pp. 570-579.
- [21] LUCAS P., PROFIT A. et SAUTEL A. — La logique modulaire et son utilisation. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1964, pp. 3-20 (H.C.).
- [22] MERLIN J.C. et LAMBERT J.P. — Circuits logiques rapides à transistors. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1965 pp. 31-40 (H.C.).
- [23] BASQUE M. — Une mémoire temporaire à tores de ferrite ayant un temps de cycle de une microseconde. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1963, pp. 1-11 (H.C.).
- [24] BASQUE M. — Quelques aspects des problèmes posés par la définition d'une mémoire temporaire rapide de moyenne capacité. Journée d'étude du 28 janvier 1964. S.F.E.R. Groupe de Bretagne.
- [25] LAVENIR J.C., BASQUE M. et LE GOFFIC Y. — Le problème des mémoires semi-permanentes en commutation électronique. Définition d'une mémoire à couplage inductif. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1963, pp. 1-10 (H.C.).
- [26] MERLIN J.C. et MAINGUENAUD G. — Problèmes généraux posés par la conception de circuits logiques rapides. Journée d'étude du 28 janvier 1964 S.F.E.R. Groupe de Bretagne.
- [27] DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Utilisation des calculateurs en électronique. *Techniques de l'Ingénieur - Electronique*. (Fascicule E 1970).
- [28] DAYONNET F.D., JOUSSET A. et PROFIT A. — Le CELTIC : Concentrateur Exploitant les Temps d'Inactivité des Circuits. *Onde Electrique*, septembre 1962, pp. 675-687.
- [29] LEGARE R., DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Taxation Téléphonique Electronique. *Commutation et Electronique*, novembre 1963, pp. 19-37.
- [30] DONDOUX J., LAVENIR J.C. et AGASSE J. — Taxation au moyen d'un tambour magnétique de 400 abonnés au téléphone. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1962, pp. 1-23 (H.C.).
- [31] GLOESS P., LAVENIR J.C. et DESERT C. — L'automatisation de la taxation télex. *Bulletin d'Informations Techniques des Télécommunications*, avril 1963, pp. 29-37.
- [32] LEGARE R., DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Une application des transmissions de données dans le domaine des télécommunications : taxation et comptabilité téléphoniques centralisées. *Onde Electrique*, février 1963, pp. 214-219.

LA TRANSFORMATION Z ET LES ÉQUATIONS AUX DIFFÉRENCES

PAR

R. LEGROS

*Professeur à la Faculté des Sciences
Laboratoire d'Electronique (Caen)*

1. Introduction

Cette étude, malgré son caractère mathématique, s'adresse bien plus à une catégorie d'électroniciens qu'aux mathématiciens. Nous nous occuperons, en effet, surtout de la transformation z , méthode de calcul inventée par les électroniciens pour leurs besoins particuliers. Les questions que nous posons s'adressent donc aux utilisateurs de cette transformation.

On connaît l'importance fondamentale qu'a prise la transformation de Laplace dans l'étude des phénomènes physiques, et en particulier dans celle des circuits électroniques : actuellement les termes *impédance*, *admittance*, *fonction de transfert*,... s'entendent toujours au sens de Laplace. Les servomécaniciens, qui étudient et réalisent des circuits souvent extrêmement complexes, ont été conduits, assez récemment, pour des raisons de précision, à *échantillonner* leurs signaux, c'est-à-dire à les découper périodiquement en tranches fines, chacune d'elles contenant un élément d'information, la période T dépendant du signal échantillonné, (voir la courbe de la figure 2c). Il en résulte que les fonctions échantillonnées ont une caractéristique commune : celle d'être quasi périodique puisque ces fonctions sont des impulsions rectangulaires périodiques, d'amplitude lentement variable. Cette propriété commune se retrouve dans leurs transformées de Laplace, qui s'expriment toutes en fonction de la seule quantité $\exp(sT)$ (s étant la variable complexe de la transformation de Laplace, et T la période d'échantillonnage). On a donc été conduit, pour simplifier l'écriture, à prendre $\exp(sT)$ pour nouvelle variable, que l'on note z , (choix critiquable puisque cette lettre représente toujours, en mathématiques, la variable complexe indépendante). Ainsi apparaît une nouvelle fonction, $F(z)$, dont on dit qu'elle est la transformée z de la fonction $f(t)$ qui subit l'échantillonnage. Cette fonction, et par conséquent la transformation z , possèdent un certain nombre de propriétés caractéristiques, de la même façon que

la transformation de Laplace, par exemple, possède ses particularités. Ainsi s'est développée la théorie de la transformation z , selon un processus analogue à celui qu'on a observé pour les autres types de transformations (Fourier, Laplace, Mellin, Hankel,...) avec cette différence qu'il a été beaucoup plus rapide car, d'une part on connaissait la marche à suivre (celle qui a conduit aux propriétés des autres transformations) et, d'autre part, nombreux étaient les ingénieurs électroniciens de haute culture mathématique qui s'intéressaient à cette méthode de calcul. Il existe actuellement plusieurs ouvrages qui traitent uniquement de la théorie de la transformation z , et par ailleurs, aucun ouvrage sérieux sur les servomécanismes n'ignore plus cette transformation.

Il nous est apparu qu'il existe non pas seulement des analogies mais bien des identités, pour le moins curieuses, entre les solutions des équations aux différences et les fonctions échantillonnées. Nous nous sommes alors demandé si cette nouvelle théorie n'est pas simplement quelque chose qui ne diffère que bien peu de la théorie des équations aux différences, mais présentée sous une forme nouvelle (de même, si l'on veut, que le calcul opérationnel de Heaviside n'était rien d'autre, en fait, que les conséquences de l'intégrale de Laplace). N'étant pas spécialiste de ces questions, nous nous bornerons donc à présenter quelques faits qui nous ont frappés, et à poser la question : ces faits sont-ils fortuits, ou au contraire révèlent-ils une identité, ou même simplement une parenté et, dans ce cas, ne serait-il pas possible de faire bénéficier chacune de ces théories, élaborées indépendamment l'une de l'autre, de certaines propriétés déjà démontrées pour l'autre ?

Nous pensons que nombreux sont les spécialistes des servomécanismes à échantillonnage, qui pourront donner une réponse à cette question.

Nous rappellerons tout d'abord quelques propriétés élémentaires des équations aux différences et des

fonctions échantillonnées, ainsi que les propriétés, qui nous seront nécessaires, de la transformation de Laplace de la solution d'une équation aux différences, et de la transformation de Laplace d'une fonction échantillonnée. Nous pourrions alors préciser les analogies, de caractère général, qui apparaissent entre les deux types de fonctions.

2. Les équations aux différences

Une équation aux différences est une sorte d'équation de récurrence entre les valeurs $y(x), y(x+1), \dots, y(x+n)$ que prend une fonction y . Nous ne considérerons ici que les valeurs entières v de la valeur indépendante x et nous remplacerons la notation $y(x)$ par y_v .

On appelle équation aux différences d'ordre n , linéaire et à coefficients constants une relation de la forme :

$$y_{v+n} + a_1 y_{v+n-1} + \dots + a_{n-1} y_{v+1} + a_n y_v = f_v, \quad (1)$$

où les coefficients a_1, \dots, a_n sont des constantes, et f une fonction donnée, considérée pour les valeurs entières v de la variable indépendante.

Une telle équation définit donc la fonction y uniquement pour les valeurs entières de la variable. La solution de l'équation (1) nécessite la connaissance des valeurs initiales y_0, y_1, \dots, y_{n-1} .

Soit par exemple l'équation du second ordre :

$$y_{v+2} - 3y_{v+1} + 4y_v = 1. \quad (2)$$

Elle peut être résolue par une méthode pas-à-pas en procédant de la façon suivante, on a :

$$y_{v+2} = 3y_{v+1} - 4y_v + 1,$$

donc :

si $v = 0$ $y_2 = 3y_1 - 4y_0 + 1$

si $v = 1$ $y_3 = 3y_2 - 4y_1 + 1 = 5y_1 - 12y_0 + 4$

si $v = 2$ $y_4 = 3y_3 - 4y_2 + 1 = 3y_1 - 20y_0 + 9$, etc.

Si l'on se donne les valeurs initiales $y_0 = 1/2$, et $y_1 = 1$, par exemple, on a :

$$y_0 = 1/2, \quad y_1 = 1, \quad y_2 = 2, \quad y_3 = 3, \quad y_4 = 2, \quad y_5 = -5, \text{ etc.}$$

La figure 1a représente les valeurs de la solution de l'équation (2), compte tenu des valeurs initiales admises.

On convient généralement de définir la fonction y pour toutes les valeurs de x en admettant que y conserve une valeur constante pour $v \leq x < v+1$, de sorte que la fonction $y(x)$, solution de l'équation (2), est représentée par la figure 1b.

Les équations aux différences linéaires à coefficients constants peuvent être résolues au moyen de la transformation de Laplace. Si l'on écrit $Y(s)$ la transformée

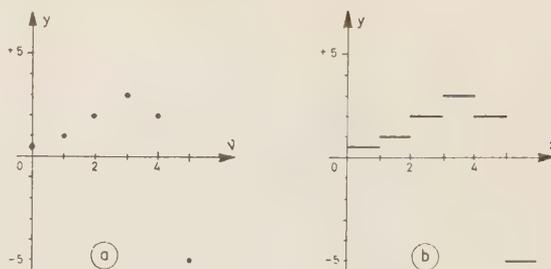


FIG. 1 a). — La solution y_v d'une équation aux différences n'est définie que pour les valeurs entières, v , de la variable.

b) On définit la fonction y pour toutes les valeurs de la variable x en convenant que $y(x) = y_v$, pour $v \leq x < v + 1$.

de Laplace de $y(x)$ et $Y_r(s)$ celle de $y(x+r)$, (r entier) :

$$Y(s) = \mathcal{L}[y(x)] = \int_0^\infty e^{-sx} y(x) dx,$$

$$Y_r(s) = \mathcal{L}[y(x+r)] = \int_0^\infty e^{-sx} y(x+r) dx,$$

on a, en posant $u = x+r$:

$$\begin{aligned} Y_r(s) &= e^{sr} \int_r^\infty e^{-su} y(u) du \\ &= -e^{sr} \int_0^r e^{-su} y(u) du + e^{sr} \int_0^\infty e^{-su} y(u) du \\ &= -e^{sr} \sum_{p=0}^{r-1} \int_p^{p+1} e^{-su} y(u) du + e^{sr} Y(s). \end{aligned}$$

Entre les valeurs p et $p+1$ de la variable, y conserve la valeur constante $y(p)$, (que nous noterons y_p) par conséquent :

$$Y_r(s) = e^{sr} Y(s) + \frac{1 - e^{s(r-1)}}{s} \sum_{p=0}^{r-1} y_p e^{(r-p-1)s}. \quad (3)$$

La connaissance de $Y_r(s)$ nécessite donc celle des valeurs de y , (y_0, y_1, \dots, y_{r-1}) dans les r intervalles initiaux $0 \leq x < 1, \dots, r-1 \leq x < r$. Les conditions initiales sont donc au nombre de n dans le cas d'une équation aux différences d'ordre n . Cette nécessité est analogue à celle qui exige la connaissance de $y(0), y^{(1)}(0), \dots, y^{(n-1)}(0)$ pour le calcul de la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre n de $y(x)$.

Si l'on applique la transformation de Laplace à chaque terme des deux membres de l'équation aux différences :

$$y(x+n) + a_1 y(x+n-1) + \dots + a_{n-1} y(x+1) + a_n y(x) = f(x) \quad (4)$$

on obtient la transformée $Y(s)$ de la solution $y(x)$:

$$Y(s) = \frac{s F(s) + G(s)}{s[e^{ns} + a_1 e^{(n-1)s} + \dots + a_{n-1} e^s + a_n]}$$

$$F(s) = \mathcal{L}[f(x)]$$

$$G(s) = (e^s - 1) \{ y_0 e^{(n-1)s} + (y_1 + a_1 y_0) e^{(n-2)s} + (y_2 + a_1 y_1 + a_2 y_0) e^{(n-3)s} + \dots + (y_{n-2} + a_1 y_{n-3} + \dots + a_{n-2} y_0) e^s + (y_{n-1} + a_1 y_{n-2} + \dots + a_{n-1} y_0) \}. \tag{5}$$

La fonction $Y(s)$ étant ainsi obtenue (on voit qu'elle contient toutes les conditions initiales y_0, y_1, \dots, y_{n-1}), il est ensuite nécessaire de l'inverser, c'est-à-dire de calculer $y(x) = \mathcal{L}^{-1}[Y(s)]$. Bornons-nous pour cela aux équations du second ordre. La solution $y(x)$ se compose de deux parties : $y_1(x)$ et $y_2(x)$:

$$y_1(x) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{F(s)}{e^{2s} + a_1 e^s + a_2} \right] \tag{6}$$

$$y_2(x) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{e^s - 1}{s} \frac{y_0 e^s + y_1 + a_1 y_0}{e^{2s} + a_1 e^s + a_2} \right]. \tag{7}$$

Posons $z = e^s$ et soit :

$$P(z) = z^2 + a_1 z + a_2.$$

On peut écrire, si α_1 et α_2 sont les racines de $P(z)$:

$$\begin{aligned} \frac{1}{P(z)} &= \frac{1}{P'(\alpha_1)} \frac{1}{z - \alpha_1} + \frac{1}{P'(\alpha_2)} \frac{1}{z - \alpha_2} \\ &= \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \left[\frac{1}{z - \alpha_1} - \frac{1}{z - \alpha_2} \right], \end{aligned}$$

donc :

$$\frac{1}{P(e^s)} = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \left[\frac{1}{e^s - \alpha_1} - \frac{1}{e^s - \alpha_2} \right].$$

Mais :

$$\frac{1}{e^s - \alpha} = \sum_{k=1}^{\infty} \alpha^{k-1} e^{-ks},$$

par conséquent :

$$y_1(x) = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_1^{k-1} - \alpha_2^{k-1}) f(x-k), \tag{8}$$

étant entendu que $f(u) = 0$ pour $u = x-k < 0$ et que $y(x)$ est constante, égale à $y(x_0)$ pour $x_0 \leq x < x_0 + 1$; x_0 étant entier positif ou nul.

On, a par ailleurs :

$$\begin{aligned} \frac{e^s - 1}{s} \frac{y_0 e^s + y_1 + a_1 y_0}{e^s + a_1 e^s + a_2} &= \frac{y_0 \alpha_1 + y_1 + a_1 y_0}{\alpha_1 - \alpha_2} \frac{e^s - 1}{s(e^s - \alpha_1)} \\ &\quad - \frac{y_0 \alpha_2 + y_1 + a_1 y_0}{\alpha_1 - \alpha_2} \frac{e^s - 1}{s(e^s - \alpha_2)}. \end{aligned}$$

Si $[x]$ est le plus grand entier contenu dans x ,

on peut voir, par un calcul direct, que :

$$\mathcal{L}\{\alpha^{[x]}\} = \frac{e^s - 1}{s(e^s - \alpha)}. \tag{9}$$

Il en résulte donc que :

$$y_2(x) = \frac{y_0 \alpha_1 + y_1 + a_1 y_0}{\alpha_1 - \alpha_2} \alpha_1^{[x]} - \frac{y_0 \alpha_2 + y_1 + a_1 y_0}{\alpha_1 - \alpha_2} \alpha_2^{[x]},$$

et que, finalement, la solution de l'équation aux différences du second ordre :

$$y(x+2) + a_1 y(x+1) + a_2 y(x) = f(x) \tag{10}$$

est :

$$\begin{aligned} y(x) &= \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_1^{k-1} - \alpha_2^{k-1}) f(x-k) \right. \\ &\quad + [y_0(a_1 + \alpha_1) + y_1] \alpha_1^{[x]} \\ &\quad \left. - [y_0(a_1 + \alpha_2) + y_1] \alpha_2^{[x]} \right\}. \tag{11} \end{aligned}$$

TABLE I

Fonctions	Transformée de Laplace correspondante
$f([x])$	$F(s) = \mathcal{L}[f([x])]$
$[x]$	$\frac{1}{s(e^s - 1)}$
$[x]^2$	$\frac{e^s + 1}{s(e^s - 1)^2}$
$a^{[x]}$	$\frac{e^s + 1}{s(e^s - a)}$
$[x] a^{[x]}$	$a \frac{e^s - 1}{s(e^s - a)^2}$
$\cos m[x]$	$\frac{e^s - 1}{s} \frac{e^s - \cos m}{e^{2s} - 2 e^s \cos m + 1}$
$\sin m[x]$	$\frac{e^s - 1}{s} \frac{\sin m}{e^{2s} - 2 e^s \cos m + 1}$
$\frac{a^{[x]-1}}{a-1}$	$\frac{1}{s(e^s - a)}$
$A_1[x] + A_2$	$\frac{A_2 e^s + A_1 - A_2}{s(e^s - 1)}$
$A_1[x] + A_2 a^{[x]}$	$\frac{A_2 e^{2s} + (A_1 - 2A_2)e^s + A_2 - aA_1}{s(e^s - 1)(e^s - a)}$

L'expression (8) donne la fonction $y_1(x)$ sous la forme d'une série, ce qui n'est pas toujours d'un emploi très aisé.

Dans le cas des équations du second ordre, on a :

$$y_1(x) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{F(s)}{e^{2s} + a_1 e^s + a_2} \right] = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{F(s)}{e^s - \alpha_1} - \frac{F(s)}{e^s - \alpha_2} \right]. \quad (12)$$

Si, par exemple $f(x) = 1$, $F(s) = 1/s$ et l'on doit inverser des fonctions du type $1/s(e^s - \alpha)$.

Si $f(x) = [x]^2$, $F(s) = (e^s + 1)/s(e^s - 1)^2$ et l'on doit inverser des fonctions du type $(e^s + 1)/s(e^s - \alpha)(e^s - 1)^2$, etc. On voit ainsi l'intérêt que présente une table de transformées adaptées à ce type de fonctions. Une telle table s'obtient, par exemple, en se donnant un certain nombre de fonctions $g(x)$ et en calculant leurs transformées de Laplace $G(s)$. Cette table peut s'utiliser pour déterminer d'abord $F(s) = \mathcal{L}[f(x)]$, et également pour obtenir $y_1(x)$ à partir des fonctions $F(s)/(e^s - \alpha)$.

3. Les fonctions échantillonnées et la transformation z

Soit le circuit de la figure 2a, où In est un interrupteur rotatif, qui ouvre et ferme périodiquement le circuit (période T). Si la durée de fermeture est θ , et si la fonction $f(t)$ est représentée par la courbe de la figure 2b, la différence de potentiel, notée $f^*(t)$, aux bornes de In est représentée par la courbe c.

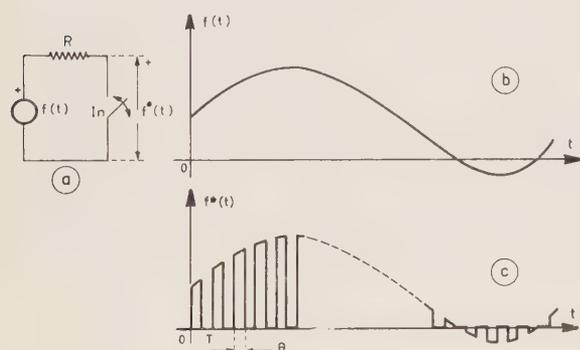


FIG. 2 a). — Circuit fournissant l'échantillon $f^*(t)$ de la fonction $f(t)$. In est un interrupteur fermant périodiquement le circuit.

Si $f(t)$ est représentée par la courbe (b), l'échantillon $f^*(t)$ est représenté par la courbe (c).

On dit que la fonction $f(t)$ a été échantillonnée et que $f^*(t)$ est l'échantillon de $f(t)$.

Si θ est très inférieur à T , $f^*(t)$ est constituée par des impulsions périodiques d'amplitudes $f(nT)$, (n entier) et l'on peut considérer que $f^*(t)$ est le produit de $f(t)$ par la fonction périodique $p_\theta(t)$, constituée par des impulsions rectangulaires brèves (durées θ),

de période T et d'amplitudes unité :

$$f^*(t) = f(t) p_\theta(t). \quad (13)$$

Dans la technique des servomécanismes, on est souvent conduit à échantillonner un signal électrique $f(t)$ et à appliquer l'échantillon $f^*(t)$ à un réseau électrique. La fonction de transfert du réseau est le plus commodément représentée par sa transformée de Laplace $T(s)$, ce qui conduit, pour connaître la réponse à $f^*(t)$, à calculer sa transformée $F^*(s)$. On obtient, en supposant maintenant que l'amplitude des impulsions $p_\theta(t)$ est A et non plus l'unité :

$$F^*(s) = \mathcal{L}[f^*(t)] = Af\theta \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(n\pi f\theta)}{n\pi f\theta} F(s + jn\omega) \quad (14)$$

où $f = 1/T$ (fréquence d'échantillonnage),

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T, \text{ et}$$

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)], \text{ transformée de Laplace de } f(t).$$

La durée θ des impulsions $p_\theta(t)$ devant être très courte, et le fait que l'expression précédente se simplifie quand θ tend vers zéro, on convient de poser que les impulsions $p_\theta(t)$ sont remplacées par des impulsions de Dirac $\delta(t - nT)$ périodiques, et que le produit $A\theta$ est égal à l'unité (afin que $F^*(s)$ ne soit pas nulle). On a alors :

$$f^*(t) = f(t) \delta(t - nT), \quad (15)$$

et

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(s + jn\omega). \quad (16)$$

Si par exemple, $f(t) = e^{at}$, on a $F(s) = 1/(s - a)$, donc :

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{s - a + jn\omega}.$$

Si $f(t) = t$, $F(s) = 1/s^2$ et

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{(s + jn\omega)^2}.$$

On peut aussi transformer directement la relation (15) car on peut écrire :

$$f^*(t) = f(t) \delta(t - nT) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \delta(t - nT)$$

donc :

$$F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \mathcal{L}[\delta(t - nT)],$$

c'est-à-dire :

$$F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) e^{-nsT}. \quad (17)$$

On peut montrer enfin que $F^*(s)$ est donnée par

l'intégrale dans le plan de la variable complexe ζ , sur le contour de Bromwich :

$$F^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\gamma-j\infty}^{\gamma+j\infty} F(\zeta) \frac{d\zeta}{1 - e^{-(s-\zeta)T}} \quad (18)$$

C'est généralement cette expression qui est le plus commode pour calculer la transformée $F^*(s)$ d'une fonction $f(t)$ car les expressions (16) et (17) donnent $F^*(s)$ sous forme de séries.

Les colonnes (1) et (2) de la table suivante donnent quelques couples de fonctions $f(t)$ et $F^*(s) = \mathcal{L}[f^*(t)]$.

TABLE 2

Fonction $f(t)$	Transformée de Laplace $F^*(s)$	Transformée z $F(z)$
$v(t)$	$\frac{1}{1 - e^{-sT}}$	$\frac{z}{z - 1}$
t	$\frac{e^{-sT}}{(1 - e^{-sT})^2}$	$\frac{z}{(z - 1)^2}$
t^2	$\frac{e^{-sT}(1 + e^{-sT})}{(1 - e^{-sT})^3}$	$\frac{z(z + 1)}{(z - 1)^3}$
e^{at}	$\frac{1}{1 - e^{-(s-a)T}}$	$\frac{z}{z - e^{aT}}$
$\sin at$	$\frac{e^{-sT} \sin aT}{1 + e^{-2sT} - 2e^{-sT} \cos aT}$	$\frac{z \sin aT}{z^2 - 2z \cos aT + 1}$
$\cos at$	$\frac{1 - e^{-sT} \cos aT}{1 + e^{-2sT} - 2e^{-sT} \cos aT}$	$\frac{z(z - \cos aT)}{z^2 - 2z \cos aT + 1}$

On constate que les transformées $F^*(s)$ ne contiennent la variable complexe s que sous la forme e^{-sT} , (les expressions (17) et (18) montrent que ce résultat est général); afin de simplifier l'écriture, on pose :

$$z = e^{sT}, \quad (19)$$

ce qui transforme chaque fonction $F^*(s)$ en une nouvelle fonction de la variable complexe z ; cette fonction est notée $F(z)$. On a donc :

$$\begin{cases} F^*(s) = Z[f^*(t)] \\ F(z) = F^* \left(\frac{1}{T} \text{Log } z \right) = Z[f(t)] \end{cases} \quad (20)$$

Les fonctions de la troisième colonne de la table 2 sont les transformées z des fonctions de la variable réelle de la première colonne.

La table 2 peut être utilisée dans les deux sens : pour connaître $F(z)$ quand on se donne $f(t)$, ou inver-

sement pour déterminer $f(t)$ aux instants nT , c'est-à-dire $f(nT)$, quand on se donne $F(z)$. Il existe, d'ailleurs, une formule d'inversion qui explicite la transformation inverse :

$$Z^{-1}[F(z)] = f(nT) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\Gamma} F(z) z^{n-1} dz \quad (21)$$

où Γ est le cercle centré à l'origine qui contient tous les pôles de $F(z)$.

La transformée inverse d'une fonction $F(z)$ est ainsi une fonction qui n'est définie qu'aux instants $t = nT$. On peut donc la considérer comme un échantillon (au sens qui a été donné précédemment à ce mot); cependant s'il ne correspond qu'un échantillon unique $f^*(t)$ à une fonction $f(t)$ donnée, à un échantillon donné on peut faire correspondre une infinité de fonctions (cette difficulté peut être supprimée par l'emploi de la transformation z modifiée, qui permet d'explorer la fonction entre les instants d'échantillonnage).

Dans les systèmes réels à échantillonnage, la tension échantillonnée $f^*(t)$ est appliquée à un dispositif plus ou moins complexe, caractérisé par sa fonction de transfert $T(s)$; il en sort une tension continue $c(t)$, qui est, en général, échantillonnée à son tour (fig. 3) en synchronisme avec la tension d'entrée, donnant $c^*(t)$.

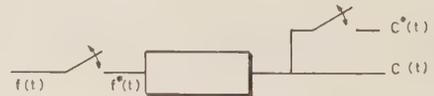


FIG. 3. — L'échantillon est appliqué à un réseau électrique, qui fournit une réponse continue $c(t)$. Cette réponse peut être elle-même échantillonnée en synchronisme avec $f^*(t)$, donnant $c^*(t)$.

Cette tension, est par conséquent, constituée par des impulsions rectangulaires infiniment étroites, se produisant aux instants nT (fig. 4a). De telles impulsions étant difficilement utilisables en pratique, on leur fait subir une transformation : à chaque instant nT l'impulsion infiniment brève $c(nT)$ est maintenue constante pendant tout l'intervalle de temps

$$nT \leq t < (n+1)T$$

de sorte que la fonction est maintenant une fonction en échelons (fig. 4b).

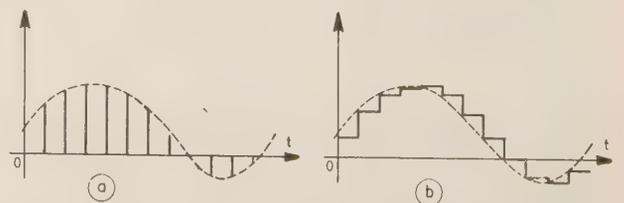


FIG. 4 a). — Les impulsions, supposées infiniment brèves, $c^*(t)$ (voir la figure 3).

b). — La fonction « reconstruite » à partir des impulsions (a). C'est une fonction en échelons.

4. Comparaison entre la solution d'une équation aux différences et une fonction échantillonnée reconstituée

On retrouve ainsi exactement la figure 1, relative à la solution d'une équation aux différences. Cette analogie peut d'ailleurs être facilement précisée : les tables de transformées z donnent les transformées des échantillons $f^*(t) = f(nT)$, fonctions qui correspondent à la figure 4a. On obtient les transformées

de sorte qu'on doit avoir :

$$Y(s) = \frac{1 - e^{-s}}{s} F^*(s) \tag{22}$$

Les quelques fonctions suivantes, prises dans les tables 1 et 2 montrent qu'il en est bien ainsi (on a pris $T = 1$).

TABLE 3

Fonction $f(t)$	Transformée de Laplace $F^*(s)$	Transformée des équations aux différences $Y(s)$
t	$\frac{e^{-s}}{(1 - e^{-s})^2}$	$\frac{1}{s(e^s - 1)} = \frac{1 - e^{-s}}{s} F^*(s)$
t^2	$\frac{e^{-s}(1 + e^{-s})}{(1 - e^{-s})^3}$	$\frac{e^s + 1}{s(e^s - 1)^2} = \frac{1 - e^{-s}}{s} F^*(s)$
e^t	$\frac{1}{1 - e^{1-s}}$	$\frac{e^s - 1}{s(e^s - e)} = \frac{1 - e^{-s}}{s} F^*(s)$
$\sin mt$	$\frac{e^{-s} \sin m}{1 + e^{-2s} - 2e^{-s} \cos m}$	$\frac{e^s - 1}{s} \frac{\sin m}{e^{2s} - 2e^s \cos m + 1} = \frac{1 - e^{-s}}{s} F^*(s)$

$F^*(s)$ de ces fonctions en remplaçant z par e^{sT} dans les fonctions $F(z)$. D'autre part, les solutions des équations aux différences correspondent à des fonctions du type représenté par la figure 4b. Il doit donc exister une relation simple entre la transformée $Y(s)$ de la solution $y(x)$ d'une équation aux différences, et la transformée $F^*(s)$ d'une fonction $f(t)$ échantillonnée à des instants différant d'une unité, ($T = 1$). On voit sur les figures 1 et 4 que $y(x)$ est le produit de $f^*(t)$ par des impulsions rectangulaires d'amplitudes unité et de largeur unité, dont les transformées sont :

$$\frac{1 - e^{-s}}{s}$$

5. Conclusion

Les analogies qui viennent d'être signalées sont peut-être l'indice de propriétés communes beaucoup plus importantes de ces deux types de fonctions. S'il en est ainsi les mathématiciens et les spécialistes de la transformation z pourraient peut-être trouver profit à les étudier conjointement et à faire bénéficier chacune des propriétés déjà établies pour l'autre. Peut-être la transformation z n'apporte-t-elle rien de plus que les équations aux différences, mais peut-être aussi ne s'agit-il que de coïncidences fortuites.

ÉTUDE D'UN DÉPHASEUR A EFFET HALL (*)

PAR

F. PERROT et R. BONNEFILLE

Laboratoire Central des Industries Electriques,
Fontenay-aux-Roses

1. Principe

Le présent dispositif permet d'obtenir, par l'intermédiaire de deux courants électriques de même amplitude et en quadrature, un signal dont la phase reproduit un angle géométrique.

Les deux courants alimentent un échantillon de matériau semiconducteur, de section carrée, suivant deux axes rectangulaires. La tension de Hall est recueillie entre les faces inférieure et supérieure de l'échantillon.

Soient (fig. 1) : \vec{B} , l'induction magnétique, située dans le plan de l'échantillon et faisant l'angle θ avec l'axe AA' , par lequel pénètre le courant $I_0 \sin \omega t$,

\vec{E} , le vecteur champ électrique,
 \vec{J} , le vecteur densité de courant.

Si la répartition de courant dans l'échantillon restait identique à ce qu'elle est sans champ magnétique, au courant $I_0 \sin \omega t$ correspondrait dans la direction AA' une densité de courant $J_1 = J_0 \sin \omega t$ et, dans la direction CC' , une densité de courant $J_2 = J_0 \cos \omega t$.

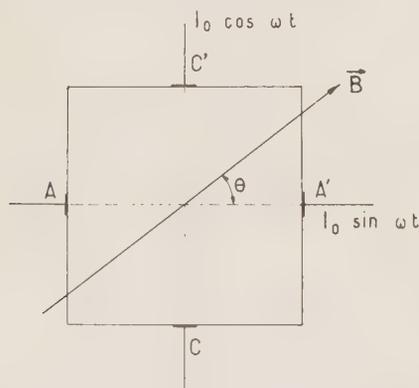


FIG. 1.

Admettons que la loi de conduction dans le matériau soit :

$$\vec{E} = \rho (\vec{J} + \mu \vec{J} \wedge \vec{B})$$

ρ : résistivité du matériau (fonction de B),
 μ : mobilité des porteurs dans le matériau,
 $\mu\rho = R$: constante de Hall.

La composante du champ électrique normale au plan de l'échantillon est alors :

$$E = RJ_0 B (\sin \theta \cdot \sin \omega t - \cos \theta \cdot \cos \omega t)$$

$$E = -RJ_0 B \cos(\omega t + \theta).$$

La phase de ce champ électrique est donc commandée par la position du champ magnétique dans le plan de l'échantillon.

En fait, les choses ne sont pas aussi simples car :

1) Le champ magnétique perturbe la répartition de la densité de courant. L'effet de l'induction est de faire « tourner » les lignes de courant dans un plan orthogonal au vecteur \vec{B} .

La répartition du courant dans l'échantillon varie alors pour chaque position de l'induction, si bien que la densité de courant au centre est fonction de θ : $J_0 = J_0(\theta)$. D'autre part, il apparaît une composante de courant perpendiculaire au plan dans lequel tourne \vec{B} . Le champ électrique vertical dû à un seul courant n'est plus proportionnel au sinus de l'angle de la ligne des contacts qui lui correspondent et de l'induction.

2) La loi de conduction qui relie \vec{E} et \vec{J} , sous la forme ci-dessus, est incomplète. Dans le matériau utilisé, qui est de l'antimoniure d'indium, il est indispensable de lui adjoindre un terme de la forme :

$$S(\vec{J} \cdot \vec{B})\vec{B} \quad (S < 0)$$

Ce terme disparaît seulement quand \vec{J} et \vec{B} sont perpendiculaires, ce qui correspond à un champ magnétique normal au plan de l'échantillon.

(*) Etude réalisée au Laboratoire Central des Industries Electriques, sous contrat de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais du Ministère des Armées.

2. Signal dû à un courant unique

Il est donc nécessaire de reprendre entièrement le problème à partir de la loi de conduction complétée par les équations de Maxwell. Nous étudierons d'abord la répartition du potentiel dans un échantillon alimenté par un seul des deux courants.

Nous adoptons la loi de conduction suivante, valable au second ordre en \vec{B} [1] et [2] :

$$\vec{E} = \rho \vec{J} + R \vec{J} \wedge \vec{B} + S (\vec{J} \cdot \vec{B}) \vec{B}$$

que nous écrirons sous la forme :

$$\vec{E} = \rho [\vec{J} + \mu (\vec{J} \wedge \vec{B}) + \eta (\vec{J} \cdot \vec{B}) \vec{B}] \quad (1)$$

La relation matricielle correspondante s'écrit, en prenant la direction de l'induction \vec{B} suivant l'axe des x :

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = \rho \begin{pmatrix} 1 + \eta B^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \mu B \\ 0 & -\mu B & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix}$$

En plus de la rotation définie par l'angle $\theta_H = \text{Arctg } \mu B$, dans le plan yz , la présence de \vec{B} a pour effet de faire apparaître une anisotropie de la résistivité qui se trouve diminuée ($\eta < 0$) dans la direction des x [3].

L'effet du champ magnétique dû aux courants étant négligeable devant les effets du champ extérieur \vec{B} , uniforme et indépendant du temps, le champ électrique \vec{E} vérifie l'équation :

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (2)$$

Donc \vec{E} dérive d'un potentiel

$$\vec{E} = -\text{grad } V \quad (3)$$

L'équation de conservation de la quantité d'électricité donne :

$$\text{div } \vec{J} + \frac{\partial q}{\partial t} = 0, \quad (4)$$

q étant la densité volumique de charge.

Or $\text{div } \varepsilon \vec{E} = q$ (ε : constante diélectrique du matériau)

et
$$\Delta V + \frac{q}{\varepsilon} = 0$$

L'équation (4) s'écrit alors, en remplaçant le sym-

bole $\frac{\partial}{\partial t}$ par $j\omega$ puisque l'alimentation en courant est sinusoïdale de pulsation ω :

$$-\frac{1}{\rho} \frac{1}{1 + \eta B^2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - \frac{1}{\rho} \frac{1}{1 + \mu^2 B^2} \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \right) + j\omega \varepsilon \cdot \Delta V = 0$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \left(\frac{-1}{1 + \eta B^2} + j\omega \varepsilon \rho \right) + \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \right) \left(\frac{-1}{1 + \mu^2 B^2} + j\omega \varepsilon \rho \right) = 0$$

Pour une plaquette d'antimoine d'indium (Sb In) soumise à un champ d'induction voisin de $1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$ et traversée par un courant de fréquence $f = 1\,000 \text{ Hz}$, on obtient les ordres de grandeur suivants :

$-\eta B^2$	$\# 0,3$
μB	$\# 5$
ω	$\# 6\,000 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$
ε	$\# 10^{-10} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$
ρ	$\# 5 \cdot 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$

Les termes imaginaires de chaque parenthèse sont donc tout à fait négligeables devant les termes réels.

Nous conservons l'équation $\text{div } \vec{J} = 0$ (valable en courant continu) et le potentiel vérifie l'équation :

$$\frac{1 + \mu^2 B^2}{1 + \eta B^2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (5)$$

Cette équation n'est plus une équation de Laplace du fait que la direction qui porte \vec{B} se trouve singularisée par rapport aux deux autres.

Considérons (fig. 2) l'échantillon parallèle au plan xy . Soient e son épaisseur, z la cote du point courant $-\frac{e}{2} \leq z \leq \frac{e}{2}$, \vec{n} la normale extérieure au contour (C) de l'échantillon.

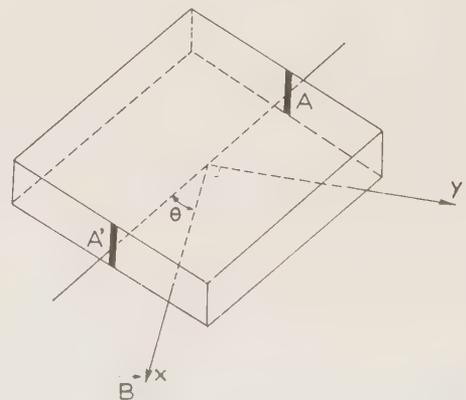


FIG. 2.

La fonction V vérifie l'équation (5) sauf sur les contacts A et A' ; d'autre part les conditions aux limites sont les suivantes :

a) $\vec{J} \cdot \vec{n} = 0$ sur $C(x, y)$ pour $|z| \leq \frac{e}{2}$

b) $J_z = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$

Soit, d'après l'équation (2) :

a) $n_x \frac{1 + \mu^2 B^2}{1 + \eta B^2} \frac{\partial V}{\partial x} + n_y \left(\frac{\partial V}{\partial y} - \mu B \frac{\partial V}{\partial z} \right) = 0$ sur (C)

b) $\mu B \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{\partial V}{\partial z} = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$

Pour simplifier le problème et tenter de lui trouver une solution approchée, nous ferons l'hypothèse suivante [4] :

L'épaisseur e de l'échantillon est faible devant son côté r . Dans ces conditions, nous pouvons admettre, puisque $J_z = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$, que la composante suivant z de la densité de courant est identiquement nulle. Remarquons que ceci ne serait pas valable si l'échantillon était, par exemple, cubique.

Cette hypothèse entraîne que $\mu B \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{\partial V}{\partial z} = 0$

donc que : $V = V(x, y - \mu B z)$.

L'équation générale du potentiel (5) devient :

$$\frac{1}{1 + \eta B^2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0$$

et la condition aux limites

$n_x \frac{1}{1 + \eta B^2} \frac{\partial V}{\partial x} + n_y \frac{\partial V}{\partial y} = 0$ sur (C) pour $-\frac{e}{2} \leq z \leq \frac{e}{2}$

Posons $\lambda^2 = \frac{1}{1 + \eta B^2}$ et faisons le changement de variable $x = \lambda u$.

Il vient :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \tag{6}$$

$$n_u \frac{\partial V}{\partial u} + n_y \frac{\partial V}{\partial y} = 0 \text{ pour } -\frac{e}{2} \leq z \leq \frac{e}{2} \tag{7}$$

n_u et n_y étant les composantes de la normale au transformé dans le plan (u, y) du contour (C) , représenté sur la figure 3 en trait plein.

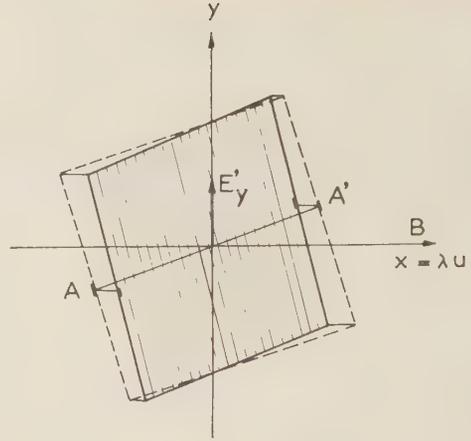


FIG. 3.

Nous connaissons une fonction $U(u, y)$ (fonction de u et y seulement) vérifiant :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = 0$$

$$n_u \frac{\partial U}{\partial u} + n_y \frac{\partial U}{\partial y} = 0$$

Cette fonction U est la solution de potentiel sans effet Hall dans le domaine hachuré de la figure 3.

Montrons que la fonction

$$V = U(u, y - \mu B z)$$

obtenue en remplaçant, dans U , la variable y par le groupement $y - \mu B z$ constitue une approximation de la solution.

$U = U(u, y - \mu B z)$ vérifie l'équation (6) et l'équation (7), mais cette dernière seulement pour $z = 0$.

Mais pour $z \neq 0$, la condition (7) est vérifiée sur un prisme oblique et non sur le prisme droit défini

par $C(u, y) = 0, |z| \leq \frac{e}{2}$ (fig. 4).

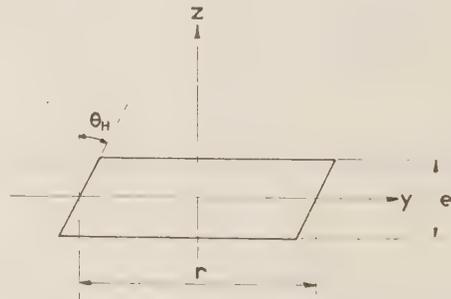


FIG. 4.

En effet, si $n_u \frac{\partial U(u, y)}{\partial u} + n_y \frac{\partial U(u, y)}{\partial y} = 0$

sur la courbe $u = F(y)$,

$$n_u \frac{\partial U(u, y - \mu B z)}{\partial u} + n_y \frac{\partial U(u, y - \mu B z)}{\partial y}$$

s'annule sur la courbe $u = F(y - \mu Bz)$ qui s'obtient, pour une valeur de z donnée, à partir de la précédente par une translation de μBz dans la direction des y .

Pour que $V = U(u, y - \mu Bz)$ constitue une bonne approximation de la solution dans une zone suffisante autour du centre de la plaquette, il faut que les dimensions de la région affectée par la perturbation des conditions aux limites soient petites devant le côté de l'échantillon, c'est-à-dire que :

$$\mu B e \ll r$$

ou

$$\mu B \frac{e}{r} \ll 1 \tag{8}$$

Dans ces conditions, la solution de potentiel dans l'échantillon carré en présence d'un champ magnétique s'obtient à partir de la solution de potentiel sans champ magnétique dans un domaine déduit du carré d'origine par une affinité de $1/\lambda$ dans la direction de \vec{B} .

$$V(x, y, z) = U\left(\frac{x}{\lambda}, y - \mu Bz\right)$$

Cette expression du potentiel permet d'obtenir la configuration des surfaces équipotentielles dans la région où la solution proposée convient.

Soit par exemple $\theta = 60^\circ$ et $\lambda = 1,16$ ($B = 1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$). Le domaine déduit par affinité du carré correspondant à l'échantillon (échelle 10) est représenté sur la figure 5a. La méthode analogique du papier conducteur permet de tracer les équipotentielles dans ce domaine, puis, en utilisant l'affinité inverse, de revenir aux équipotentielles dans le carré (fig. 5b). Les courbes tracées en trait plein sur la figure 5b représentent l'intersection des surfaces équipotentielles avec le plan $z = 0$. Remarquons, sur la figure 5a, au centre du domaine, que le champ électrique est dirigé sensiblement suivant la direction des contacts du domaine transformé, qui est distincte de celle des contacts du carré figurant l'échantillon réel.

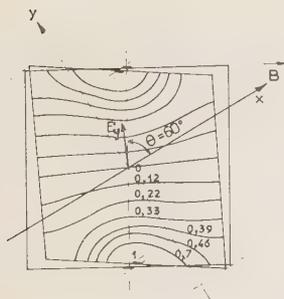


FIG. 5a.

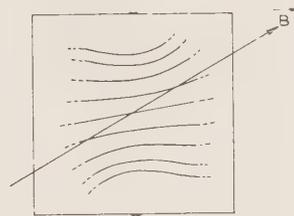


FIG. 5b.

La tension apparaissant entre les centres des faces de l'échantillon vaut :

$$V_H = V\left(0, 0, \frac{e}{2}\right) - V\left(0, 0, -\frac{e}{2}\right).$$

$$V_H = U\left(0, -\mu B \frac{e}{2}\right) - U\left(0, \mu B \frac{e}{2}\right)$$

$$V_H = -\mu B e \frac{\partial U}{\partial y'}(0, 0)$$

$-\frac{\partial U}{\partial y}(0,0)$ représente la composante suivant l'axe y du champ électrique au centre du domaine de la figure 3, soit E'_y .

$$V_H = \mu B e \cdot E'_y \tag{9}$$

Nous pouvons d'ailleurs remarquer que E'_y s'écrit :

$$E'_y = \frac{\rho I}{e} \cdot \psi(r, \lambda, \theta) \tag{10}$$

d'où :

$$V_H = \mu B \cdot \rho I \cdot \psi(r, \lambda, \theta) = R \cdot B \cdot I \cdot \psi(r, \lambda, \theta)$$

Donc, V_H ne dépend pas de e pour les épaisseurs faibles.

Ce n'est que dans le cas où λ est très voisin de 1 (et par conséquent où le domaine affine reste pratiquement un carré) que $\psi(r, \lambda, \theta) = \psi_0(r, \lambda) \sin \theta$. Dans ce cas, l'amplitude de la tension V_H due à un seul courant varie sinusoidalement en fonction de l'angle définissant la direction de B .

Ce sont ces remarques qui permettront le choix de la valeur optimale de B .

Notons, d'autre part, qu'il est facile de se rendre compte, en suivant la déformation du domaine de la figure 3 au cours de la rotation de l'induction, que le champ électrique au centre E'_y (mesuré, rappelons-le, sans effet Hall) vérifie les symétries suivantes :

$$E'_y(\pi + \theta) = -E'_y(\theta)$$

$$E'_y(\pi - \theta) = E'_y(\theta)$$

La tension V_H qui s'exprime en fonction de $E'_y(\theta)$ par la relation (9), possède donc les mêmes symétries.

3. Résultats expérimentaux

3.1. MATÉRIAU UTILISÉ

Les mesures sont faites sur de l'antimoniure d'indium dont les caractéristiques sont les suivantes :

résistivité à $B = 0$	$4,36 \cdot 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$
résistivité à $B = 1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$	$6,33 \cdot 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$
mobilité à $B = 0$	$7 \text{ m}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
mobilité à $B = 1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$	$5,8 \text{ m}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$

Les dimensions géométriques de l'échantillon sont :

$$r = 6 \text{ mm}$$

On utilisera successivement les deux épaisseurs

$$e = 0,78 \text{ mm} \quad \text{et} \quad e = 0,51 \text{ mm}$$

qui correspondent à des rapports

$$\frac{e}{r} = 0,130 \quad \text{et} \quad \frac{e}{r} = 0,085$$

Comme nous avons vu plus haut que les deux paramètres intervenant dans la discussion sont $\mu B \frac{e}{r}$ et λ , qui dépendent tous deux de B , nous avons tracé sur la figure 6, gradués en $\text{Wb} \cdot \text{m}^{-2}$, les lieux

$$\mu B \frac{e}{r} = f(\lambda).$$

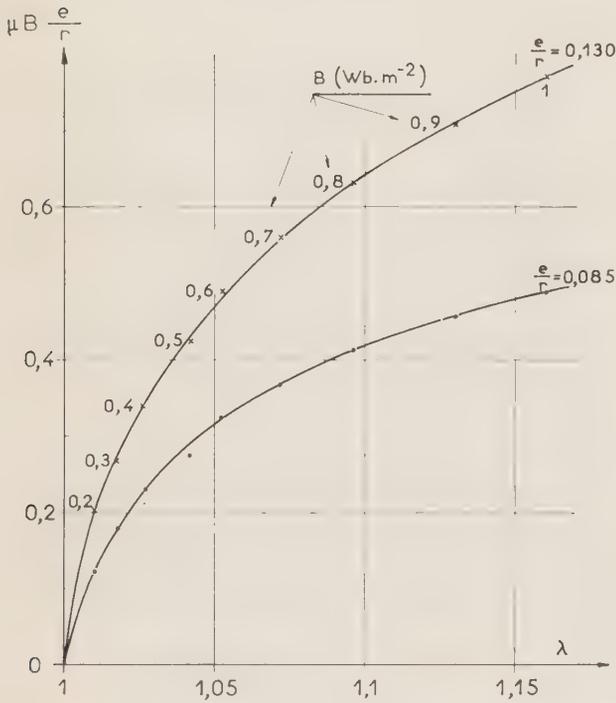


FIG. 6.

3.2. COURBES $V_H(\theta)$

Les figures 7 et 8 donnent, pour une alimentation de l'échantillon par un courant unique, l'amplitude de la tension V_H ramenée à l'unité de courant, en fonction de l'angle θ variant entre 0 et 180° (en raison de la symétrie), pour les deux valeurs du rapport e/r .

On remarque, comme prévu, que ces courbes sont indépendantes de e (donc du rapport e/r puisque r a la même valeur pour les deux échantillons) tant que $\mu B \frac{e}{r}$ reste faible, c'est-à-dire pour les faibles valeurs de B . ($B \leq 0,4 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$).

Pour des valeurs de B analogues, les courbes sont sinusoïdales ; mais elles se déforment pour les valeurs supérieures de B , sous l'influence du paramètre λ . Celui-ci doit donc rester compris entre 1 et 1,02 (ce qui donne $-\eta B^2 = 0,04$).

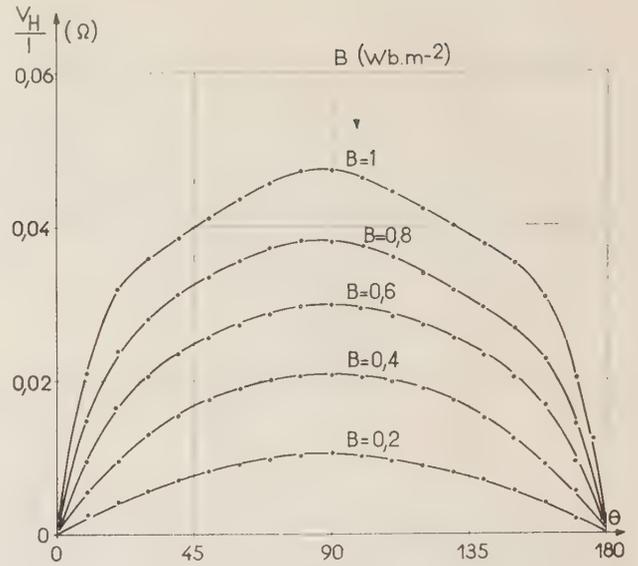


FIG. 7.

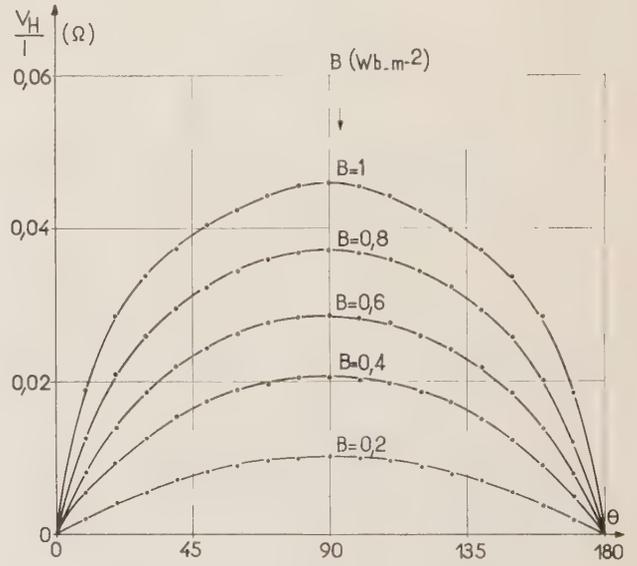


FIG. 8.

3.3. COMPARAISON AVEC LES COURBES PRÉDÉTERMINÉES

En réalisant dans du papier conducteur les différents domaines déduits de l'échantillon d'origine par l'affinité de rapport $1/\lambda$, pour différentes valeurs de θ , et en mesurant au centre la composante E'_y du champ électrique, il est possible de prédéterminer la forme des courbes $V_H(\theta)$.

La figure 9 donne un exemple pour $\lambda = 1,2$. Sa forme est à rapprocher de celle de la courbe de la figure 8 correspondant à $B = 1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$.

3.4. TAUX D'HARMONIQUE 3

L'harmonique perturbateur dominant de ces courbes étant l'harmonique 3, nous calculerons, sur les courbes de la figure 7, sa valeur ou plutôt le rapport q de son amplitude à celle de l'onde fondamentale.

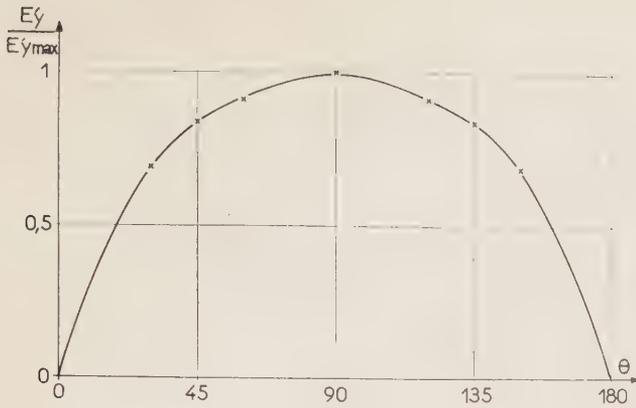


FIG. 9.

On obtient :

pour $B = 0,4 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$ $q = 8 \text{ } \%$
 pour $B = 0,1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$ $q = 0,25 \text{ } \%$.

Il semble donc que, pour les applications envisagées où une assez bonne précision est exigée sur le déphasage, cette valeur de $B=0,1 \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$ soit la meilleure.

4. Réalisation du déphaseur

La tension V_H due à un seul courant d'alimentation étant connue, il est possible d'alimenter l'échantillon par deux courants déphasés de 90° , selon le principe donné par la figure 1. Les contacts électriques étant supposés ponctuels, on peut appliquer le théorème de superposition : la tension totale recueillie entre les faces sera la somme des tensions V_H dues à chacun des deux courants. Si chacune des tensions V_H est bien sinusoïdale, nous aurons :

$$V_H = V_{H_1} + V_{H_2} = RB I \alpha (\sin \theta \cdot \sin \omega t - \cos \theta \cdot \cos \omega t)$$

$$V_H = -RB I \alpha \cos (\omega t + \theta),$$

α étant un coefficient géométrique.

Il est facile de voir que la précision du déphaseur, en supposant que la quadrature des courants d'alimentation soit parfaite et que la précision géométrique de la plaquette soit bonne, dépend surtout du taux d'harmonique 3 dans la réponse V_H à un seul courant.

Faisons un rapide calcul d'erreur, en admettant que les tensions V_H soient,

pour le courant 1 : $V_{H_1} = A(\sin \theta + q \sin 3\theta) \sin \omega t$

pour le courant 2 : $V_{H_2} = -A(\cos \theta + q \cos 3\theta) \cos \omega t$

$$V_H = A[(\sin \theta + q \sin 3\theta) \sin \omega t - (\cos \theta + q \cos 3\theta) \cos \omega t].$$

Soit ψ , voisin de θ , le déphasage de V_H sur $A \cos \omega t$;

$$\begin{aligned} \text{tg } \psi = \text{tg } (\theta + \Delta\theta) &= \frac{\sin \theta + q \sin 3\theta}{\cos \theta + q \cos 3\theta} \\ &= \frac{\sin \theta (1 + 3q \cos^2 \theta - q \sin^2 \theta)}{\cos \theta (1 + 3q \sin^2 \theta + q \cos^2 \theta)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{tg } \theta + \frac{1}{\cos^2 \theta} \Delta\theta &\neq \text{tg } \theta (1 + 3q \cos^2 \theta - q \sin^2 \theta \\ &\quad + 3q \sin^2 \theta - q \cos^2 \theta) \\ &= \text{tg } \theta (1 + 2q). \end{aligned}$$

$$\frac{1}{\cos^2 \theta} \Delta\theta = 2q \text{ tg } \theta$$

$$\Delta\theta = 2q \sin \theta \cdot \cos \theta = q \sin 2\theta$$

$(\Delta\theta)_{\text{max}} = q$

Il semble donc possible d'obtenir une assez bonne précision puisque nous avons vu que le taux d'harmoniques q peut être réduit à quelques millièmes ; dans ces conditions $\Delta\theta$ sera de l'ordre d'une quinzaine de minutes d'angle.

Signalons, pour terminer, que le fonctionnement du déphaseur à effet Hall est indépendant de la température (dont l'influence limite en général l'utilisation des dispositifs à effet Hall). En effet, la grandeur intéressante θ , n'est pas concernée par les variations de la constante de Hall R avec la température.

5. Conclusion

Outre l'utilisation du présent dispositif, en déphaseur classique, signalons la possibilité de réaliser, grâce à l'adjonction d'un détecteur de phase, un résolveur [5] présentant sur les résolveurs classiques, l'avantage de s'affranchir de la sujétion des contacts glissants. Par suite des possibilités de miniaturisation de l'appareil, celui-ci semble devoir s'intégrer aisément dans une chaîne de servomécanismes de position.

Nous ne saurions terminer cet article sans remercier Monsieur le Professeur AIGRAIN à qui revient l'idée de cette étude ainsi que la Société Anonyme de Télécommunications qui a gracieusement fourni les premiers échantillons utilisés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CHAMPNESS. — The transverse magnetoresistance effect in indium antimonide. *Journal of Electronics and Control*, vol. IV, n° 3, mars 1958.
 [2] GODEFROY L. et TAVERNIER J. — Effets magnétoélectriques et thermoélectriques dans les semiconducteurs. *Journal de Physique*, tome 21, avril 1960, p. 249.
 [3] BONNEFILLE R. et QUICHAUD G. — Etude d'un multipôle à effet Hall. *Revue générale de l'Electricité*, tome 71, décembre 1962, pp. 535-543.
 [4] PERROT F. — Etude d'un détecteur de position à effet Hall. Thèse présentée à la Faculté des Sciences de Paris, juin 1964.
 [5] HARAC S. et TISCHLER O. — Hall effect generators for solid state synchros and resolvers. *Electromechanical design*, janvier 1961, p. 14.

APPLICATION DES SONDES A TROU A L'ÉTUDE DES DÉCHARGES ÉLECTRIQUES DANS LES GAZ (*)

PAR

A. POZWOLSKI

Docteur de l'Université

1. Généralités

1.1. PROPRIÉTÉS DES PLASMAS

Un plasma est un milieu ionisé où les concentrations des ions positifs et des électrons sont approximativement égales. Un élément de volume du plasma est donc neutre, en moyenne, et cette neutralité, en annulant les forces d'origine électrostatique, explique la grande conductivité électrique des plasmas. Par suite de leur masse élevée, les ions peuvent être considérés comme immobiles par rapport aux électrons et il a été possible de comparer le plasma à l'état métallique de la matière, caractérisé par un assemblage de noyaux chargés positivement immergés dans un « gaz » d'électrons libres [1].

Dans un plasma la proportion des particules chargées est généralement assez faible, de l'ordre d'une fraction du pour-cent. La distribution des vitesses des particules d'un plasma peut souvent être représentée par la fonction de distribution de Maxwell. Le nombre de particules dn_v par unité de volume du gaz dont les vitesses sont comprises entre v et $v + dv$ est :

$$dn_v = n \left(\frac{m}{2\pi kT} \right)^{3/2} e^{-\frac{mv^2}{2kT}} 4\pi v^2 dv, \quad (1)$$

formule dans laquelle :

m masse des particules,

T température absolue,

k constante de Boltzmann,

n nombre total des particules par unité de volume ou concentration.

En général les températures des ions, des électrons, et du gaz neutre, sont différentes et seront désignées respectivement par :

$$T_i \quad T_e \quad T_g$$

L'équation (1) peut être établie par des considérations mécaniques ou statistiques [2]. Elle a pour conséquence l'équation de Boltzmann qui donne la concentration des particules dans un champ de force dérivant d'un potentiel.

Par exemple pour des particules chargées, soumises à un champ électrique, l'équation de Boltzmann est :

$$n = n_0 e^{-\frac{q(V-V_0)}{kT}} \quad (2)$$

n_0 étant la concentration des particules au point où le potentiel est V_0 et q la charge des particules, prise en valeur algébrique.

L'étude des plasmas fait constamment intervenir la notion du libre parcours moyen \bar{L} . On démontre [3] que la fraction des libres parcours, qui sont supérieurs à une certaine longueur L , est donnée par :

$$F(L) = e^{-\frac{L}{\bar{L}}} \quad (3)$$

1.2. THÉORIE DES SONDES

Une sonde est une électrode auxiliaire S placée entre l'anode et la cathode d'un tube à décharge. Si on mesure la densité du courant J capté par la sonde en fonction du potentiel de la sonde, on obtient une courbe appelée caractéristique de sonde d'où l'on peut déduire différents paramètres caractéristiques du plasma.

Nous posons $V = V_s - V_p$, V_p étant le potentiel du plasma. La courbe $J(V)$ est représentée figure 1.

Nous avons relié aux différentes parties de cette courbe la représentation de l'état du plasma au voisinage de la sonde.

Lorsque la sonde est très négative, palier II', elle repousse les électrons et ne capte que les ions

(*) Résumé de la thèse présentée par l'auteur à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris (mention Sciences, mars 1964).

positifs. La densité du courant ionique capté par la sonde est :

$$J_{oi} = e n_0 \sqrt{\frac{kT_i}{2\pi m_i}} \quad (4)$$

n_0 densité ionique dans le plasma,
 T_i température ionique.

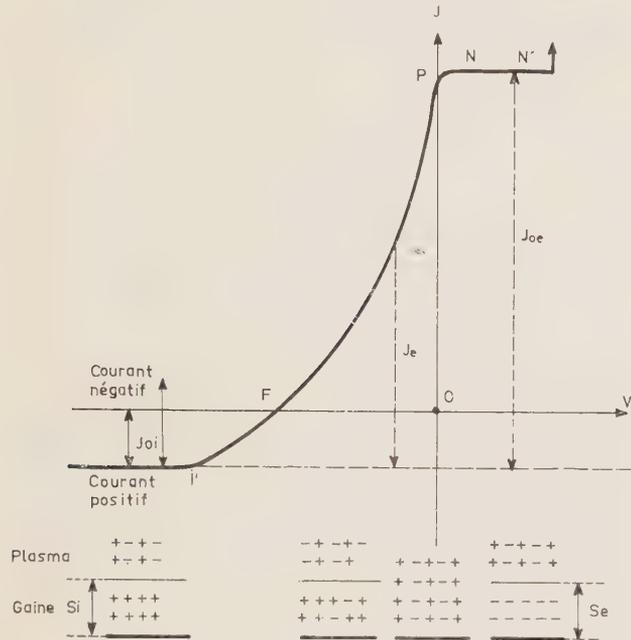


FIG. 1.

Lorsque la sonde est moins négative, quelques électrons, seulement ceux dont l'énergie est supérieure à eV arrivent à atteindre la sonde. La branche I' F P correspond à l'arrivée de plus en plus importante des électrons. Son équation, déduite de l'équation de Boltzmann, est :

$$J_e = J_{oe} e^{-\frac{eV}{kT_e}} \quad (5)$$

avec :

$$J_{oe} = n_{oe} \sqrt{\frac{kT_e}{2\pi m_e}} \quad (6)$$

T_e température électronique.

Enfin, lorsque la sonde est positive, elle repousse les électrons et il existe un palier horizontal N N' où la densité du courant électronique est fournie par (6).

L'exploitation des caractéristiques de sonde se fait comme suit :

a) Détermination de la température électronique : on utilise la branche I' F P et l'équation (5). En effet si on porte $\text{Log } J_e$ en ordonnées et V en abscisses,

on trouve une droite de pente $-\frac{e}{kT_e}$ d'où T_e .

b) La densité électronique n_0 s'obtient à partir du palier N N' et de la formule (6).

c) La densité ionique est égale à la densité électronique dans l'hypothèse d'un plasma.

d) La température ionique s'obtient à partir du palier I I' et de la formule (4).

e) Le potentiel flottant (point F) est la valeur du potentiel où la sonde ne capte, en moyenne, aucun courant. Il se mesure directement.

f) Le potentiel du plasma (point P) correspond à la cassure supérieure de la caractéristique de sonde. Il se mesure directement ou mieux se calcule à partir du potentiel flottant à l'aide de la formule :

$$J_{oi} = J_{oe} e^{-e\frac{(V_P - V_f)}{kT_e}}$$

1.3. ANALOGIE ENTRE LES SOURCES D'IONS ET LES SONDES - DÉFINITION DES SONDES A TROU

Au lieu de placer une électrode auxiliaire S ou sonde à l'intérieur de la décharge, nous avons disposé une électrode ϕ à l'extérieur de la décharge, suivant le schéma simplifié de la figure 2.

Sur cette figure, T représente un tube à décharge, M une enceinte où règne un vide poussé, D un mince diaphragme percé d'un petit trou. L'électrode ϕ peut être portée à un potentiel positif ou négatif par rapport à D. La distance entre ϕ et D est très inférieure au libre parcours moyen des molécules dans M. L'électrode ϕ reçoit, sans qu'il y ait de déionisation par choc, les porteurs de charge qui diffusent à travers le trou pratiqué dans le diaphragme D. Ainsi l'appareil de la figure 2 se comporte comme une source d'ions fonctionnant par diffusion. D'autre part, la courbe donnant le courant i capté par l'électrode ϕ en fonction de la différence de potentiel. $V_D - V_\phi$, représente des analogies avec les caractéristiques de sonde lesquelles seront précisées plus loin.

Nous avons appelé « sonde à trou » le système formé par l'électrode ϕ et le diaphragme D. L'étude détaillée des sondes à trou fera l'objet des paragraphes qui suivent.

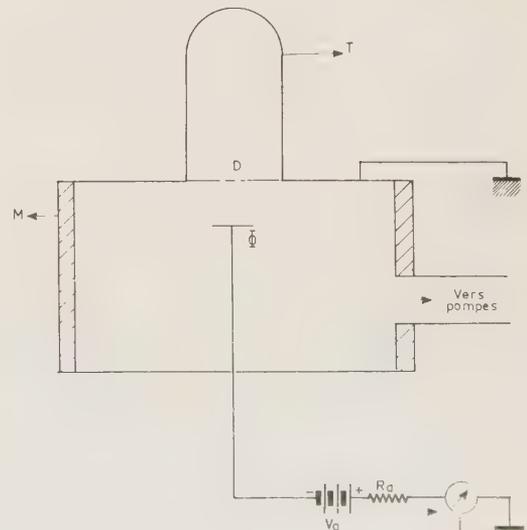


FIG. 2.

2. Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques en haute fréquence

2.1. RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

La source d'ions est constituée par un tube de verre en pyrex qui s'applique de façon étanche sur l'enceinte où l'on maintient le vide. La décharge en haute fréquence, du type capacitif, est entretenue par deux électrodes extérieures au tube (voir cliché de la figure 3).

L'admission du gaz se fait par un robinet à valve et la pression, à l'intérieur de la source d'ions, est mesurée à l'aide d'une jauge de Pirani.

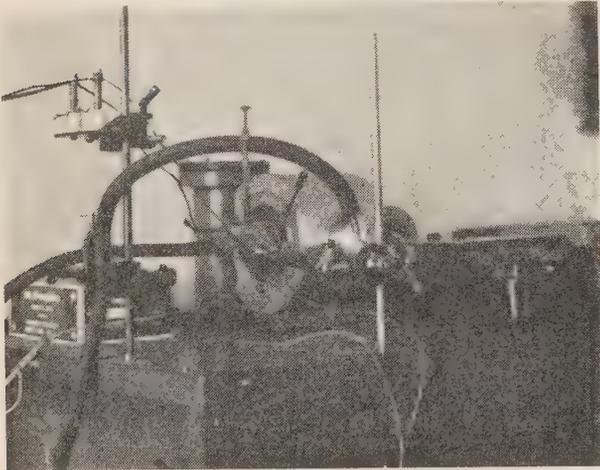


FIG. 3.

L'installation de pompage comprend deux pompes à diffusion à vapeur de Hg, mises en série et amorcées par une pompe à palette. La vitesse de pompage à la sortie du dernier étage est de 60 l/s sous une pression 10^{-4} torr. L'influence des canalisations — décrite par la formule de Clausing — donne une vitesse de pompage de 16 l/s, à la sortie de la source d'ions. La qualité du vide en aval de la source d'ions est appréciée à l'aide d'une jauge à ionisation.

Quant à l'électrode de ϕ c'est un cylindre creux formant cage de Faraday. Cette disposition prévient en effet l'émission secondaire due à l'impact d'ions positifs. L'émetteur de haute fréquence est un auto-oscillateur à couplage grille-plaque non piloté, fournissant 300 W à la fréquence de 55 MHz.

2.2. LES CARACTÉRISTIQUES DE SONDE A TROU

Posons $V = V_D - V_\phi$, soit i le courant capté par le collecteur ϕ . Les courbes représentatives de la relation $i - f(V)$ sont données figure 4.

Ces courbes sont relatives à un trou de sortie des ions, de rayon égal à 0,5 mm, sauf la courbe $I_4 I'_4 N_4 N'_4$, relative à un trou plus petit ($r = 0,25$ mm).

Ces courbes présentent des analogies avec les caractéristiques de sonde qui s'expliquent aisément. En effet, par suite de la tension appliquée entre D et ϕ (fig. 2), les surfaces équipotentiellles pénètrent à travers le trou O du diaphragme. Le courant capté par ϕ est donc égal à celui que recevrait une petite

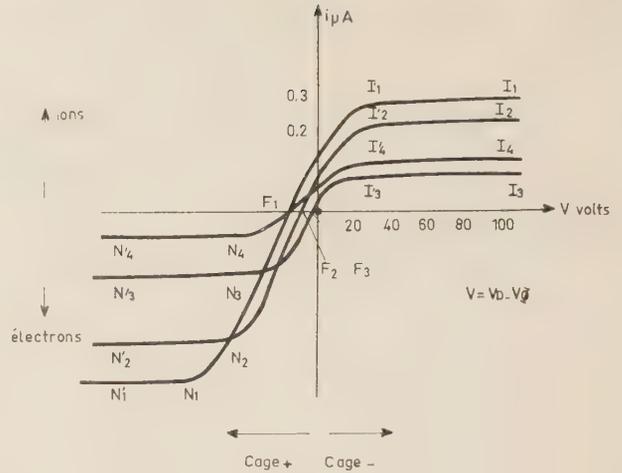


FIG. 4.

- Courbe $I_1 I'_1 N_1 N'_1$: $P = 10^{-2}$ torr.
 » $I_2 I'_2 N_2 N'_2$: $P = 2.10^{-2}$ torr.
 » $I_3 I'_3 N_3 N'_3$: $P = 6.10^{-2}$ torr.
 » $I_4 I'_4 N_4 N'_4$: $P = 10^{-2}$ torr.

sonde placée en O et portée à un potentiel égal à celui de la surface équipotentielle qui passe par ce point [5].

Nous avons observé que le rapport des ordonnées des paliers II' et NN' dépendait de l'état de la surface métallique du diaphragme. Cet effet a été aussi mentionné dans le cas des sondes vraies [6].

2.2.1. Interprétation des paliers

On sait que les surfaces, à l'intérieur d'un tube à décharge, sont recouvertes par une gaine d'ions positifs. Si on pratique un trou de rayon r dans le diaphragme D , les bords de ce trou sont recouverts par la gaine d'épaisseur s , tandis que le plasma fait saillie dans la région centrale [7], de rayon $r-s$, le courant ionique de saturation étant obtenu au moment où le plasma est repoussé au niveau du trou.

La gaine ne pouvant pas fournir d'électrons, on conçoit que l'allure de la courbe $i = f(V)$ dépendra essentiellement des dimensions relatives $2r$ du trou et de l'épaisseur s de la gaine.

Le courant ionique de saturation vaut :

$$i_m = \pi r^2 J_{oi}$$

Le courant électronique de saturation vaut :

$$I_M = \pi(r-s)^2 J_{oe}$$

Le rapport de ces courants vaut ici :

$$\frac{i_m}{I_M} = \left(\frac{r}{r-s} \right)^2 \frac{J_{oi}}{J_{oe}}$$

tandis que, pour les sondes vraies, il vaut :

$$\frac{J_{oi}}{J_{oe}} = \sqrt{\frac{T_i m_e}{T_e m_i}}$$

Comme $T_i < T_e$ et $m_e \ll m_i$, on a pour les sondes vraies :

$$i_m \ll i_M$$

Cette relation ne subsiste, pour les sondes à trou, que si $r \gg s$. Si $r \# s$, il y a blocage de courant électronique.

Calcul de la densité ionique

Le nombre de molécules de gaz diffusant par seconde est :

$$N_g = N_a \sqrt{\frac{\pi}{2RM_g} \frac{p_g}{T_g}} r^2$$

N_a nombre d'Avogadro.

On a une formule analogue pour le débit ionique et :

$$\frac{N_i}{N_g} = \sqrt{\frac{M_g}{M_i}} \sqrt{\frac{T_g p_i}{T_i p_g}} = \frac{n_i}{n_g} \sqrt{\frac{M_g}{M_i}} \sqrt{\frac{T_i}{T_g}}$$

n_i et n_g étant les concentrations des ions et du gaz neutre.

Mais on a sensiblement $T_i \# T_g$; de plus, dans un gaz monoatomique comme l'argon $M_i = M_g$.

Ainsi à la pression de $5 \cdot 10^{-3}$ torr, nous avons observé un courant d'ions i_m correspondant à $N_i = \frac{i_m}{e} = 4,7 \cdot 10^{13}$ ions/s. Le débit gazeux étant $1,3 \cdot 10^{16}$

mol/s cela correspond à un pourcentage d'ions d'environ 0,3 %. Quant à la densité électronique, elle est égale à la densité ionique, dans l'hypothèse d'un plasma.

2.2.2. Etude de la courbe de jonction des paliers

L'interprétation est possible quand le trou est suffisamment petit pour que la majorité des ions puissent être considérés comme extraits de la gaine (fig. 5). Le point N correspond alors à l'arrivée des ions les plus rapides d'énergie eV_g . Nous admettrons, comme on le fait pour le calcul de la mobilité ionique, qu'au cours de leur traversée de la gaine, les ions qui ont subi des collisions avec les particules neutres n'ont acquis qu'une énergie négligeable. Soit x la distance d'un point de la gaine au diaphragme et soit

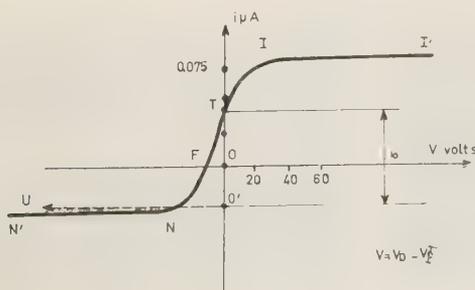


FIG. 5.

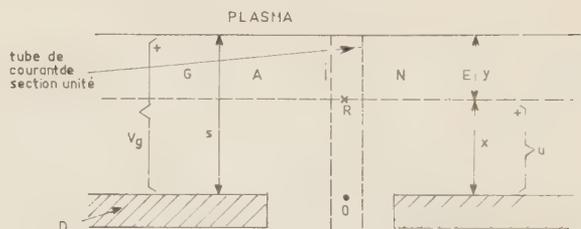


FIG. 6.

U le potentiel en ce point (fig. 6). La fraction du courant provenant des ions dont l'énergie est $> eU$ est :

$$i = i_0 e^{-\frac{x}{L}} \tag{7}$$

L : libre parcours moyen.

D'autre part, avec les notations de la figure 6, la répartition du potentiel dans la gaine, dont nous ne négligeons pas l'épaisseur, est :

$$\frac{U}{V_g} = 1 - \left(1 - \frac{x}{s}\right)^{4/3} \tag{8}$$

L'élimination de x entre les équations (7) et (8) donne :

$$\frac{i}{i_0} = e^{-\frac{s}{L} \left[1 - \left(1 - \frac{U}{V_g}\right)^{2/3}\right]} \tag{9}$$

C'est l'équation de la branche NFT dans le système d'axes $O'i$ et $O'U$ de la figure 5.

Pour de faibles valeurs de U , la relation (3) représente une droite de pente $A = \frac{2s}{3LV_g}$, on en déduit

l'épaisseur $s = \frac{3LV_g A}{2}$ de la gaine, soit ici 0,23 cm.

Cette épaisseur est supérieure au diamètre $d = 0,05$ cm du trou, ce qui est conforme aux hypothèses faites.

2.3. COMPARAISON ENTRE LA MÉTHODE DES SONDES A TROU ET CELLE DES SONDES ORDINAIRES

Avec la méthode des sondes ordinaires, on calcule d'abord la température électronique, puis on en déduit la concentration électronique et la concentration ionique, puis enfin la température ionique.

La méthode des sondes ordinaires est mal adaptée à l'étude des décharges en haute fréquence où il est difficile de définir une température électronique. De plus, une sonde conductrice soumise à un champ électrique de haute fréquence s'échauffe et peut émettre des électrons thermoioniques, ce qui fausse complètement le palier II' de la figure 1, ainsi que la courbe I'F.P.

Cet inconvénient n'existe pas avec les sondes à trou qui, de plus, respectent la géométrie de la décharge.

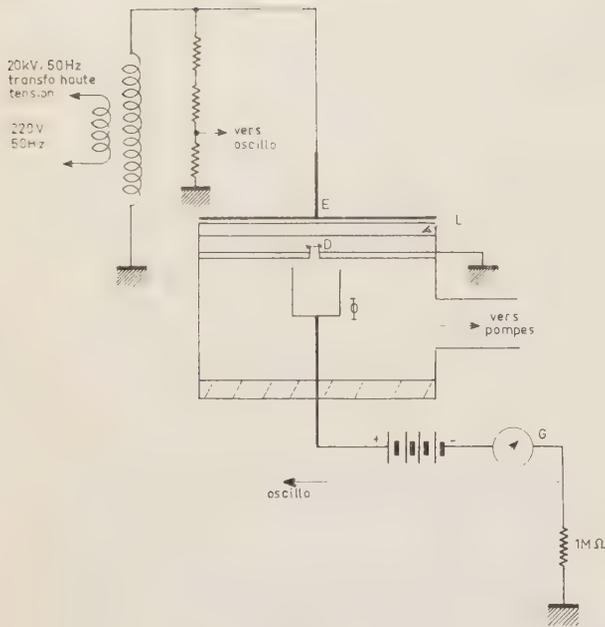


FIG. 7.

Moyennant une hypothèse sur la température ionique, les sondes à trou permettent le calcul de la densité ionique, puis de la densité électronique, même en haute fréquence.

3. Application des sondes à trou à l'étude de la décharge électrique dans les ozoniseurs

3.1. RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

L'ozoniseur est formé par une électrode *E* (fig. 7) portée à une haute tension alternative par rapport à la masse (diaphragme *D*). Une lame de verre *L*, épaisse de 2 mm est interposée entre *E* et *D*. Une cage de Faraday ϕ , placée en face de *D*, fonctionne comme une sonde à trou et le courant qu'elle recueille mesure la densité électronique dans l'ozoniseur.

La valeur moyenne de ce courant est mesurée par un galvanomètre *G*, tandis que sa valeur instantanée et celle de la tension appliquée sont observées à l'oscillographe.

Dans l'expérience, l'épaisseur d'air *d* entre *L* et *D* était variable. On a constaté que pour *d* < 8 mm, le fonctionnement de l'appareil était très instable. Pour les essais décrits, on a choisi *d* = 10 mm.

3.2. ROLE DE LA TENSION

Lorsque la tension alternative appliquée *U* augmente, le courant électronique mesuré par *G* croît régulièrement. En réalité, le rôle de la tension est plus complexe, comme le montrent les oscillogrammes (a), (b), (c) de la figure 8 qui correspondent respectivement à des tensions appliquées de 17, 11,5 et 3,5 kV.

On voit apparaître sur ces oscillogrammes des pics de courant dont la hauteur n'est pas affectée, seul leur nombre varie, l'application d'une tension élevée aboutissant à un grand nombre de décharges élémentaires.

La répétition de ces décharges se fait par un mécanisme qui rappelle les oscillations de relaxation.

En effet un ozoniseur peut être considéré comme formé par deux condensateurs *C* et *C'*, montés en série, le premier à diélectrique gazeux, le second à diélectrique solide. On a d'ailleurs $C \ll C'$, ce qui fait qu'avant la première décharge, presque toute la tension appliquée est supportée par le diélectrique gazeux. V_0 désignant le potentiel disruptif du gaz, *V* la tension aux bornes du condensateur à diélectrique gazeux, *V'* la tension aux bornes du condensateur à diélectrique solide, et *U* la tension appliquée, on a, pour $0 < t < t_1$ (t_1 époque du premier claquage) :

$$\begin{aligned} V &= U \\ V' &= 0 \end{aligned}$$

A l'époque $t = t_1$, il y a claquage du diélectrique gazeux ce qui annule sensiblement le champ dans sa région :

$$\begin{aligned} V &= 0 \\ V' &= V_0 \\ U &= V_0 \end{aligned}$$

L'évolution des tensions pour $t > t_1$ peut s'obtenir à partir du théorème d'électrostatique sur la superposition des états d'équilibre. On trouve :

$$\begin{aligned} V &= (U - V_0) \frac{C}{C + C'} \neq U - V_0 \\ V' &= V_0 + (U - V_0) \frac{C}{C + C'} \neq V_0 \end{aligned}$$

La tension supportée par le diélectrique solide reste constante, celle supportée par le diélectrique gazeux suit la tension appliquée avec un décalage égal à V_0 .



FIG. 8.

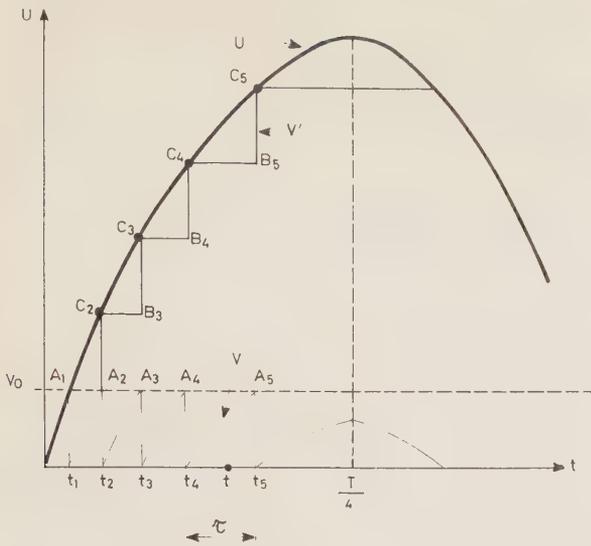


FIG. 9.

Lorsque $t = t_2$ (second claquage), la tension supportée par le diélectrique solide remonte à $2 V_0$ et un processus analogue se répète.

La courbe donnant la tension supportée par le diélectrique gazeux est donc une courbe en dents de scie qui suit la tension appliquée avec des décalages égaux successivement à $V_0, 2 V_0, 3 V_0$, etc (fig. 9).

La pseudo-période de ces oscillations est :

$$\tau = \frac{V_0}{\frac{dU}{dt}} = \frac{V_0}{U_m \omega \cos wt}$$

soit pour $t = \frac{T}{8}$, 0,9 ms, en accord avec les résultats

expérimentaux (on avait $V_0 = 3 \text{ kV}$, $U_m = 15 \text{ kV}$).

On remarquera que cette méthode d'étude de l'effluve présente l'avantage de séparer radicalement le courant dû au transport effectif des centres chargés de celui qui traverse l'appareil [8], du fait de sa capacité et indépendamment de toute décharge.

4. Conclusion

Des décharges électriques de types assez différents ont été étudiées par la méthode des sondes à trou.

Elles donnent des résultats qui complètent ceux fournis par les sondes vraies. Ainsi elles fournissent directement la densité ionique qui, pour les sondes vraies, est déduite de la densité électronique.

Cette méthode s'est montrée intéressante pour l'étude des décharges électriques en haute fréquence, car la méthode des sondes vraies y est d'une application difficile.

Elle s'est également révélée utile pour l'étude du mécanisme de la décharge électrique dans les ozonisateurs ; elle a permis d'obtenir une image nette des phénomènes en éliminant le courant qui traverse l'appareil, par suite de sa capacité.

Ce travail a été accompli au Laboratoire de Radio-électricité sous la direction de Monsieur le Professeur GRIVET, auquel l'auteur exprime sa vive reconnaissance pour les conseils éclairés et judicieux qu'il lui a fournis.

L'auteur remercie également Monsieur le Professeur BERTEIN et Monsieur SEPTIER pour l'intérêt qu'ils ont témoigné à son étude.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] DOW W.G. — Fundamentals of Engineering electronics, J. Wiley, 1948.
- [2] JEANS J. — Théorie Cinétique des Gaz.
- [3] MILLMANN. — Seely Electronics. Mac Graw Hill 1951.
- [4] COBINE. — Gaseous Conductors Dones Publication, New York, 1958.
- [5] BERTEIN F. et POZWOLSKI A. — *C. R. Ac Sciences*, pp. 2517-2519, t. 242, 23-5-56.
- [6] MEDICUS A., WEHNER G. — *Jour. App. Phys.*, **23**, 1952, p. 1028.
- [7] VAN de GRAFF. — *Jour. App. Phys.*, **12**, 132, 1941.
- [8] MANLEY T.C. — 84^e Congrès Général, New York, 14 octobre 1943.
- [9] BOUTRY. — Physique appliquée aux Industries du vide et de l'électronique, Riber, Paris 1959.
- [10] BRINER, KOVALIV, SPRETER. — *Bulletin de la Société de Chimie Belge*, 62, 55, 1953.
- [11] CHENOT M. — *Annales de Physique*, 3, 277, 1948.
- [12] CHILD C.D. — *Phys. Rev.*, 32, 492, 1911.
- [13] EUBANCK, PECK, TRUELL. — *Rev. Scient. Inst.*, 25-10, octobre 1954.
- [14] HALL R.N. — *Rev. Scient. Instr.*, 19-12, décembre 1948.
- [15] LOEB L.B. — *Rev. Mod. Phys.*, 20, 151, 1948.
- [16] DELCROIX. — Introduction à la Théorie des Gaz ionisés, Dunod, Paris 1959.
- [17] CHAPMAN et COWLING. — Mathematical Theory of non uniform gases, Cambridge at the University Press (1960).
- [18] BAYET. — Physique électronique des gaz et des solides (Masson), Paris.
- [19] DUBUS. — Méthode de mesure de la permittivité complexe d'un plasma. Proc. of the Vith International Conference on ionisation phenomenas in gases, Paris 1963.
- [20] POPOULAR. — Phénomènes électriques dans les gaz, Dunod, Paris 1963.

Léon BOUTHILLON

1884-1964

M. Roger AUBERT, *Directeur Technique de la CSF et ancien Président de la SFER, a rendu hommage à la mémoire de Léon BOUTHILLON, ancien Président de notre Société, au cours de la réunion plénière du 2 décembre 1964. Il s'est exprimé en ces termes :*

Monsieur le Président,

Mesdames, Messieurs,

J'ai le triste privilège de rappeler ce soir la mémoire d'un de nos anciens Présidents, Léon BOUTHILLON, décédé cet été, le 4 août, à St-Amand-Jartoudeix dans sa 81^e année.

Léon BOUTHILLON était né à Nemours le 4 mars 1884.

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, après une année de service militaire au Mont Valérien, il suit en 1907 les cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, puis en 1908 ceux de l'Ecole Supérieure des Postes et Télégraphes. Fin 1908 il est nommé Ingénieur au Service de la TSF.

De 1908 à 1911 il est chargé d'un certain nombre de missions techniques. En 1912, il est à Londres comme délégué de la France à la « Conférence Radiotélégraphique Internationale ».

En 1914, mobilisé comme lieutenant au 8^e Génie, il est affecté à l'Etat Major Général de la Marine et établit un certain nombre de stations en Algérie, en Tunisie et en Corse.]

En 1916 il est membre du Comité Technique des Postes et Télégraphes.

En 1917, il est chargé, avec MM. POMEY et VALENSI, d'une mission d'études aux U.S.A. et rédige un important rapport sur les « Radiocommunications à grande distance et le Réseau transocéanique français ».

Mis hors cadre en 1918, il est chargé des fonctions d'Ingénieur-en-chef, Directeur du Service Central de Télégraphie Sans Fil. Il prépare en cette qualité le programme des radiocommunications des P.T.T., radiocommunications transocéaniques, radiocommunications intérieures et radiocommunications maritimes.

Il développe à cette occasion le matériel à étincelles musicales et, par la suite, il préconise l'établissement de liaisons radiotéléphoniques internationales comme complément indispensable des liaisons radiotélégraphiques.

En 1921, il demande sa mise en disponibilité et entre au groupe de la Compagnie Générale de TSF, en qualité d'Inspecteur Général des Exploitations de la Compagnie et de ses filiales et associées.

Il organise l'Ecole pratique de Radioélectricité pour la formation technique des opérateurs et techniciens radiotélégraphistes et est nommé, à cette époque, membre du Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique présidé par le Général FERRIE.

En 1926, il est délégué de l'Industrie Française à la Conférence Télégraphique Internationale de Paris. En 1929, il représente encore l'industrie à Berlin et en 1932 à Madrid.

A partir de 1945, Léon BOUTHILLON s'occupe plus particulièrement du Département Brevets de la CSF (il était Vice-Président du Comité Brevets) et, ces dernières années, il effectue sur ce sujet deux études monumentales :

— la première, sur les brevets relatifs aux semiconducteurs et à leurs applications, ne comportent pas moins de sept volumes et fit l'admiration de la Bell Telephone elle-même,

— la seconde, sur la télévision en couleurs, dont les derniers chapitres étaient encore en cours de rédaction quand la mort l'a surpris.

Il fit pendant de nombreuses années partie du Comité des Recherches de la CSF et du Comité des Etudes de la SFR.

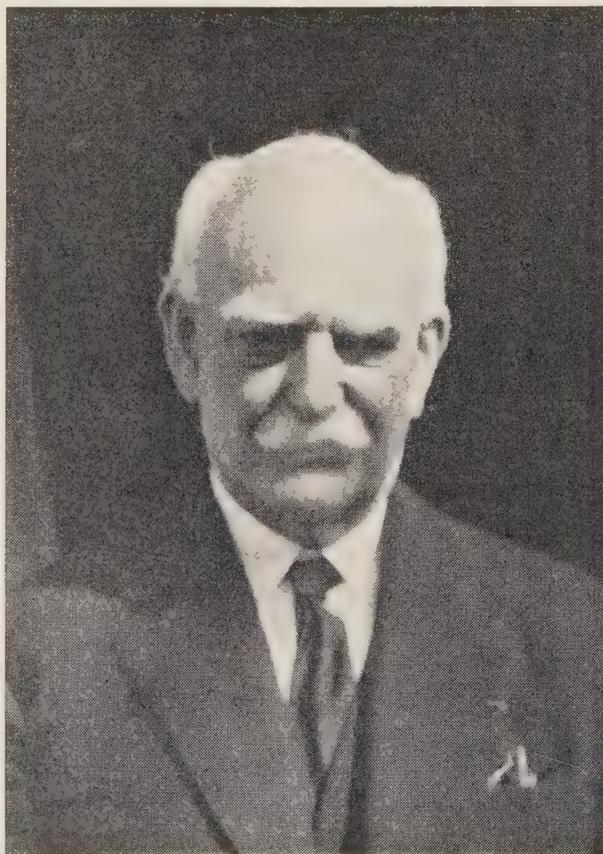
Rien que cette énumération, bien incomplète d'ailleurs, des phases principales de sa carrière professionnelle montre que cette dernière fut bien remplie.

Mais Léon BOUTHILLON ne savait pas rester inactif et ses activités para-professionnelles sont au moins aussi nombreuses.

D'un caractère précis et scientifique, il a à cœur de mettre, noir sur blanc et d'une façon précise, les théories alors en pleine évolution de la radioélectricité.

Il publie sur ce sujet un grand nombre d'articles.

Parmi ses travaux scientifiques, on peut citer ses études sur les interférences et les ondes dirigées, sur la réflexion et la réfraction des ondes au voisinage du sol, de nombreuses études sur la propagation et un certain nombre d'expériences, avec des aériens de grande hauteur (500 m) tendus entre des pics



montagneux, de nombreux articles sur l'application de la formule d'AUSTIN-COHEN et l'établissement d'un abaque pour le calcul des portées, des articles sur le rôle du soleil dans les transmissions et la formation de la couche d'HEAVISIDE.

En ce qui concerne les matériels, il s'intéresse aux alternateurs, aux postes à étincelles, aux mesures d'amortissement, à l'acoustique, à l'étude expérimentale des récepteurs téléphoniques et à la télévision naissante.

J'ai pu noter sur ces questions plus d'une soixantaine d'articles — et j'en ai certainement oublié — que LÉON BOUTHILLON a publiés dans de très diverses revues, telles que la Revue TSF, l'Onde Electrique, le Bulletin de la SFE, le Bulletin de la Société Française de Physique, les Annales des P.T.T., Radioélectricité, la RGE, le Journal Télégraphique, la Revue Electrique, The Electrician, les Proceedings of I.R.E., etc., sans compter un certain nombre de comptes rendus à l'Académie des Sciences.

Mais, non content de publier des « Articles » au fur et à mesure des questions à l'ordre du jour, LÉON BOUTHILLON avait entrepris la rédaction d'ouvrages didactiques correspondant, pour la plupart, à ses activités d'enseignement, que j'évoquerai tout à l'heure.

Parmi ceux-ci, on peut citer :

— En collaboration avec G. PETIT, Ingénieur des P.T.T., un ouvrage intitulé « la Télégraphie Sans Fil, la Téléphonie Sans Fil, applications diverses ».

— La révision et mise à jour du fameux traité d'Eric GÉRARD, de l'Institut Montefiore sur l'Electricité et le Magnétisme, destiné à l'enseignement supérieur,

— Le cours pratique d'Electricité Industrielle, destiné à l'enseignement technique moyen,

— Une introduction à la Physique Moderne.

— Enfin un important ouvrage en plusieurs volumes, mais dont malheureusement les derniers n'ont jamais été publiés, intitulé « Théorie et pratique des Radiocommunications » et correspondant au cours de Radioélectricité qu'il professait à l'Ecole Supérieure des P.T.T.

LÉON BOUTHILLON exerça son activité d'enseignement, non seulement à l'Ecole Supérieure des P.T.T. mais encore à l'Ecole Polytechnique où il fut répétiteur et examinateur pour la Physique.

LÉON BOUTHILLON faisait partie de nombreuses sociétés savantes.

Tout d'abord la nôtre, dont il était membre depuis 1921,

— Membre du Conseil en 1927 à 1929 et de 1931 à 1933,

— Vice-Président de 1937 à 1944 et

— Président en 1945.

Il était fellow de l'Institute of Radio Engineers, Membre de la Société Française de Physique et membre de la Société Française des Electriciens depuis 1908, il fut Président de section et membre du Conseil de cette dernière de 1947 à 1949.

Entre les années 1930 et 1939 il a participé à plusieurs conférences administratives à l'Union Internationale des Communications et au Comité Consultatif International des Radiocommunications.

Enfin il eut une action excessivement importante au sein du Groupe de Travail du vocabulaire des Radiocommunications.

Comme professeur, LÉON BOUTHILLON a toujours eu le souci de relier ses exposés techniques aux bases les plus sûres des sciences fondamentales mathématiques et physiques. Il avait ainsi acquis une expérience exceptionnelle dans le choix de l'expression et l'établissement de définitions précises. Il était donc particulièrement qualifié pour la Présidence du Groupe de Travail du Vocabulaire des Radiocommunications, poste qui lui fut confié en 1957 par la Commission responsable de ce vocabulaire au sein du Comité Electronique Français.

Depuis la parution de l'ancien Vocabulaire Electrotechnique International devenu complètement insuffisant dans le domaine radioélectrique, le soin de fixer en langue française la terminologie de notre profession avait été abandonnée aux initiatives individuelles occasionnelles. Une première Commission avait achevé en 1957 de rassembler la plus grande partie de ces contributions éparses, avec lesquelles il restait à construire un édifice suffisamment ordonné et cohérent. LÉON BOUTHILLON se charge personnellement, au sein du groupe, d'en édifier les fondations en étudiant patiemment, à partir des bases mathématiques et physiques, les expressions justes convenant à chaque ensemble de termes fondamentaux. Il traça les plans détaillés de l'ouvrage et édicta les règles permanentes auxquelles devait être soumise la rédaction, laissant, en général à ses collaborateurs plus jeunes, le soin des termes techniques de la pratique.

Au mois d'août 1964, plus de deux mille termes avaient été étudiés et classés sous sa direction, sur les trois mille ou plus qui doivent faire l'objet de huit fascicules séparés. Quatre de ces fascicules étaient pratiquement prêts pour la publication ; deux ont été publiés à ce jour, et deux sont en composition.

Malheureusement, notre regretté collègue n'aura pas vu une seule des publications de ce travail auquel il était tant attaché et dont il était le premier à regretter les lenteurs. Mais il a tracé une voie droite et sûre, et ses collaborateurs s'attacheront à achever cette œuvre, grâce aux nombreuses études laissées par leur maître, études que sa modestie et sa rigueur empêchaient de communiquer avant complet achèvement.

LÉON BOUTHILLON avait également été chargé de diriger la rédaction française d'un Vocabulaire International des Radiocommunications, en cours d'établissement au titre de la Commission Electrotechnique Internationale, sous Secrétariat Britannique.

Il avait collaboré à l'établissement d'autres Vocabulaires comme celui d'Electro-acoustique, de Semiconducteurs, puis à un groupe de Vocabulaires de mathématiques, dont l'un, qui concerne la théorie des ensembles et porte nettement la marque de ses idées personnelles, est actuellement en cours d'homologation.

La longue énumération, encore que bien simplifiée et bien incomplète, des travaux de LÉON BOUTHILLON que je viens de citer, montre l'extrême activité qu'il déploya, tout au long de sa carrière, carrière qui ne se termina pas à l'époque officielle de sa retraite mais qui dura jusqu'au dernier souffle de sa vie.

Bien que de deux ou trois générations plus ancien que nos plus jeunes membres, ceux-ci ont pu souvent le rencontrer avec son auréole de cheveux, d'un blanc immaculé, à nos séances mensuelles ou à nos réunions de sections auxquelles il était resté très assidu ; et tous ceux qui l'ont bien connu sont restés étonnés de l'extrême vivacité intellectuelle qu'il conserva jusqu'à sa mort. Grâce à sa culture scientifique très étendue, il s'adapta avec une facilité déconcertante aux disciplines et aux techniques les plus modernes, desquelles avaient « décroché » bien des techniciens ou scientifiques plus jeunes que lui.

Son extrême simplicité, sa modestie et sa bonté naturelles, qui n'étaient que le reflet de ses convictions profondes, rendaient son commerce particulièrement agréable, aussi est-ce avec un profond regret que tous ceux qui furent ses amis l'ont vu disparaître.

A sa famille ici présente, à sa femme, à ses enfants, la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens renouvelle ses bien sincères condoléances et les assurent du souvenir qu'elle gardera de son Ancien Président.

Je veux en terminant remercier tous ceux qui m'ont aidé à retracer la carrière de LÉON BOUTHILLON et, en particulier Monsieur le Colonel LOCHARD, son collègue à la Commission du Vocabulaire, qui m'a fourni les précieux renseignements correspondant à son intense activité au sein de cette Commission.

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 centré sur 3 h T.U.

Décembre 1964	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NBA 24 kHz	NPM 26,1 kHz
1	-149,4	-146,9	-147,4	—
2	-147,4	-146,9	-146,2	—
3	-147,9	—	—	—
4	-148,1	-146,8	—	—
5	-147,3	-147,2	—	—
6	-147,9	-147,1	—	—
7	-149,2	-147,0	—	—
8	-148,2	-146,9	—	—
9	-148,9	-146,5	—	—
10	-148,8	-147,7	—	—
11	—	—	—	—
12	—	—	—	—
13	—	—	—	—
14	—	—	—	—
15	-147,4	—	—	—
16	-147,5	—	—	—
17	-147,6	—	—	-147,1
18	-147,9	-147,1	-146,4	-148,0
19	-148,8	-148,1	-147,4	-148,0
20	-148,5	-147,5	-147,5	-148,2
21	-147,7	-147,7	-147,1	-148,7
22	-146,9	-147,4	-146,5	-148,7
23	-147,7	-147,8	-147,2	-148,5
24	-150,4	-147,4	-147,5	-145,5
25	-146,3	-147,8	-146,6	-145,8
26	-147,8	-146,7	-146,7	-146,1
27	-146,9	-147,2	—	-145,1
28	-147,8	-147,2	-147,7	-146,2
29	-148,7	-147,2	-147,6	—
30	-147,9	-147,3	-147,6	—
31	-147,5	-147,4	-148,1	-148,0

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *l'Onde Electrique*, janvier 1965, p. 139

VOCABULAIRE DES RADIOCOMMUNICATIONS

En 1952 et 1953, les lecteurs de *l'Onde Electrique* ont pu voir, dans plusieurs numéros, des extraits du Vocabulaire des Radiocommunications et du Vocabulaire de l'Electronique qui étaient à l'époque en cours de rédaction. Le travail entrepris par le Comité Electrotechnique Français a été, depuis lors, poursuivi sans relâche mais n'avait jusqu'ici donné lieu qu'à des documents à diffusion restreinte.

Le Groupe de Travail chargé du Vocabulaire des Radiocommunications, qui était placé depuis 1957 sous la présidence du regretté Léon BOUTHILLON, ancien Président de la S.F.E.R., a mené activement la mise au point de l'édition qui est maintenant en cours de publication.

L'importance du domaine que couvre cette publication a conduit à diviser le document en huit fascicules dont nous donnons la liste ci-dessous :

Groupe 60 — Radiocommunications : Termes généraux.

Groupe 61 — Radiocommunications : Réseaux électriques et Electronique.

Groupe 62 — Propagation des ondes radioélectriques.

Groupe 63 — Technique radioélectrique générale : Antennes, Emetteurs et Récepteurs radioélectriques.

Groupe 64 — Services et Stations radioélectriques ; Exploitation des Radiocommunications : Services fixes, Services spatiaux, Services mobiles.

Groupe 65 — Radiotélégraphie et Radiotéléphonie.

Groupe 66 — Radiodiffusion : Radiodiffusion sonore, Télévision.

Groupe 67 — Radiorepérage : Radiogoniométrie, Radiodétection, Radionavigation.

La division en fascicules a l'avantage de permettre l'édition des parties terminées sans attendre l'achèvement de l'ensemble. C'est ainsi que, d'ores et déjà, les fascicules 60 et 66 sont publiés et proposés à l'homologation comme normes françaises ; les fascicules 63 et 67 sont sous presse.

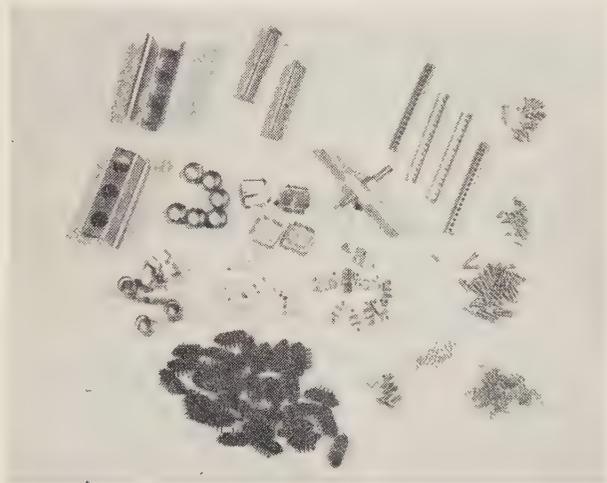
Dans un domaine soumis à une évolution aussi rapide, la rédaction du Vocabulaire est une œuvre ingrate parce qu'elle aboutit à des documents qui doivent être sans cesse révisés. Trop peu de personnes collaborent à ces révisions et le Comité Electrotechnique Français souhaite que les utilisateurs du Vocabulaire des Radiocommunications apportent leur pierre à l'édifice en lui faisant part, sans retard, des observations que l'usage de cet ouvrage leur suggère, et surtout des additions qu'ils désiraient proposer en vue des éditions ultérieures.

Les fascicules publiés sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, 20, rue Hamelin, Paris (16^e), et à l'Association Française de Normalisation, 19, rue du 4-Septembre, Paris (2^e).

H. NOZIÈRES
Président de la Commission du
Vocabulaire des Radiocommunications

LES FICHIERS 8140 SOURIAU

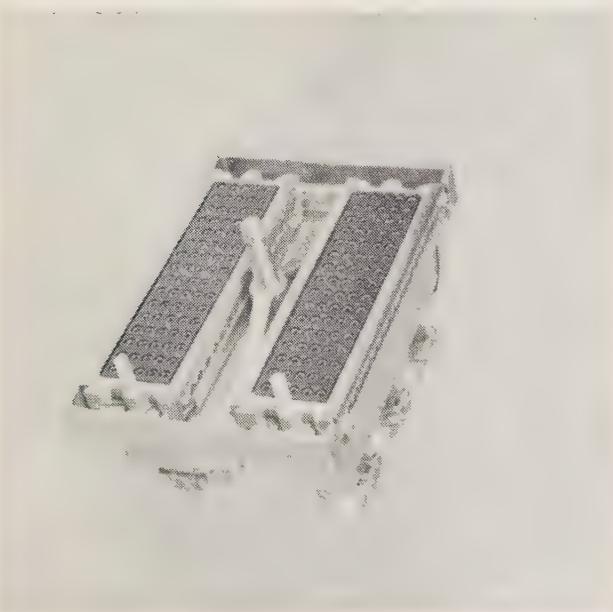
Deux rails en alliage léger percés de trous à écartement constant, équipés d'un nombre variable de petits éléments mâles ou femelles accouplés par deux équerres vissées à leurs extrémités, composent le fichier à éléments assemblés 8140, fabriqué par SOURIAU 9, rue Gallieni, Boulogne-Billancourt (Seine).



Les éléments, existent en trois largeurs différentes et sont réalisés en super polyamide, en alliage léger, ou en diallylphtalate. Ils sont équipés de contacts \varnothing 1,5 mm — \varnothing 2,5 mm — \varnothing 3,5 mm à souder, à sertir, à connexion enroulée, à taper pin ou coaxiaux.

Chaque fichier peut être muni d'un capot métallique ou en matière plastique.

La température d'utilisation varie entre -60° et $+125^{\circ}\text{C}$ selon les contacts. La tension d'essai varie également, selon les diamètres des contacts utilisés, de 1 200 à 4 500 V_{eff}.



Vingt-et-un éléments différents ont été étudiés pour permettre la réalisation de n'importe quelle sorte de connecteurs et de tout genre de brochage. Cependant, à partir de 9 éléments simples un extracteur doit être placé au milieu du fichier. Il existe deux types d'extracteurs, selon l'importance du brochage.

Des connecteurs de rack sont également réalisables.

Les fichiers 8140 SOURIAU peuvent être livrés montés ou en pièces détachées. Cette dernière solution permet de stocker un nombre limité de pièces, disponibles pour la fabrication de n'importe quel brochage, selon les besoins de l'utilisateur.

De nombreux fichiers standardisés 8140 SOURIAU et la majorité des pièces détachées sont codifiées OTAN.

LA STUMATITE, PRODUIT CÉRAMIQUE POUR PROTOTYPES

La STUMATITE est une roche silico-alumineuse naturelle de couleur grise, d'une très grande homogénéité.

Cette roche dont la dureté est comprise entre 2 et 3 dans l'échelle de Mohs, s'usine comme les métaux ; elle peut se tourner avec des outils en acier rapide, se scier, se limer, se percer avec les forets et mèches habituellement utilisés pour le bronze.

Lorsque la pièce a les dimensions voulues, elle est cuite entre 1 300 et 1 350° pour lui conférer ses caractéristiques définitives.

Il est ainsi possible de réaliser une gamme de pièces très étendue, de quelques milligrammes jusqu'à plusieurs kilogrammes. Il est toutefois recommandé de limiter la plus grande dimension à 200-300 mm et les épaisseurs à 20 mm.

Les pièces en STUMATITE sont de véritables produits céramiques ayant notamment des propriétés remarquables sur le plan mécanique, diélectrique et thermique, et résistant à tous les agents chimiques, sauf à l'acide fluorhydrique.

Il est intéressant de préciser, en plus de ces propriétés fondamentales, que le retrait au cours de la cuisson est inférieur à 1 % en moyenne, ce qui permet d'obtenir des pièces avec une précision de cotes qu'on ne peut généralement pas obtenir en céramique.

Il est possible d'arriver sans usinage ultérieur sur pièces cuites, à une précision de $\pm 0,5\%$. Chaque bloc étant repéré suivant trois axes perpendiculaires, on peut obtenir une précision encore plus grande sans usinage particulier.

La Stumatite est le matériau idéal pour réaliser des pièces uniques en céramique, des prototypes, des petites séries nécessitant, jusqu'à présent, la réalisation d'un outillage important et coûteux. C'est également un matériau qui convient particulièrement bien pour obtenir une très grande précision de cotes pour des pièces aux caractéristiques mécaniques et diélectriques élevées.

La Stumatite trouve de nombreuses applications pour les industries nucléaire, aéronautique, électronique et électrotechnique, etc.

L'Électro-Porcelaine de St-Vallier (Rhône), exploitant exclusif en France peut réaliser des pièces suivant plans cotés, ou fournir directement le matériau cru nécessaire, l'usinage en cru étant effectué par le demandeur qui a ainsi la possibilité, au cours même de la mise en forme, d'apporter toutes les modifications qu'il jugerait utiles.

La cuisson s'effectue, bien entendu, à St-Vallier puisqu'elle nécessite des conditions particulières et précises que ses moyens industriels de l'Électro porcelaine permettent seuls de respecter.

Les délais sont toujours courts, mais il faut, dans tous les cas, prévoir un minimum de 5 à 6 jours pour la cuisson.

L'absence de frais d'outillage particulier permet d'obtenir des prix de revient peu élevés, inférieurs, par exemple, aux prix de pièces comparables en métaux ou alliages traités ou fortement alliés.

MATÉRIELS NOUVEAUX PRÉSENTÉS PAR LES ÉQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES

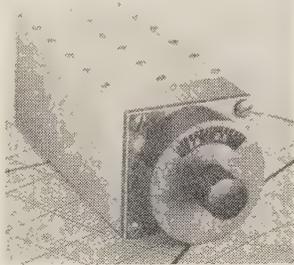
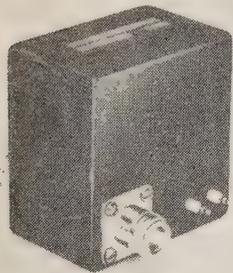
Les Équipements Scientifiques, 67, rue de l'Assomption Paris XVI^e, représentant à Paris plusieurs firmes américaines annoncent les matériels nouveaux ci-après :

● *Filtres à ferrite 50 MHz à 50 GHz.* Les LABORATOIRES

LAVOIE sortent une nouvelle série de filtres à ferrite, accordables électriquement dans des gammes de fréquence s'échelonnant entre 50 MHz et 50 GHz. Il en existe des versions à deux ou quatre sections. La bande passante est variable entre 5 et 60 MHz, la sélectivité est d'environ 12 dB par octave pour les filtres à deux sections et 24 dB par octave pour les filtres à quatre sections.

La perte d'insertion entre 500 MHz et 12 GHz varie de 5 à 2,5 dB pour les filtres à deux sections, et de 8 à 4 dB pour les filtres à quatre sections.

Grâce à l'étendue de la gamme de températures de fonctionnement (-55°C à $+71^{\circ}\text{C}$), à leur endurance aux conditions sévères d'environnement (chocs, vibrations, etc.) et à leur faible poids et encombrement, ces éléments sont particulièrement indiqués pour les applications spatiales.



● *Filtres accordables hyperfréquences* TELONIC ENGINEERING CORPORATION viennent de sortir de leur côté, deux nouveaux filtres hyperfréquences accordables et couvrant la bande 2 000 à 4 000 MHz. Ces filtres sont équipés de cadrans à lecture directe et la précision de la lecture est de l'ordre de 1 %. On sélectionne directement la fréquence à l'aide du cadran qui est un vernier du type 5/1 monté sur roulement à billes et gradué de 100 en 100 MHz.

Ces filtres existent en versions à trois ou cinq sections.

La perte d'insertion est normalement de 0,4 dB pour la version trois sections, le maximum étant de 0,8 dB, et de 0,6 dB pour la version cinq sections, le maximum étant de 1 dB.

La largeur de bande à 3 dB pour les deux modèles est de 5 % \pm 1 % de la fréquence centrale. Le TOS maximum est 2, l'impédance nominale est de 50 Ω . Les performances sont approximativement celles d'un filtre de type Chebychev 0,01 dB.

Le filtre est logé dans un boîtier en aluminium d'une seule pièce.

Les dimensions sont de 50 \times 50 \times 100 mm pour le modèle à trois sections et de 51 \times 50 \times 140 mm pour le modèle à cinq sections.

● *Amplificateur de distribution à faible distorsion.* C-COR ELECTRONICS annonce la sortie d'un nouvel amplificateur de distribution à faible distorsion.

Ce modèle, référencé 1071, grâce à ses sorties multiples, est tout particulièrement conçu pour la distribution de signaux avec une très faible distorsion.

Une de ses applications est la distribution de plusieurs standards de fréquence pour l'alimentation des différents postes d'un laboratoire. La bande passante est de 1 kHz à 20 MHz, la tension de sortie est 1 volt efficace sur chaque sortie, le gain ajustable entre -3 et $+3$ dB, la distorsion est inférieure à 0,5 %. Les impédances d'entrée et de sortie sont de 50 Ω . L'isolation entre les différents canaux est de 40 dB. L'ensemble complet est constitué par cinq tiroirs enfichables avec trois sorties par éléments et une alimentation stabilisée.

COMMUNIQUÉS

ÉCOLES ET FACULTÉS

INSTITUTS SUPÉRIEURS D'ÉLECTRONIQUE DU NORD ET DE PARIS

Concours d'entrée 1965

Le Concours d'entrée commun aux *Instituts Supérieurs d'Électronique du Nord (ISEN) et de Paris (ISEP)*, ouvert aux jeunes gens et jeunes filles de moins de 20 ans, titulaires du Baccalauréat Mathématiques Élémentaires ou Technique, aura lieu les *vendredi 2 et samedi 3 juillet 1965*.

CENTRES DE CONCOURS

Paris, Lille, Nancy, Lyon, Angers, Rennes, Bordeaux, Toulouse, Clermont-Ferrand, Marseille.

INSCRIPTION ET RENSEIGNEMENTS

A l'ISEN : 3, rue François-Baës, Lille (Nord). Tél. 57.23.77 et 57.65.88.

A l'ISEP : 21, rue d'Assas, Paris (6^e). Tél. BAB. 33.16 et 41.81.

SÉMINAIRE SUR LES CIRCUITS INTÉGRÉS

Paris 5 au 9 avril 1965 à la Maison de la Chimie

Le Dr C.L. HOGAN, Vice Président, Directeur Général de la Division Semiconducteurs de Motorola Inc., a annoncé, au cours d'une réunion chez son représentant en France, la SCAIB,

un séminaire international sur l'étude et les applications des « Circuits Intégrés ».

Ces cours, dure cinq jours et sera donné à Paris du 5 au 9 avril 1965 dans la grande salle de conférences de la Maison de la Chimie, 28 bis rue Saint-Dominique, Paris VII^e. Il sera fait, en anglais mais avec traductions simultanées en français et allemand.

Le but de ce séminaire est de familiariser les ingénieurs électroniciens avec cette technique nouvelle et de perfectionner leurs connaissances théoriques et pratiques, afin de leur permettre d'envisager la réalisation de circuits électroniques tant digitaux que linéaires utilisant des « Circuits Intégrés ».

Le cours qui sera fait à Paris est la répétition, naturellement mise à jour, du cours déjà professé quatre fois aux Etats-Unis et auquel ont participé plus de mille ingénieurs de tous pays, ingénieurs appartenant à des compagnies privées aussi bien qu'à des organismes officiels.

Il a été préparé par des ingénieurs très spécialisés dans les techniques des semiconducteurs et ayant travaillé dans les laboratoires de recherches avancées de la Division Semiconducteurs de Motorola Inc.

Loin de se limiter aux possibilités d'un seul fabricant, le cours traitera de tout ce qui a été réalisé à ce jour dans le domaine des « Circuits Intégrés » et films minces ainsi que de tout ce qui pourrait entrer prochainement dans le domaine pratique, mais n'est actuellement que du domaine du laboratoire.

Parmi les sujets traités, on trouvera :

— Techniques de fabrication des « Circuits Intégrés ». Leurs

répercussions sur la structure des circuits et systèmes électroniques.

— Potentiel et limites de réalisation pouvant aller de pair avec les techniques des « Circuits Intégrés ».

— Techniques de montage et d'encapsulation. Leurs répercussions sur la fiabilité, la dissipation de chaleur et de puissance, la densité de composants et le prix de revient.

— Spécification, évaluation, mesure et utilisation des « Circuits intégrés ».

— Description et réalisation pratiques de systèmes digitaux et linéaires.

Le droit d'admission à ce séminaire est fixé à \$ 300 par personne, et comprend en outre la remise à chaque participant d'un ouvrage de 1 400 pages traitant de tous les sujets exposés.

Les déjeuners pour la durée du cours sont également inclus.

Pour tous renseignements complémentaires et inscriptions on est prié de s'adresser à : Motorola Semiconductor Products Inc. Bureau de Paris, 15-17 avenue de Ségur, Paris VII^e.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON HAUTE FIDÉLITÉ STÉRÉOPHONIE

Paris Palais d'Orsay du 11 au 16 mars 1965

Le VII^e Festival International du Son aura lieu au Palais d'Orsay du 11 au 16 mars 1965 inclus de 15 h à 20 h 30, les samedis et dimanche de 10 h à 20 h 30.

Il ne comporte pas seulement une exposition mais constitue également une information technique des problèmes concernant l'électroacoustique et la musique.

Des journées d'Etudes auront lieu au Palais d'Orsay les 12, 13, 15 et 16 mars 1965, chaque matin de 9 h 30 à 12 h 30 ; le programme comportera notamment les exposés, ci-après :

● Relation entre la perception des phénomènes transitoires et leur reproduction en Haute-Fidélité, par M. Léonid PIMONOW, Ingénieur au C.N.E.T.

● Effet directionnel de l'oreille. Tolérances admissibles pour les différences de phase et de temps de propagation, par M. Hans SCHIESSER, ingénieur à l'Institut für Rundfunktechnik GmbH-Hambourg.

● La bande magnétique et le disque, par M.P. GILOTAUX, Directeur des Etudes et Studios de la Société Pathé-Marconi et M.J. BRATIÈRES, Directeur du Laboratoire de Physique de la Société Pyral.

● Les distorsions à la lecture des disques phonographiques et principalement stéréophoniques, par M. LAFAURIE, Agrégé de l'Université, Rédacteur en Chef de la Revue du Son.

● Disque et Musicologie, par M.J. CHAILLEY, Professeur à la Sorbonne ; Directeur de l'Institut de Musicologie.

● Aspects psycho-sociologiques de la notion de Haute-Fidélité, par M. M. PHILIPOT, Chef du Service de Production des Emissions Musicales de l'O.R.T.F.

● Les haut-parleurs asservis, par M. Georges GOGNY de la Société GE-GO.

● La qualité acoustique et électro-acoustique des Salles de Concert, par M. Fritz WINCKEL Professeur à la Technische Universität, Berlin.

● Puissance d'un haut-parleur. Mesure et limites, par Mme BORDONE-SACERDOTE, Professeur à l'Instituto Elettrotecnico Nazionale, Turin.

● Mesures des quadripôles par la méthode de corrélation, par M. GUILLERMON, Chef du Laboratoire des Etudes Spéciales de l'O.R.T.F.

● Le problème de l'enregistrement et de la reproduction des percussions, par M. LEIPP, Chef du Laboratoire d'acoustique de la Faculté des Sciences.

● Le Vidéoscope, par M.A. de LANGE, de la Société Philips.

7^e SALON INTERNATIONAL DE LA CHIMIE

Conférence Internationale des Arts Chimiques

Du 21 avril au 2 mai 1965, auront lieu deux manifestations internationales importantes.

— A Puteaux, le C.N.I.T. abritera le 7^e Salon International de la Chimie,

— A Paris même, la Société de Chimie Industrielle organise à la Maison de la Chimie la Conférence Internationale des Arts Chimiques.

Ce regroupement de manifestations facilitera la tâche des industriels ou ingénieurs venus à Paris pour y faire le point des dernières découvertes dans le domaine de la Chimie et de ses industries connexes.

Manifestation désormais triennale, le *Salon International de la Chimie* a connu un développement extraordinaire puisqu'en 1962, le 6^e Salon occupait une surface totale de 61 500 mètres carrés contre 32 000 en 1956, 1 300 firmes représentant 21 Nations y ont exposé des matériaux représentant une valeur de près de 50 millions de F.

Plus de 300 000 visiteurs sont attendus au 7^e Salon qui groupera environ 1 400 firmes.

Quelques secteurs seront « en flèche » par rapport au précédent salon :

— Forte expansion de la représentation des produits chimiques pour toutes industries : pétrochimie, carbochimie, matières plastiques, notamment.

— la Régulation, le contrôle industriel et surtout l'électronique seront en forte progression.

— Les techniques nucléaires et l'engineering auront une large place.

— Cette année, on remarquera l'apparition du plastique à usage industriel, plus couramment appelé « Chaudronnerie Plastique ».

— Le groupe de la protection contre la corrosion sera, lui aussi, une des « Vedettes ».

Du côté Conférence Internationale des Arts Chimiques, au cours de diverses réunions plus de 2 500 spécialistes venus de différents pays évoqueront les grands problèmes intéressant la chimie et ses applications industrielles ainsi que la place de cette industrie dans la vie économique.

Le mercredi 21 avril, M. G. PALEWSKI, Ministre d'Etat chargé de la recherche scientifique présidera la séance solennelle d'ouverture. Celle-ci sera marquée par un exposé de M. W. BAUMGARTNER, président de la Société Rhône-Poulenc et ancien Ministre des Finances, sur l'aspect économique de l'industrie chimique.

Le programme des journées techniques de Paris comprend 18 « Journées » spécialisées parmi lesquelles nous avons relevé :

— Les journées des Ecoles et des Facultés ;

— La journée des Techniques Nucléaires ;

— La journée du Contrôle et de la Régulation automatique.

En dehors des Journées Techniques de Paris, la Conférence Internationale des Arts Chimiques servira de cadre à des manifestations parmi lesquelles il y a lieu de retenir :

Les 26, 27 et 28 avril : Séminaire sur les méthodes de programmation à moyen et à long terme en Europe et aux Etats-Unis.

Le 30 avril : Colloque CEFACOR/CEBELCOR (Centres Français et Belge de la Corrosion) ; les applications industrielles du principe de la protection cathodique est le thème qui a été retenu pour cette réunion.

L'AUTOMATIQUE DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE NUCLÉAIRES

Grenoble 29-30 septembre et 1^{er} octobre 1965

Sous le patronage du Commissariat à l'Energie Atomique, de la Section Centre-Est de la Société de Chimie Industrielle et de l'Association Technique pour l'Energie Nucléaire (ATEN), l'Association Française de Régulation et d'Automatisme (AFRA) et le Centre de Perfectionnement technique organisent, avec le concours du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, des

JOURNÉES D'ÉTUDE DE L'AUTOMATIQUE DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE NUCLÉAIRES

qui auront lieu à Grenoble les 29, 30 septembre et 1^{er} octobre 1965.

Elles comporteront deux journées et demie de communications techniques dont le texte imprimé sera remis aux participants.

L'après-midi du 1^{er} octobre sera consacré à des visites techniques.

Il est envisagé d'organiser les 2 et 3 octobre 1965 un voyage d'étude au Chantier du barrage de l'E.D.F. au Mont-Cenis et à la Soufflerie Supersonique de Modane.

Les personnes qui envisagent de participer à cette manifestation sont priées de s'adresser au :

Secrétariat de l'A.F.R.A., Hôtel de la Société des Ingénieurs Civils de France 19, rue Blanche, Paris 9^e.

COMPTE RENDU DU SYMPOSIUM SUR LA MAGNÉTO-HYDRODYNAMIQUE TENU A PARIS EN 1964

L'OCDE vient de publier le compte rendu du Symposium international de juillet 1964 sur la production magnéto-hydrodynamique d'énergie électrique organisé à Paris par l'Agence Européenne pour l'Energie Nucléaire et l'Institut National Français des Sciences et Techniques Nucléaires. Ce compte rendu dont les quatre volumes représentent plus de 2 000 pages, comprend le texte intégral des exposés, de toutes les communications, ainsi que des discussions qui ont marqué ce Symposium.

COMPTE RENDU DES JOURNÉES D'INFORMATION SUR « LE CONTRÔLE ET LA COMMANDE DES RÉACTEURS NUCLÉAIRES »

Saclay, les 16 et 17 décembre 1964

Deux journées d'Information sur le Contrôle et la Commande des Réacteurs Nucléaires se sont déroulées à Saclay les 16 et 17 décembre 1964, ainsi qu'il a été annoncé dans notre n° de novembre.

Organisées par le Service d'Electronique des Réacteurs du Département d'Electronique Générale du C.E.A., ces journées ont été consacrées d'une part à des exposés d'intérêt général, d'autre part à deux séminaires plus restreints groupant l'un, les laboratoires d'électronique et les utilisateurs ou exploitants et l'autre, les laboratoires d'électronique et les industriels.

Une exposition de matériels modernes organisée par le département d'Electronique Générale accompagnait cette manifestation.

Nous relatons brièvement ici chacune des phases de ces journées.

1. Exposés

Au cours de la journée du 16 décembre présidée par M. WEILL, Chef du Service d'Electronique des Réacteurs, assisté de M. FURET, quatorze exposés ont été présentés : douze par des ingénieurs du Commissariat à l'Energie Atomique, deux par des invités étrangers : M. A.M. SCHULTZ, Directeur de la Société Milletron Incorporated - Irwin (Pennsylvania - U.S.A.) et M.A. GOODINGS de la Control and Instrumentation Division Atomic Establishment Winfrith (Grande-Bretagne). Plus de trois cents participants assistaient à ces conférences.

Les quatorze exposés se rapportaient aux sujets principaux suivants :

— Problèmes de contrôle et de commande des réacteurs en général, relatifs à certains types de réacteurs français en cours de développement.

— Nouvelles méthodes de mesures ou procédures susceptibles d'application dans un avenir immédiat.

— Problèmes d'instrumentation actuels.

— Etudes théoriques particulières susceptibles de conduire au développement de nouveaux types d'instrumentation.

— Les mesures de réactivité en sous-critique par la méthode de l'analyse du spectre en fréquence du bruit neutronique fourni par un détecteur de neutron ont été développées par M. A.M. SCHULTZ.

— La description de nouveaux types de détecteur du type chambre à fission, en particulier à temps de collection très faible, étudiés et réalisés en Angleterre a été faite par M.A. GOODINGS.

Il faut noter que ces études que l'on peut qualifier d'avancées sont très voisines de celles entreprises actuellement au Commissariat à l'Energie Atomique et les résultats obtenus sont très concordants.

Par ailleurs, l'ensemble des exposés a fait ressortir l'état actuel des études relatives au contrôle des réacteurs. Ces études sont nombreuses et indiquent que le contrôle des réacteurs est en évolution constante, parallèlement au développement actuel des piles atomiques aussi bien de puissance qu'expérimentales.

2. Séminaire laboratoires-utilisateurs

Le 17 décembre, à la Salle Eichner de l'I.N.S.T.N., de 9 h 30 à 12 h 30, un séminaire réunissait sous la présidence de M. BOURGEOIS, Chef du Département des Etudes de Piles, assisté de M. JOVER du Service d'Electronique des Réacteurs, une centaine de participants du C.E.A. et de l'E.D.F. provenant soit des laboratoires d'Electronique, soit des services chargés de l'étude, de la construction et de l'exploitation des réacteurs. Ce séminaire avait pour but de permettre un échange d'idées et d'informations sur certains problèmes particuliers dans le domaine du contrôle et de la sécurité des réacteurs. Les sujets de discussion, qui correspondent à des préoccupations actuelles ont été abordés directement après un bref exposé de présentation, les participants intervenant directement pour confronter leurs opinions ; les principales discussions ont porté sur :

— les problèmes de mesure de flux neutronique en présence de rayonnement gamma avec les compteurs à BF₃, les compteurs à dépôt de bore (dont la construction est actuellement entreprise), les chambres à fission et les chambres d'ionisation compensées ;

— l'utilité, du point de vue du contrôle et de la sécurité, de mesurer à l'arrêt la réactivité d'un réacteur, et les différentes méthodes pour faire une telle mesure ;

— le compromis bruit-temps de réponse dans l'instrumentation de démarrage ;

— l'automatisation du démarrage ;

— les différentes possibilités de mesure de la puissance moyenne de la pile, pour le pilotage et la sécurité au niveau de puissance ;

— les différentes solutions proposées actuellement pour améliorer la tenue aux rayonnements des détecteurs et des câbles de liaison.

3. Séminaire laboratoires-industriels

Ce séminaire, présidé par M. DESNEIGES, Chef du Service d'Electronique Industrielle, assisté de M. UBERSCHLAG du Service d'Electronique des Réacteurs, a rassemblé environ 150 participants. Les industriels représentaient vingt-huit firmes intéressées par la réalisation d'instrumentation, la construction d'équipements de contrôle, les études de réalisation d'installations et l'installation proprement dite.

Des sujets d'actualité, intéressant ces techniques ont été exposés et discutés.

L'évolution des détecteurs de flux de neutrons s'oriente vers une amélioration des caractéristiques techniques et technologiques telles que la tenue en température, le choix de structures à faible activation et la sûreté de fonctionnement.

L'amélioration de l'instrumentation ainsi que l'importance de la formation des personnels exploitants et des relations entre fournisseurs, exploitants, laboratoires d'études, ont été abordées succinctement.

L'orientation vers des installations statiques de sécurité et l'utilisation des techniques de test et de redondance-coïncidence, ont été examinées conjointement avec la recherche et le calcul de la fiabilité des ensembles de mesure individuels destinés à la sécurité.

Les travaux de la Commission de Normalisation « M.C.H. » ont été présentés. Les particularités, inhérentes à chaque projet posent des problèmes de modification des matériels standards dans de nombreux cas, ce qui justifie une réorientation de la normalisation des ensembles de mesure nucléaire.

La philosophie de l'utilisation des calculateurs arithmétiques ainsi que l'évolution des installations de contrôle de réacteurs

ont montré la nécessité de repenser la conception en fonction des possibilités et des limites de ces nouveaux appareils. La réalisation d'appareils réellement conçus pour le contrôle industriel semble nécessaire.

La mission de l'Installateur Electrique Général a été commentée sur le plan des études, de la coordination et de la qualité de la réalisation.

Le rôle joué dans la sécurité par les mesures conventionnelles, et les conditions de fonctionnement ont montré l'importance de la qualité des capteurs et du choix délicat de ces matériels.

4. Exposition

L'exposition de matériel électronique nucléaire a eu lieu les 17 et 18 décembre dans les locaux du département d'Electronique Générale à Saclay.

Elle concernait des préséries ou des prototypes ainsi que des matériels nouveaux parmi lesquels, nous citerons :

- des prototypes d'ensembles de mesure nucléaire en version modulaire,
- diverses chambres d'ionisation destinées au contrôle, ainsi que des prolongateurs de haute tenue aux rayonnements,
- des calculateurs spécialisés pour le contrôle des réacteurs,
- les nouvelles instrumentations pour physiciens : standard Renatran, Electronique Rapide, analyseurs, générateurs, échelles, ensembles multiparamétriques, etc.
- de nouveaux détecteurs à BF_3 à haute température et PM rapide,
- divers ensembles de mesure pour la radioprotection,
- des prototypes d'électronique nucléaire réalisés en circuits intégrés.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

NOUVEAU CENTRE D'ÉTUDES SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES PRÈS DE BORDEAUX

En inaugurant, le 12 janvier, les Journées nucléaires de Bordeaux, M. G. PALEWSKI, Ministre d'Etat chargé de la recherche scientifique et des questions atomiques et spatiales, a annoncé la création d'un nouveau centre d'études scientifiques et techniques installé par le CEA sur la commune de Barp, près de Bordeaux.

Le but du centre sera de regrouper les laboratoires de recherche installés jusqu'à présent dans la région parisienne. Il sera chargé de définir et de réaliser divers prototypes d'équipements intéressants la défense nationale dans les domaines de la mécanique, de l'électronique et de la pyrotechnie. Ce centre occupera un millier de techniciens en 1968 et 1 500 en 1970, dont un tiers d'ingénieurs.

AUTOMATISATION DE LA MACHINE DU PÉTROLIER SIVELLA DE LA SOCIÉTÉ MARITIME SHELL

La Compagnie des Compteurs a réalisé pour le pétrolier à vapeur de 80 000 tonnes Sivella, de la Société Maritime Shell, une installation d'automatisation de la commande des hélices. L'équipement complet en a été présenté à la Presse le 13 janvier 1965 à l'usine de Massy.

Il permet au timonier ou au pilote de manœuvrer complètement le navire depuis la passerelle. Le transmetteur d'ordres situé dans la timonerie agit à distance sur les vannes d'admission de vapeur à la turbine, sans intervention humaine, que ce soit pour réaliser les commandements classiques : avant (ou arrière) très lente, lente, demi, toute et stop, ou pour fixer la vitesse de l'hélice à un tour par minute près, autrement dit la vitesse du navire à un cinquième de nœud près. Ceci est particulièrement nécessaire dans les marches en convoi, notamment lors de la traversée du Canal de Suez. L'ensemble est étudié de telle sorte que le timonier n'ait pas à se soucier de la progressivité de la montée en allure : l'automatisme s'en charge.

Bien entendu, si pour une raison ou une autre, il est nécessaire ou simplement souhaitable de revenir à la méthode classique, à

la demande du mécanicien ou de l'officier de quart, c'est possible à tout instant. Le même transmetteur d'ordres, manœuvré au moyen des gestes traditionnels, permet à l'officier de quart de faire connaître au mécanicien l'allure qu'il doit atteindre.

Ont été de même automatisées, plusieurs opérations auxiliaires, telles que le balancement périodique de la ligne d'arbre pendant les escales.

La technique utilisée est adaptée aux conditions sévères du fonctionnement à la mer ; en particulier, toute l'électronique est réalisée avec diodes, transistors et thyristors au silicium : les moteurs de commande des vannes de vapeur (l'un pour le fonctionnement normal, l'autre en secours) sont des moteurs asynchrones classiques.

Une installation de ce type jalonne la route de l'automatisation complète du navire. Elle est réalisée dans le but de décharger l'homme des fonctions assez connues et assez répétitives pour pouvoir être confiées à des mécanismes électroniques, et réserver aux équipages l'accomplissement des fonctions pour lesquelles aucun robot ne peut remplacer l'expérience et l'intelligence.

LUTTE ANTI SOUS-MARINE

Alcatel équipera avec ses appareils de détection sous-marine et ses calculateurs, quatre avisos escorteurs et quatre sous-marins commandés par la Marine portugaise à l'industrie française.

Alcatel s'est vu, en outre, confier, l'entreprise générale du Système d'Armes ASM des avisos escorteurs et celle de la détection sous-marine des sous-marins.

ORDINATEURS ET PRÉVISIONS MÉTÉOROLOGIQUES

L'origine des dépressions atmosphériques périodiques et les phénomènes physiques qui affectent la zone de transition entre la stratosphère et la zone atmosphérique sont les données qui permettent aujourd'hui aux météorologistes d'améliorer la précision de leurs prévisions à long terme.

L'Institut Météorologique des Etats-Unis utilise l'ordinateur IBM STRETCH pour obtenir des données numériques sur le temps et simuler au moyen des modèles mathématiques de véritables conditions météorologiques.

L'ensemble de ce programme de simulation comprend plus de 15 000 instructions utilisées par le Stretch. On se rendra compte de l'ampleur et de la complexité des travaux nécessaires à cette programmation en pensant que pour établir tous les calculs relatifs aux prévisions d'une seule journée, il faut effectuer près de 10 milliards d'opérations mathématiques.

CALCULATRICES POUR LA PERCEPTION DE PÉAGES EN ANGLETERRE

Quand le nouveau pont de la Severn, sera ouvert à la circulation, l'année prochaine, ses installations de perception de péages comporteront un dispositif Arch 1 000 de la « Elliott-Automation », servant à compter les véhicules et à calculer les péages. Il y aura dix voies de circulation et, à une extrémité, un passage de péage. Normalement, quatre voies seront ouvertes dans chaque direction, les deux autres étant réservées pour faire face, dans un sens ou dans l'autre, à des pointes d'intensité de trafic.

Les dix voies seront ouvertes 24 heures par jour et leur surveillance sera assurée par des équipes d'encaisseurs dont chacune travaillera quatre heures d'affilée. Les péages varieront avec le type des véhicules utilisant le pont et le nombre de leurs essieux. Chaque préposé à l'encaissement des péages, en prenant son service effectuera un pointage l'identifiant, sur le pupitre qui lui aura été assigné ; après quoi, s'inscriront automatiquement, à son débit, tous les péages correspondant aux types et dimensions des véhicules passant devant lui. A tout moment, on pourra consulter une bande imprimée présentant un état de tous les véhicules passés, des directions prises et aussi du montant des péages perçus sur chaque voie ainsi que la somme des péages encaissés par chaque préposé.

Des détails peuvent être demandés, sur cet équipement, à la Elliott Traffic Automation Ltd., Elstree Way, Boreham Wood, Herts, Angleterre.

FIABILITÉ DES ÉLÉMENTS MICROLOGIQUES

La SGS-Fairchild, à Paris, 38 rue de l'Yvette, annonce que le Laboratoire d'instrumentation de l'Institut de Technologie du Massachusetts travaillant sur le programme spatial américain Apollo (véhicule spatial devant alunir et revenir sur terre) a effectué une série de tests de durée de vie sur les circuits intégrés micrologiques Fairchild totalisant plus de 50 millions d'heures sans un seul déchet ni aucune dégradation.

La Fairchild Semiconductor (USA) a déjà fait sur les micro-circuits Planar au silicium du type 903 qui est la porte à 3 entrées, plus de 71 millions d'éléments-heures de test-durée de vie, donnant une probabilité de panne de seulement 0,0032 % par 1 000 heures avec un niveau de confiance de 90 %.

NEUF CHAINES DONT DEUX EN STÉRÉOPHONIE A BORD DES JETS DE LA TWA

Grâce à des écouteurs ultra-légers et à des boutons sélecteurs individuels, les passagers des jets 707 de la TWA pourront se brancher sur le programme de l'une des neuf chaînes mises à leur disposition dont deux seront réservées à de la musique classique ou de la musique légère en stéréophonie. Un bouton de réglage de volume du son sera à la disposition de chaque passager.

Une chaîne diffusera la sonorisation des films projetés à bord. Six chaînes monophoniques diffuseront un choix de succès de Broadway, jazz et musique de genre, pièce de théâtre, interviews, conseils touristiques, et même théâtre pour enfants.

Le système de sonorisation comprend un poste central de distribution contenant une douzaine d'amplificateurs de 30 watts entièrement transistorisés, monté avec l'équipement radio de l'appareil. Des chargeurs contenant les bandes magnétiques sur lesquelles sont enregistrés les programmes, sont introduits dans le poste central de distribution. Le son est transmis par neuf circuits séparés jusqu'aux postes de réception fixés à chaque fauteuil de passager. La réception du programme est assurée par deux haut-parleurs miniatures reliés à deux tubes acoustiques flexibles aboutissant aux écouteurs des passagers.

L'installation de la « stéréo en vol » a été mise au point par la United Data Control Inc., de South El Monte, Californie, filiale de la United Control Corporation de Seattle.

Utilisant des casques à double voie, l'appareil récepteur répondra exactement à la définition de la stéréophonie. Contrairement à ce qui se passe avec des appareils stéréophoniques habituels, dans lesquels le son des deux hauts-parleurs atteint les deux oreilles à la fois, les deux émissions sonores du système stéréo TWA sont totalement séparées et parviennent individuellement aux oreilles du passager. La qualité du son atteindra, dit-on, le degré de perfectionnement obtenu jusqu'ici par la reproduction en studio.

Chaque chargeur de bande magnétique fournit une heure de programme continu. Le système, mis en marche par l'hôtesse de l'air, est utilisable aussi bien au sol qu'en cours de vol. Les annonces faites aux passagers depuis le poste d'équipage se substitueront aux programmes des neuf chaînes et seront audibles à la fois par les écouteurs individuels et par le système habituel d'annonces par haut-parleur.

LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Une présentation à la Maison de la Radio

Le choix d'un système de transmission de la télévision en couleur est un problème international, étant donné l'importance que revêtent, pour les différents pays, les échanges de programmes, soit en direct par faisceaux hertziens, soit enregistrés sur bandes magnétiques.

Pour les pays européens qui ont tous un système à 625 lignes, le choix d'un système unique est essentiel.

Trois systèmes sont, comme on sait, en concurrence :

Un système semblable au système américain utilisé pour la télévision à 525 lignes, dit N.T.S.C., mais adapté au standard européen de 625 lignes, un système français, dit S.E.C.A.M., un système allemand, dit PAL.

En Europe de l'ouest, les organismes de radiodiffusion font partie d'une organisation, l'Union Européenne de Radiodiffu-

sion, l'U.E.R. En Europe de l'Est, l'organisation correspondante est l'O.I.R.T.

Ces deux organisations ont créé chacune une commission constituée par des experts qui étudient dans le détail les caractéristiques techniques des trois systèmes de couleur. Ces deux commissions ont, jusqu'à maintenant, fonctionné séparément mais les études sont assez avancées pour que les résultats puissent être comparés.

La réunion de Paris, (21 au 28 janvier 1965) est la première réunion commune entre les commissions d'étude sur la télévision en couleur de l'U.E.R. et de l'O.I.R.T.

A cette réunion, les premiers résultats obtenus ont été comparés et discutés. C'est un travail minutieux et complexe qui n'est pas encore terminé. Certaines études n'ont pas encore abouti à des résultats incontestables en ce qui concerne la valeur relative des systèmes, car, étant donné l'importance du choix qui sera fait, aucun aspect technique du problème ne doit rester dans l'ombre.

Les 27 et 28 janvier une commission de l'U.E.R. a poursuivi à la maison de l'O.R.T.F. la mise au point du rapport technique sur l'analyse des systèmes de Télévision en couleur qu'il doit présenter, après approbation du Conseil d'Administration de l'U.E.R. La Commission a agi essentiellement en tant que comité de rédaction en vue de regrouper dans un document de synthèse les nombreuses discussions techniques qui ont eu lieu depuis près de deux ans.

Le dossier technique, une fois approuvé, il appartiendra à un organisme international plus général, le C.C.I.R. d'en tirer des arguments, pour la discussion finale à Vienne, fin mars et début avril prochain.

La réunion de Paris a montré l'intérêt que portent certaines organisations aux qualités particulières du système français S.E.C.A.M., mises en évidence par des démonstrations techniques faites par l'O.R.T.F. Les arguments ne manqueront par pour défendre ce système au moment du choix final.

La présentation faite à la Presse dans un des studios de la Maison de la Radio, le 29 janvier, a permis de voir des images transmises par faisceaux hertziens du studio de l'O.R.T.F. d'Issy-les-Moulineaux à l'émetteur des Buttes-Chaumont via Lille, Marseille, Nice, Marseille.

Les images étaient transmises alternativement dans chacun des trois systèmes et reçues à la Maison de la Radio sur les mêmes appareils de réception-couleur conçus spécialement pour recevoir, par commutation, les émissions NTSC, SECAM et PAL. Les postes étaient doublés par des postes normaux pour le noir et blanc.

Le non-spécialiste a constaté les qualités excellentes des images dans les conditions normales de transmission, il a pu noter qu'un certain défaut à l'émission se repercutait assez sensiblement avec le système NTSC, moins avec le PAL, pas du tout avec le SECAM. Il a noté que l'enregistrement magnétique, délicat et entraînant un appareillage compliqué avec le NTSC, se simplifiait avec le PAL et ne demandait avec le SECAM aucun dispositif autre que celui, désormais classique, de l'enregistrement du noir et blanc.

TUBES RÉCEPTEURS POUR TÉLÉVISION EN COULEUR A TENSION REDUITE DE 400 V A 250-270 V ET NOUVEAUX TUBES-IMAGES

Un récepteur TV couleur équipé avec les nouveaux tubes Sylvania permet d'éliminer le transformateur de puissance ce qui réduit le poids du poste et le prix des circuits de filtrage.

Une nouvelle gamme de tubes récepteurs permet en effet, d'abaisser la tension de service des postes de télévision en couleur de 400 V à 250-270 V. Ces tubes vont permettre de réaliser à meilleur compte des postes dotés de performances accrues.

Les tubes à tension réduite et les tubes à fonctions multiples ont été mis au point en vue d'applications à très grandes performances, comme des amplificateurs de balayage, des diodes récupératrices, des démodulateurs de chrominance, des amplificateurs video, des redresseurs d'alimentation HT, et des redresseurs de focalisation.

La création des tubes récepteurs à tension réduite fait suite au lancement des tubes images du type « Color Bright 85 »



Nouveaux tubes récepteurs Sylvania, pour télévision en couleur, tension de service des postes récepteurs abaissée de 400 à 250-270 V.

qui recourt à une nouvelle combinaison de phosphore contenant de l'euporium, élément de la famille des terres rares. L'image en couleur a une luminosité de plus de 40 % supérieure à celle des tubes images courants.

Cette nouvelle combinaison, qui n'est appliquée actuellement que pour le tube rond Sylvania, de 21" 70°, sera bientôt utilisée dans le tube rectangulaire Sylvania de 25" 90°.

CARNET DES SOCIÉTÉS

SOVIREL

Sous le sigle SOVIREL, fut fondée en 1955 la Société des Verres Industriels Réunies du Loing.

L'industrie du verre est une très vieille tradition dans la vallée du Loing. La proximité des sables réputés de Nemours permettant la fabrication d'un produit de haute qualité en raison de leur pureté, et les ressources de combustible presque illimitées qu'apportait la forêt de Fontainebleau, expliquent sans peine l'implantation d'une fabrique de verre à Bagnaux au XVIII^e siècle.

Dès 1920, on y entreprit la fabrication des verres borosilicatés, à faible coefficient de dilatation, résistant à la chaleur. Cette production est universellement connue sous la marque « Pyrex ».

Trente ans plus tard, le développement de l'emploi du verre borosilicaté et les perspectives nouvelles ouvertes par la croissance de la télévision poussèrent les deux Sociétés exploitant des verreries à Bagnaux à concentrer leurs efforts dans tous les domaines. De cette fusion naquit SOVIREL, destinée dès sa naissance à regrouper toutes les fabrications de verres techniques.

La Société SOVIREL est devenue très rapidement un complexe verrier spécialisé dans la fabrication d'articles très nombreux en verres spéciaux de grande qualité. Ce complexe sans rival en France, est l'un des tout premiers sur le plan européen et même mondial.

Les verres produits se classent en trois catégories et sont fabriqués dans des usines spécialisées :

a) des verres de qualité exceptionnelle, destinés à l'optique et à la lunetterie, aussi bien médicale (c'est-à-dire de correction) que protectrice (lunetterie solaire, équipement pour soudeurs à l'autogène). Ces verres sont généralement vendus à des fabricants d'articles d'optique ou de lunetterie, pour leur mise en œuvre et ultime transformation.

b) des produits en verre borosilicaté à faible coefficient de dilatation, donc résistant à la chaleur, qui se classent eux-mêmes en deux subdivisions principales : articles pour le laboratoire et les usages industriels, articles pour la cuisine et la table.

c) enfin, dans le domaine le plus récent qui comporte tous les verres spéciaux pour l'industrie électronique : les ampoules destinées aux différentes applications médicales, industrielles ou militaires (radars, amplificateurs de luminance, oscilloscopes, etc.). Enfin et principalement, les ampoules de télévision qui seront transformées en tubes cathodiques par les fabricants spécialisés, pour l'équipement des récepteurs de télévision.

Il existe dans le monde un nombre très limité de producteurs de ces ampoules : deux aux Etats-Unis, deux en Grande Bretagne, deux en Allemagne fédérale, une en Hollande, une au Japon, trois en Europe de l'Est, et SOVIREL en France.

Dans un but de simplification, les tubes électroniques ont été classés par SOVIREL en quatre grandes catégories.

- les tubes de puissance et d'émission
- les tubes photocathodiques
- les tubes à rayons X
- les tubes cathodiques.

De ces quatre types, ce sont les tubes photocathodiques dont l'essor est le plus spectaculaire.

Les tubes de puissance et d'émission de même les tubes photocathodiques sont presque toujours soufflés en verre S 747 01. Les tubes à rayons X sont soufflés en S 750 01 et, pour quelques applications seulement, en verre « Pyrex ». Enfin, les verreries pour tubes cathodiques sont en S 109 01 (verre au plomb) uniquement.



Outre le verre utilisé pour les ampoules de télévision, le verre le plus employé dans l'industrie électronique est le verre SOVIREL S 747 01, soudable aux alliages fer-nickel-cobalt (coefficient de dilatation 49×10^{-7}). Les trois autres verres principaux sont ensuite, par ordre d'importance décroissante pour les applications proprement électroniques :

- le S 740 01 (B 40) soudable au tungstène (coefficient de dilatation 39×10^{-7})
- Le S 732 01 (Pyrex) (coefficient de dilatation 32×10^{-7})
- Le S 190 01 (G 12) (coefficient de dilatation 89×10^{-7})

SOVIREL fait également du tube étiré sur machine WOOD ou du tube calibré à 25 microns près utilisé, par exemple, dans les tubes à progression d'ondes.

Grâce au four d'optique dont il dispose, SOVIREL est en mesure de satisfaire les demandes en écrans polis ou non, biplans et ménisques, pour tubes cathodiques et photocathodiques (exemples : écrans de vidicons, d'orthicons, de tubes convertisseurs d'infrarouge, de tubes mémoires, d'amplificateurs de luminance, etc.).

Cette activité donne lieu à un chiffre d'affaires annuel de 6 millions environ. Presque la moitié en est réalisée sur les marchés d'exportation, dont la Grande-Bretagne représente, en valeur, approximativement la moitié.

CENTENAIRE DES ÉTABLISSEMENTS DUCRETET

Le 7 décembre 1964, à la Comédie des Champs-Élysées, a été célébré le Centenaire des Etablissements Ducretet sous la forme d'un « Hommage à Eugène Ducretet » qui fut un des principaux pionniers de la T.S.F. et de l'utilisation des ondes hertziennes.

Issu d'une famille savoyarde, Eugène DUCRETET est né à Paris en 1844. Il a dû interrompre ses études dès l'âge de 15 ans, mais, intelligent et ingénieux, sa vocation de chercheur s'est déjà affirmée et le pousse à poursuivre seul sa formation intellectuelle. Il entre au service de l'un des plus grands savants constructeurs d'instruments de physique au XIX^e siècle, Paul Gustave FROMENT qui s'intéresse à ce jeune homme exceptionnellement doué, en fait son disciple, et lui donne une formation technique et scientifique approfondie dans les domaines de la mécanique et de l'électricité.

A 20 ans, en 1864, Eugène DUCRETET fonde à Paris sa propre entreprise, les ateliers de « Construction d'instruments de précision appliqués aux Sciences et à l'Industrie ». Pressentant l'avenir immense de l'électricité, Eugène DUCRETET a installé ses ateliers sur la montagne Sainte-Geneviève, à proximité des laboratoires de l'Ecole Normale Supérieure et de la Sorbonne, où s'élaborent les découvertes qui vont révolutionner le monde moderne. Ses contacts fréquents avec les maîtres et élèves de ces écoles lui assurent leur clientèle. Il réalise avec ingéniosité les appareils scientifiques qui lui sont demandés, ce qui n'exclut pas, d'ailleurs, des débuts difficiles, malgré l'acharnement au travail dont il fait preuve.

Peu à peu, grâce à la rectitude de son caractère et au sérieux de ses fabrications, il gagne l'estime d'une pléiade de savants, et sa réputation s'étend à tous les milieux scientifiques.

Ses dispositions naturelles l'attirent surtout vers l'électricité. Conscient des possibilités énormes qu'elle renferme, et des connaissances scientifiques qui lui font défaut pour en tirer le meilleur parti, il s'inscrit en auditeur libre à la Sorbonne et au Collège de France. De plus, il entretient des relations suivies avec les physiciens de l'Ecole Normale Supérieure et de l'Ecole Polytechnique, pour lesquels il met au point de nombreux appareils. Entre autres, il réalise ceux du Dr ROENTGEN, leur donne des qualités pratiques, et devient le premier fabricant de matériel de radiologie pour les hôpitaux. Sa notoriété s'étend au monde entier, il dépose de nombreux brevets en France et à l'étranger, et reçoit de multiples distinctions dans les expositions internationales auxquelles il participe.

S'appuyant sur les travaux de MAXWELL, HERTZ, BRANLY et MARCONI, il est le premier à construire en France des émetteurs et récepteurs de T.S.F. possédant une self réglable pour les accorder et, le 5 novembre 1898, démontre les possibilités de ses appareils en établissant une liaison radiotélégraphique entre la Tour Eiffel et le Panthéon. En 1899, ses appareils sont utilisés pour relier l'Île d'Ouessant à la côte du Finistère (22 km). Au cours de l'hiver 1899-1900, l'utilité de la T.S.F. est révélée au monde grâce à des appareils Ducretet-Popoff, lors du sauvetage de l'équipage d'un cuirassé russe bloqué par les glaces, et d'un groupe de pêcheurs finlandais entraînés à la dérive sur un iceberg.

Dès 1903, la T.S.F. fait son entrée dans l'art militaire. Les ateliers Ducretet réalisent les premiers radiogoniomètres installés sur les navires et baptisés compas azimutal hertzien. En 1914, les ateliers Ducretet se reconvertissent pour contribuer à l'effort général du pays en fabricant en grande série le matériel radiotélégraphique de l'armée.

Malade, Eugène DUCRETET avait dû abandonner en 1908 à l'un de ses fils la direction de ses ateliers. Il mourra en 1915, peu après son autre fils, Pierre, tombé à Verdun.

Mais après la tourmente, les ateliers Ducretet continuent leur essor, et de nombreuses inventions viennent perpétuer le génie d'Eugène DUCRETET : création du changeur de fréquence et des lampes bigrilles, du radiomodulateur, etc. En 1931, enfin, la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON apporte à la firme Ducretet l'appui de ses puissants moyens industriels et techniques, et les récepteurs de radio et de télévision Ducretet-Thomson nous rappellent encore aujourd'hui le nom de l'inventeur qui construisait en France les premiers appareils de T.S.F., et se classe parmi les pionniers qui ont jeté les bases de l'électronique moderne.

CONSTITUTION D'UN CONSORTIUM GÉANT DE FOURNITURE D'ÉQUIPEMENTS POUR L'OTAN

La Cie Fse THOMSON-HOUSTON participe à un nouveau consortium électronique international appelé à concourir dans un appel d'offre, d'un montant de 110 000 000 £, pour la fourniture d'équipements pour un système de défense aérienne OTAN.

Ce système de défense, connu sous le nom de NADGE (Nato Air Defence Ground Environment), comportera les radars les plus modernes, ainsi que des équipements de traitement de l'information et de télécommunications, capables de donner l'alerte dans les délais les plus brefs et de déclencher une riposte extrêmement rapide à des attaques d'avions supersoniques. Il accélérera, en outre, la retransmission des informations sur les trajectoires d'engins ennemis et permettra l'intégration totale dans le complexe OTAN de la chaîne de veille lointaine, des batteries d'engins Hawk et Nike, ainsi que des escadrilles d'intercepteurs.

Le consortium réunit des sociétés dont l'expérience fait autorité dans les techniques de traitement ultra rapide de l'information et la mise au point de types de radars conçus pour lutter contre le brouillage :

HUGHES AIRCRAFT COMPANY

COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON, Paris.

THE MARCONI COMPANY LIMITED, Chelmsford.

HOLLANDE SIGNAALAPPARATEN, Hengelo.

SELENIA S.p.A., Rome.

TELEFUNKEN A.G., Ulm.

SYLVANIA CRÉE DES BUREAUX A PARIS

La General Telephone and Electronics International S.A., Genève, siège européen de Sylvania, annonce la création par la Sylvania International d'une filiale française dénommée SYLVANIA FRANCE, ECLAIRAGE ET TÉLÉVISION. Cette Société sera installée 11, rue de Grenelle, Paris-7^e.

Son objet est la vente en France de la gamme complète des sources lumineuses et des composants électroniques Sylvania aux fabricants d'ensembles audiovisuels destinés au grand public.

La distribution de tous les autres composants électroniques industriels ou militaires ainsi que les semiconducteurs est toujours assurée par la RADIO TELEVISION FRANÇAISE S.A., 73, avenue de Neuilly, Neuilly-sur-Seine.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, dans sa séance du 12 janvier a appris avec plaisir la nomination de Monsieur Gérard LEHMANN, son ancien président, à la Vice-Présidence de la Société des Ingénieurs Civils de France, avec laquelle la S.F.E.R. entretient d'amicales relations. Le bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens adresse à Monsieur Gérard LEHMANN ses plus vives félicitations.

BIBLIOGRAPHIE

Calcul des probabilités en vue des applications, par M. GIRAULT, Professeur à l'Institut de Statistique, Maître de Conférences à la Faculté de Droit et des Sciences Économiques de Paris.

Le calcul des probabilités prend, de nos jours, une importance toute particulière dans les domaines les plus variés : applications industrielles, contrôle des fabrications, psychologie, établissement de plans d'expériences, études économiques, administration des entreprises, etc. Il joue un grand rôle dans la Recherche Opérationnelle et contribue à apporter aux problèmes posés par le monde réel, des solutions efficaces et précises.

Après un rappel de la théorie mathématique aléatoire, des jeux du hasard et des grands ensembles, l'auteur nous expose les principales bases de calcul indispensables à connaître. On pourra ensuite se familiariser avec les théorèmes et les lois d'usage courant ou particulières en matière de probabilités. Chaque sujet traité est illustré d'exemples concrets et complété par des exercices qui permettront d'acquérir assez de maîtrise non seulement pour comprendre ce que sont les modèles probabilistes, mais aussi pour savoir les utiliser pratiquement.

Complété dans cette deuxième édition par quelques nouveaux développements sur les questions essentielles, et illustré d'exercices avec leurs solutions, ce livre sera utile aux jeunes chercheurs et notamment aux candidats à la licence ès sciences (certificat de Probabilités 1), aux ingénieurs dont les études ne comportaient pas l'enseignement de cette matière ou simplement à ceux qui désirent approfondir, dans ce domaine, leurs connaissances théoriques et pratiques.

14 × 22, 210 pages et 31 figures. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

Fonctions caractéristiques, par E. LUKACS, professeur de Mathématiques. The Catholic University of America. Washington. Traduit de l'américain par A. ROSENGARD, ingénieur civil des Mines.

Les fonctions caractéristiques constituent un instrument très utile pour étudier les problèmes qui se rapportent à l'addition des variables aléatoires indépendantes. Introduites par P.S. Laplace et utilisées par Poisson et Cauchy, ce n'est que depuis une quarantaine d'années qu'on a vraiment compris leur importance et que des recherches systématiques furent entreprises sur cette question. L'impulsion fut donnée par P. Lévy et, depuis 1920, l'école française s'est toujours intéressée à cette question, mais d'importants résultats ont été également obtenus par les écoles étrangères.

Ce livre réunit les résultats de ces nombreuses recherches restés jusqu'ici épars et fragmentaires, et rassemble en outre, en un tout cohérent, les travaux importants publiés à ce jour sur les fonctions caractéristiques.

C'est donc un traité qui sera utile aux étudiants avancés et aux chercheurs qui s'intéressent au calcul des probabilités ; il intéressera également ceux qui veulent connaître d'une manière quelque peu approfondie le calcul des probabilités pour l'utiliser dans la recherche fondamentale ou dans la recherche appliquée.

16 × 25, 240 pages. Dunod, éditeur. Broché : 32 F.

Traité de la Méthode Scientifique, par L. LECLERQ, vice-président du Sulphur Institute.

Ce livre couvre tous les aspects de la méthode scientifique : découverte expérimentale ou mathématique, démonstration, invention, recherche académique ou industrielle.

A un exposé des principes de la science succède une esquisse de l'histoire des méthodes scientifiques : empirique, dialectique, déductive, inductive, expérimentale, projective, morphologique, etc. L'auteur en déduit une définition générale de la « méthode » et énonce les opérations de base intervenant dans le mécanisme de toutes les méthodes. Une étude de la méthode psychologique est ensuite exposée, elle comprend une théorie de la création scientifique, un profil psychologique du chercheur et un énoncé des lois du « brainstorming ».

La méthode logique fait l'objet du chapitre le plus long ; l'auteur insiste sur la formulation de l'hypothèse, énonce une série de théorèmes sur la variation de sa plausibilité, applique la théorie des jeux et celle de l'information. Une ébauche de mathématisation de la méthode scientifique est faite par l'auteur.

L'ouvrage se poursuit par un examen de l'emploi des machines (y compris les ordinateurs) dans la recherche. Le cas particulier de la démonstration des théorèmes de géométrie par les machines est discuté. Enfin le dernier chapitre évoque brièvement, pour le situer dans l'ensemble, le problème du gouvernement des laboratoires et de la recherche au niveau de la nation.

Il s'agit donc d'un livre qui cherche à faire la synthèse du problème de la recherche et propose des voies susceptibles de donner un essor nouveau à la méthode.

Cet ouvrage intéressera le lecteur cultivé, curieux de l'évolution des sciences, tout autant que les chercheurs des domaines les plus divers : mathématiques, physique, chimie, biologie, médecine, sciences humaines et industrie.

15 × 22, 210 pages avec figures. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

Economie et perspectives de l'énergie atomique, par J. ANDRIOT, Ingénieur au corps des Mines, en collaboration avec J. GAUSSENS, Ingénieur ECP.

Ce livre ne saurait mieux être décrit que par M. J. Couture, Secrétaire Général de l'Energie, de l'avant-propos duquel nous extrayons les passages suivants :

« C'est une véritable « somme » que nous offre M. Andriot sur les aspects économiques de l'énergie nucléaire et le lecteur, conscient qu'on ne lui a rien caché du vaste domaine parcouru, en acquiert une vue d'ensemble logiquement ordonnée.

Il sera convaincu, en particulier, que la compétitivité de l'électricité nucléaire est un fait acquis à brève échéance, sans que, pour autant, les sources classiques de chaleur doivent cesser de se développer à un rythme rapide.

Il y apprendra que le problème du choix de la « filière » peut se poser très différemment selon l'environnement économique.

Il sera surpris de prendre si peu de peine à la lecture d'un sujet difficile.

A la portée de la main de l'« honnête homme » curieux, il pourra y retrouver, en parcourant tel ou tel chapitre, une vue panoramique ou, sur presque chaque donnée, un ordre de grandeur raisonnable ».

15 × 22. 276 pages, 50 figures et 22 photographies hors texte. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

La synthèse des machines logiques et son automatisation, par J. FLORINE, Docteur ès Sciences physiques, agrégé de l'Enseignement Supérieur.

Dans l'ouvrage de J. FLORINE, les différents types d'organes logiques à semiconducteurs, les blocs logiques combinés et les organes de mémoire sont classés selon leurs buts fonctionnels ; leur fonctionnement y est décrit parallèlement au moyen de leur schéma électronique, des expressions algébriques et de raisonnements intuitifs. L'intérêt du recours aux méthodes algébriques de synthèse apparaît clairement. D'autre part, les machines combinatoires ne sont considérées, dans l'ensemble de l'ouvrage, que comme un cas particulier des machines séquentielles. Ces dernières sont synchrones ou asynchrones, à entrées par niveau ou par variation de niveaux (impulsions) ou encore commandées par des associations de ces deux modes d'entrées.

Les différents types de méthodes de synthèse, particulièrement intéressantes en vue de leur utilisation par des machines automatiques, sont décrits à partir de la mise en équations algébriques des desiderata, jusqu'à la matérialisation du circuit optimal recherché.

Consacrée à l'automatisation des processus d'analyse et de synthèse optimale de fonctions logiques, la seconde partie de l'ouvrage étudié par comparaison les performances des ordinateurs universels et de machines spécialisées pour de telles opérations.

Cet exposé didactique, grâce à l'introduction progressive des notions de base de l'algèbre logique et des circuits logiques électroniques, doit intéresser aussi bien l'étudiant et le professeur automateur que l'ingénieur chargé de la conception pratique de commutation.

Presses Académiques Européennes - Bruxelles, éditeur, se trouve à Paris chez Dunod, 346 pages 16×22 , avec 88 figures et 172 tableaux. 1965. Relié toile : 80 F.

Théorie et applications des graphes de transfert, par Y. CHOW Department of Physics, Brandeis University (Massachusetts) U.S.A., et E. CASSIGNOL, Département du Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées. Université de Toulouse.

Pour permettre de représenter graphiquement tout système physique, il y avait la méthode des schémas-bloc mais son champ d'application s'est trouvé limité par suite de conventions graphiques relativement compliquées. La simplicité des règles utilisées dans les méthodes des graphes de transfert a permis un développement très intéressant des techniques d'études des systèmes linéaires.

Dans cet ouvrage, les définitions et conventions utilisées dans la suite forment le préambule à l'étude systématique de chacune des différentes méthodes de construction et de réduction des graphes de transfert. De nombreuses applications (généralisation de la formule de Bode, de celles de Blackman, calcul des paramètres d'un quadripôle) permettent de souligner l'intérêt de cette technique et de la rendre plus facile à comprendre.

Ces nouvelles méthodes d'étude permettent, outre l'étude des systèmes électriques, celle des systèmes mécaniques, hydrauliques, de transfert de chaleur, etc.

Destiné aux étudiants, ingénieurs et chercheurs, la lecture de ce livre peut être entreprise par quiconque connaît les principales règles de calcul matriciel.

Dunod, Editeur, 168 pages 16×25 , avec 200 figures. 1965. Broché : 36 F.

La détection des radiations infrarouges et ses applications, par A. DAUGUET, Ingénieur E.S.E., Docteur ès Sciences, préface de G.A. BOUTRY, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Les radiations infrarouges peuvent être décelées, mesurées et analysées grâce à des instruments d'optique dont la sensibilité, la finesse et la rapidité de réponse ont fait l'objet de progrès extrêmement rapides au cours des dernières décades ; leur technique est encore en pleine évolution.

C'est la synthèse des techniques actuelles que présente M. DAUGUET dans son ouvrage.

L'ensemble des notions de base est étudié dans une première partie consacrée à la photométrie énergétique et aux sources de rayonnement, à l'émission et à la transmission de l'atmosphère. Un chapitre entier concerne plus particulièrement les cellules détectrices et fait le point de leurs technologies actuelles. Enfin, les amplificateurs et les systèmes de refroidissement, qui peuvent leur être associés, sont décrits en détail.

Dans la deuxième partie, quelques exemples d'applications modernes, dont certaines sont devenues classiques, sont présentés et classés par catégories : détection d'images avec ou sans analyse mécanique ou électronique, poursuite automatique de cibles infrarouges, détection et surveillance des températures.

L'ouvrage est illustré de nombreuses figures, d'abaques et de photographies et comporte beaucoup de références bibliographiques.

Dunod, Editeur, 356 pages 16×25 , avec 181 figures. 1964. Relié toile sous jaquette : 72 F.

Proceedings of the Conference on Signal Recording on Moving Magnetic Media. Budapest, 15-18 octobre 1962.

Ce volume comporte le texte et les figures des conférences faites au cours de ce congrès, dans leur langue originale. Les sujets exposés couvrent tout le champ des enregistrements magnétiques, aussi bien celui des sons, bien connu aujourd'hui, que celui des images, mis au point récemment, ainsi que les applications à la cybernétique et à l'automatisme. Outre les problèmes théoriques de ces branches, les applications particulières courantes se trouvent traitées dans ces conférences.

24 conférences en allemand, 10 en anglais, 2 en français, 1 en russe.

Akadémiai Kiadó, éditeur, Budapest V. Alkotmány U.21, 470 pages 17×24 , nombreuses figures. 1964. Relié toile : \$ 12,00.

Tubes à décharge dans les gaz, par H.L. van der HORST.

Les tubes à décharge dans les gaz sont utilisés à grande échelle dans la recherche, dans l'industrie et dans les équipements à courant fort, bien que dans certaines applications ils aient été, ou sont en voie d'être remplacés par des systèmes à semiconducteurs, le développement de certains types est encore en cours.

Ce livre répond au besoin d'une source d'information générale sur les tubes.

Les principes d'action des systèmes à décharge dans les gaz et de leur réalisation sont traités à fond à des chapitres parlent des types à cathode chaude et froide, des thyatrones et des tubes à cathode de mercure. D'autres parties traitent de développements spéciaux et des cellules photoélectriques à gaz.

Les nombreux exemples pratiques cités dans le texte rendent ce livre fort utile pour les ingénieurs et tous ceux qui doivent utiliser des systèmes à décharge dans les gaz.

Bibliothèque Technique Philips. Dunod, dépositaire pour la France, $23 \times 15,5$, 356 pages, 219 illustrations et 8 pages de photographie. Relié toile. Prix : 68 F.

Les capteurs de mesure, classification méthodique

L'introduction de dispositifs automatiques dans la conduite des processus industriels a multiplié le nombre des grandeurs physiques à connaître et celui des points de mesure à équiper. Il est nécessaire que ces appareils assurent eux-mêmes la transmission du résultat de leurs mesures aux chaînes d'automatisation, sous forme d'un *signal* mécanique, pneumatique ou électrique, analogique ou numérique, directement utilisable. Ces appareillages sont désignés sous le nom de Capteurs.

Le développement de l'automatisation apparaissant indissolublement lié à celui des capteurs, le Centre National de l'Automatisation, fondé en 1957 par la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux, le Syndicat Général de la Construction Electrique et la F.N.I.E., vient de rassembler en un même ouvrage intitulé *Les Capteurs de Mesure, Classification méthodique*, les caractéristiques essentielles des capteurs construits en France, utilisables dans les automatisations.

Rédigé avec la collaboration des Syndicats de constructeurs spécialisés dans la construction d'appareils de l'espèce, il se présente sous la forme de feuillets détachables, pour permettre des mises à jour ultérieures. Les feuillets y sont classés suivant les grandeurs concernées et pour chacune d'elles, suivant les méthodes de mesure utilisées. Chaque feuillet se rapporte à des capteurs dont le principe de fonctionnement est le même et les spécifications comparables. Il donne, après un exposé succinct du principe de fonctionnement, les principales caractéristiques de l'appareillage — étendue de mesure, nature, loi de correspondance et gamme de variation du signal de sortie, alimentation auxiliaire, rapidité de réponse, pouvoir de résolution, précision — et il indique en référence les noms des constructeurs.

L'ouvrage comprend 216 feuillets portant sur 33 grandeurs physiques mesurées par 92 méthodes. La liste des constructeurs cités en référence comporte 72 noms de sociétés.

Dans cette édition n'ont été retenus que les capteurs fournissant, à chaque instant ou à intervalles échelonnés, la mesure

de la valeur du moment de la grandeur concernée. Les appareils dont l'action se borne à indiquer par un signal dit « de tout ou rien », la situation qualitative de la grandeur par rapport à une ou plusieurs valeurs de consigne, ne sont donc pas décrits.

En outre, les capteurs de grandeurs électriques proprement dites n'ont pas été recensés. Ils ne figurent qu'implicitement dans l'ouvrage, en tant qu'ils constituent, dans un grand nombre de capteurs, l'élément de transformation en signaux utilisables des grandeurs électriques ayant pris naissance ou subi des modifications dans les détecteurs qu'ils complètent.

Publication du Centre National de l'Automatisation, 14, rue de Presles, Paris-15^e. Prix de vente : 100 F.
Table des matières :

I. — *Longueurs* : Déplacement rectiligne, petit déplacement, micrométrie, niveau, épaisseur, distance, déformations.

II. — *Vitesse et accélération linéaires* : Vitesse, accélération.

III. — *Angles* : Déplacement angulaire, vitesse angulaire, accélération angulaire.

IV. — *Masse* V. — *Efforts* : Force, couple.

VI. — *Pression* : Absolue, effective ou différentielle, rapidement variable, vide.

VII. — *Débit* VIII. — *Température*

IX. — *Densité* X. — *Viscosité - Consistance*

XI. — *Analyse des gaz* : Teneur en eau, teneur en gaz en général, teneur en oxygène seul, teneur en soufre, pouvoir calorifique.

XII. — *Analyse des liquides* : Alcalinité - acidité, conductibilité, point de cristallisation, teneurs divers.

XIII. — *Grandeurs diverses* : Vent, induction magnétique, teneurs diverses.

Les organes des systèmes asservis, par M. PELLEGRIN, J.C. GILLE et P. DECAULNE, Ingénieurs de l'Air (3^e édition).

Après un premier chapitre de rappel de la théorie générale des systèmes linéaires et non linéaires, l'adaptation d'impédances est traitée à partir de la théorie des quadripôles ; les auteurs distinguent l'adaptation de quadripôles électriques, puis mécaniques et enfin examinent le cas des quadripôles électromagnétiques de couplages.

Puis ils étudient les différents éléments constituant une chaîne : détecteurs, moteurs électriques et hydrauliques, amplificateurs.

Trois exemples de calcul de systèmes asservis, donnés en fin d'ouvrage, permettent au lecteur de suivre, sur des cas réels, les méthodes exposées au cours des chapitres précédents.

Dans cette troisième édition de l'ouvrage, toutes les formules sont données dans le système international S.I. De plus, les organes ou les systèmes non linéaires ont été plus largement abordés.

On y a, enfin, introduit l'étude des systèmes asservis touchant à de multiples techniques et des notions fondamentales fréquemment utilisées, telles que magnétisme et hydraulique.

Ce volume met donc à la disposition des laboratoires, des bureaux d'études et des étudiants, des méthodes permettant la détermination et le choix raisonné des organes devant constituer un système asservi. Il sera également utile aux praticiens, utilisateurs et constructeurs d'automatismes.

Dunod, Editeur, 534 pages 19 × 27, avec 523 figures. 3^e édition. 1965. Broché 76 F ; Relié 85 F.

Manuel du Transistor, par H.E. KADEN.

Progressivement, le transistor, vient remplacer le tube à vide comme élément amplificateur dans tous les domaines de la technique. Dans la mesure où le transistor se comporte comme un tube, il faut aussi adapter le montage où l'on n'utilisait jusqu'ici que des tubes, pour l'équiper de transistors.

Dans ce manuel, les principales propriétés spécifiques des transistors sont expliquées et un exposé court et clair y est

fait des principes physiques de leur fonctionnement. La caractéristique essentielle de ce livre est la présentation du transistor comme élément amplificateur, en liaison avec les éléments de montage nécessaires. La méthode ne consiste pas à se servir d'un grand nombre de montages d'application, mais à montrer un certain nombre des principes avec lesquels on peut comprendre les montages et finalement les étudier personnellement.

Ce livre offre aux ingénieurs, aux étudiants et à leurs professeurs, ainsi qu'aux autodidactes, les bases d'une compréhension facile du transistor.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire général pour la France, 200 pages, 128 illustrations, 15,5 × 23 cm. Relié toile. Prix : 27 F.

Mémoires en Ferrite et Circuits de Logique, par C. J. QUARTLY, Ingénieur en chef au Département des Composants Electroniques de la Compagnie MULLARD.

Le développement des calculatrices rapides a été, au début, gêné par l'absence d'une méthode pratique de mise en mémoire de l'information. Cette situation s'est trouvée modifiée par la découverte d'un ferrite à boucle d'hystérésis rectangulaire qui répondait à toutes les exigences par sa sécurité d'emploi, son faible prix de revient, sa vitesse de restitution des signaux. Depuis que des transistors aux caractéristiques voulues sont apparus sur le marché, les montages associés aux tores de ferrite ont fait de très rapides progrès.

L'auteur décrit, de façon précise et simple, les principes du fonctionnement des mémoires attaquées en coïncidence ainsi que les systèmes plus évolués, capables d'augmenter la rapidité d'action. Bien que destinés, en premier lieu, à l'emploi dans des mémoires, les noyaux de ferrite à boucle rectangulaire ont trouvé bien d'autres utilisations dans les calculatrices et autres équipements pour le traitement numérique.

Les premiers chapitres sont consacrés aux rappels historiques, puis on examine les propriétés des matériaux magnétiques. On décrit de façon détaillée les différents systèmes à coïncidence, registres d'adresses par mots, mémoires spéciales, circuits de logique à ouvertures multiples, compteurs utilisant plus de deux niveaux de flux. Dans tout l'ouvrage, ces montages à transistors sont expliqués et illustrés.

Ce livre documentera utilement les ingénieurs chargés d'étudier des circuits de mémoires ou de commutations, ainsi que les non-spécialistes désireux d'incorporer des tores ou des plaques de ferrite dans leurs équipements numériques. Il constitue une source permanente d'information pour ceux qui s'intéressent à l'étude, à la maintenance et à la conduite de ces ensembles, indispensables maintenant dans toutes les activités.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 174 pages et 93 illustrations 15,5 × 23 relié toile. Prix : 33 F.

Théorie et Pratique des Dispositifs Photoélectriques, par H. CARTER et M. DOUKER.

Les dispositifs photoélectriques jouent un rôle croissant dans l'industrie moderne et il est nécessaire qu'aussi bien les ingénieurs que les techniciens des branches de la mécanique et de l'électronique aient une solide connaissance de leurs principes, de leurs applications industrielles et de leur pratique.

La première partie du livre expose, dans un style simple, les principes théoriques. La deuxième partie décrit en détail plus de trente dispositifs photoélectriques utilisés dans l'industrie avec de nombreuses illustrations et un grand nombre de détails techniques.

Ce livre intéressera tous les ingénieurs et les techniciens qui cherchent à transposer la théorie académique de la photo-électricité sur le plan des applications industrielles pratiques, de même que les étudiants qui y trouveront une introduction de valeur à une branche fascinante et d'importance croissante de l'électronique.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 138 pages, 124 figures et 16 pages de photos 15,5 × 23, relié toile : 27 F.

Principes et construction des calculatrices numériques électroniques, par G. HAAS.

La technique des calculatrices numériques électroniques se développe rapidement. Ce fut d'abord l'apparition des machines à calculer numériques à commande automatique par programmes, mais, plus récemment, ces progrès se sont étendus à des domaines d'application tout différents : commande de machines-outils, gestion commerciale et administrative, automatisation des services postaux, télécommunications, etc.

Pour les études des laboratoires, comme pour la production, il convient que tous ceux qui s'y intéressent soient parfaitement au courant des techniques utilisées. Il faut aussi que de nouveaux ingénieurs soient formés pour les perfectionner.

A l'aide d'explications méthodiques, l'auteur de ce livre décrit complètement les principaux éléments de construction, en insistant sur les montages récents, employés le plus fréquemment dans les calculatrices modernes. Ces « blocs » peuvent ensuite être assemblés pour édifier d'autres dispositifs électroniques.

Les lecteurs pourront bénéficier d'une vue générale qui leur sera certainement d'un grand secours dans les branches multiples de l'activité où l'Automatisme commence à jouer un rôle prépondérant.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 287 pages, 179 figures, 15,5 × 23, relié toile. Prix : 36 F.

Les thyratrons à cathode froide, applications industrielles, par M. DURAND.

Ce volume essaie de grouper les principaux circuits, connus jusqu'alors, que l'on peut associer aux thyratrons à cathode froide pour réaliser de nombreux ensembles électroniques.

Ces éléments, groupés dans la seconde partie de l'ouvrage, apportent des solutions particulièrement simples et sûres, qui, pour la plupart, ont été éprouvées dans l'industrie. La première partie dégage le principe de fonctionnement des tubes à gaz à cathode froide, puis en particulier celui des thyratrons, afin de donner aux utilisateurs, la possibilité de réaliser sans diffi-

culté des ensembles de comptage, de calcul, de mesure, de contrôle, et de commande automatique des machines.

La longue durée de vie, la robuste, le faible encombrement, la facilité de mise au point, grâce à la lumière émise qui permet de connaître l'état du thyatron (bloqué ou débloqué), sont autant de facteurs essentiels qui font choisir ce type de tube pour des applications industrielles.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 272 pages 15,5 × 23, 302 figures et 10 photos. Relié toile : 44 F.

Le transistor à jonctions en commutation, par C. LE CAN, K. HART et C. de RUYTER.

Dans ce livre, les auteurs ont fait la liaison entre la physique des semiconducteurs et leurs applications, en ce qui concerne le fonctionnement des diodes et des transistors, en présence de signaux forts. Il doit permettre à tous ceux qui étudient des montages, de parvenir à une compréhension plus complète de certains effets observés au cours de leurs essais et qui ont pu leur paraître « anormaux ». De plus, ce livre tend à guider les techniciens vers une interprétation plus correcte de certaines spécifications électriques, qui interviennent souvent dans la pratique.

On a considéré que les dispositifs semiconducteurs étaient « commandés par un courant » puis, plus récemment, « par une charge ». La méthode d'approche, suivie dans cet ouvrage, envisage que le dispositif semiconducteur est « commandé par un diagramme de concentration ». Cette façon de voir présente pour les auteurs, deux avantages : elle n'est pas basée sur des approximations du modèle physique réel, capables de restreindre l'interprétation possible des comportements électriques observés, elle permet de faire la plupart des approximations, malheureusement toujours nécessaires, pour écrire des expressions quantitatives assez simples. Les approximations ne portent plus sur le texte des équations, mais bien sur l'« image physique » qu'elles doivent représenter.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire général pour la France, 259 pages, 135 illustrations et 14 pages avec des diagrammes hors texte 15,5 × 23 relié toile. Prix : 48 F.

PETITES ANNONCES

677 C

IMPORTANTE SOCIÉTÉ
D'ÉLECTRONIQUE
BANLIEUE SUD
recherche
INGÉNIEURS
GRANDES ÉCOLES :
ESE - ENST - ENSI
IRG - AM - etc.

1° TECHNICO-COMMERCE
28-35 ans
EXPÉRIMENTÉS

dans l'un des domaines suivants :

- MATÉRIELS DES
TÉLÉCOMMUNICATIONS,
TÉLÉSIGNALEMENTS,
et TÉLÉCOMMANDES.
- TRANSMISSIONS et TRAITEMENT DE L'INFORMATION
- RADIO et CABLES HERTZIENS.
Pour ÉTUDES de MARCHÉS et PROJETS CORRESPONDANTS

2° ÉLECTRO-MÉCANICIENS
30-40 ans

ayant sérieuse pratique industrielle en vue d'ASSURER RESPONSABILITÉ de l'estimation et des précalculs de matériels et ensembles électroniques complets.
Adress. C.V. dét. et présent. en rappel. la réf. du poste, n° 77.158. CONTESSE Publicité, 20 av. Opéra, Paris-1^{er} q. tr.

678 C.

IMPORTANT CONSTRUCTEUR
D'INSTRUMENTS DE MESURE
ÉLECTRIQUES et ÉLECTRONIQUES
recherche
INGÉNIEURS

Connaiss. bien la spécialité
POUR POSTES DE :

1° DIRECTEUR
AGENCE PARIS

30 à 45 ans. Dynamique, capable animer équipe d'Ingénieurs technico-commerç et d'assurer lui même contacts Clients à niveau élevé.

2° INGÉNIEUR
BUREAU D'ÉTUDES
NOUVEAUX PRODUITS

Ayant haute responsabilité dans l'orientation des études de l'entreprise. Déplacem. France et Etranger, Anglais obligatoire. Age 30-40 ans.

POUR CES DEUX POSTES :

seraient très appréciées : expérience technico-commerciale, introduction auprès grande administration, connaissance marché, RADIO - T.V., TELECOM. Professionn. et contrôle régulation.

Ecr. av. C.V. à N° 79.779, CONTESSE
Publ. 20, av. Opéra, PARIS-1^{er} q. tr.

679 C. — Important Groupe Industrie recherche pour Société spécialisée dans les appareillages de régulation (proche banlieue Sud de Paris)

UN INGÉNIEUR

- Diplômé SUPELEC, A.M., IRG...
- Possédant une expér. dans les domaines RÉGULATION - INSTRUMENTATION pour créer et animer au sein du BE la section

DÉVELOPPEMENTS
ET ÉTUDES PROSPECTIVES

Ses responsabilités comprendront :

- Des enquêtes techniques en liaison avec le service Technico-Commercial.
- L'animation d'un groupe de Techniciens et Dessinateurs

Ecrire avec C.V. détaillé au service
D 041 OE

PLEIN EMPLOI
118, rue Réaumur Paris-2^e.



Revue affiliée au Syndicat
de la Presse Radioélectrique
Française - Paris

NIEDRIGER PREIS

BAS PRIX

LOW COST * THYRATORS ET COMMULATEURS P.N.P.N. SCR'S AND TRANSWITCHES

Redresseurs contrôlés et commutateurs P.N.P.N. économiques.

La rentabilité des techniques 'Planar' développées par Transiton rend désormais possible l'utilisation dans chaque application de ces 4 familles d'éléments à 4 couches ultra-fiables et qui simplifient les circuits. Transwitches et redresseurs contrôlés existent en boîtiers TO-5 et TO-18 avec des caractéristiques de tension jusqu'à 200 volts. Les Transwitches ont un gain minimum de 5 à la coupure. Avec les redresseurs contrôlés et les Transwitches, les circuits classiques sont plus simples et plus fiables.

Transiton's cost-saving planar techniques now make these 4 families of highly reliable, circuit-simplifying, 4-layer devices practical for every application. Both Transwitch and S.C.R. families are available in TO-5 and TO-18 packages with ratings to 200 volts. Transwitches have minimum turn-off betas of 5.

Typical circuits made simpler and more reliable with S.C.R.'s and Transwitches.

Steuerbare Gleichrichter und Halbleiterschalter. Die von Transiton angewandte kostensparende Planartechnik liefert hochzuverlässige Bauelemente. Auch diese beiden Arten von Vierschichtelementen werden mit Hilfe des Planarprozesses hergestellt und sind für viele Anwendungsfälle geeignet. Sowohl die steuerbaren Gleichrichter als auch die Halbleiterschalter (Ein-Aus) sind im TO-5 und im TO-18 Gehäuse mit Grenzwerten bis zu 200V erhältlich. Die minimale Ausschaltstromverstärkung der Halbleiterschalter beträgt 5. Typische Schaltanordnungen werden bei Verwendung dieser Bauelemente einfacher und zuverlässiger.

Redresseurs au Silicium commandés par Thyristors

SILICON CONTROLLED RECTIFIERS

Type	Minimum Forward Breakdown Voltage @ +125°C (Volts)	Maximum DC Forward Current @ +80°C Ambient (Amps)	Maximum Gate Current to Fire @ +25°C (mA)
TCR35C	30*	1.0	3.0
TCR65C	60*	1.0	3.0
TCR105C	100*	1.0	3.0
TCR205C	200*	1.0	3.0

TO-5



Type	Minimum Forward Breakdown Voltage And Minimum Peak Reverse Voltage	Maximum Forward Current (mA)	Maximum Gate Turn-off Current (AT I _f of 25% Maximum Rating) (mA)
TSW30	30	1000	50*
TSW60	60	1000	50*
TSW100	100	1000	50*
TSW200	200	1000	50*

Commutateurs P.N.P.N.

TRANSWITCHES

Type	Minimum Forward Breakdown Voltage and Minimum Peak Reverse Voltage (Volts)	Maximum Average Forward Current @ +75°C Ambient (mA)	Maximum Gate Current to Fire @ +25°C (μA)
TSW30C	30	200	400
TSW60C	60	200	400
TSW100C	100	200	400
TSW200C	200	200	400

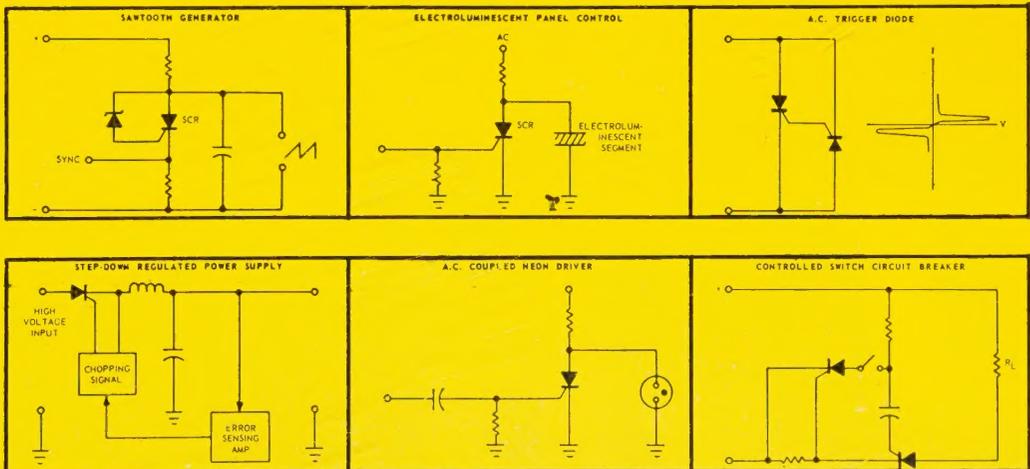
TO-18



Type	Minimum Forward Breakdown Voltage And Minimum Peak Reverse Voltage	Maximum Forward Current (mA)	Maximum Gate Turn-off Current (AT I _f of 25% Maximum Rating) (mA)
TSW31	30	200	10*
TSW61	60	200	10*
TSW101	100	200	10*
TSW201	200	200	10*

Les circuits classiques sont plus simples et plus sûrs avec les THYRISTORS, et les commutateurs P.N.P.N.

Typical circuits made simpler and more reliable with SCR's or Transwitches



* Terme normalisé SITELESC

Transiton

Transiton electronic

29 Avenue de l'Opera · Paris Ier - OPE. 69. 89
Distributeur: E.T.I. 73 Avenue de Neuilly, Neuilly-sur-Seine, Seine

Transiton electronic limited

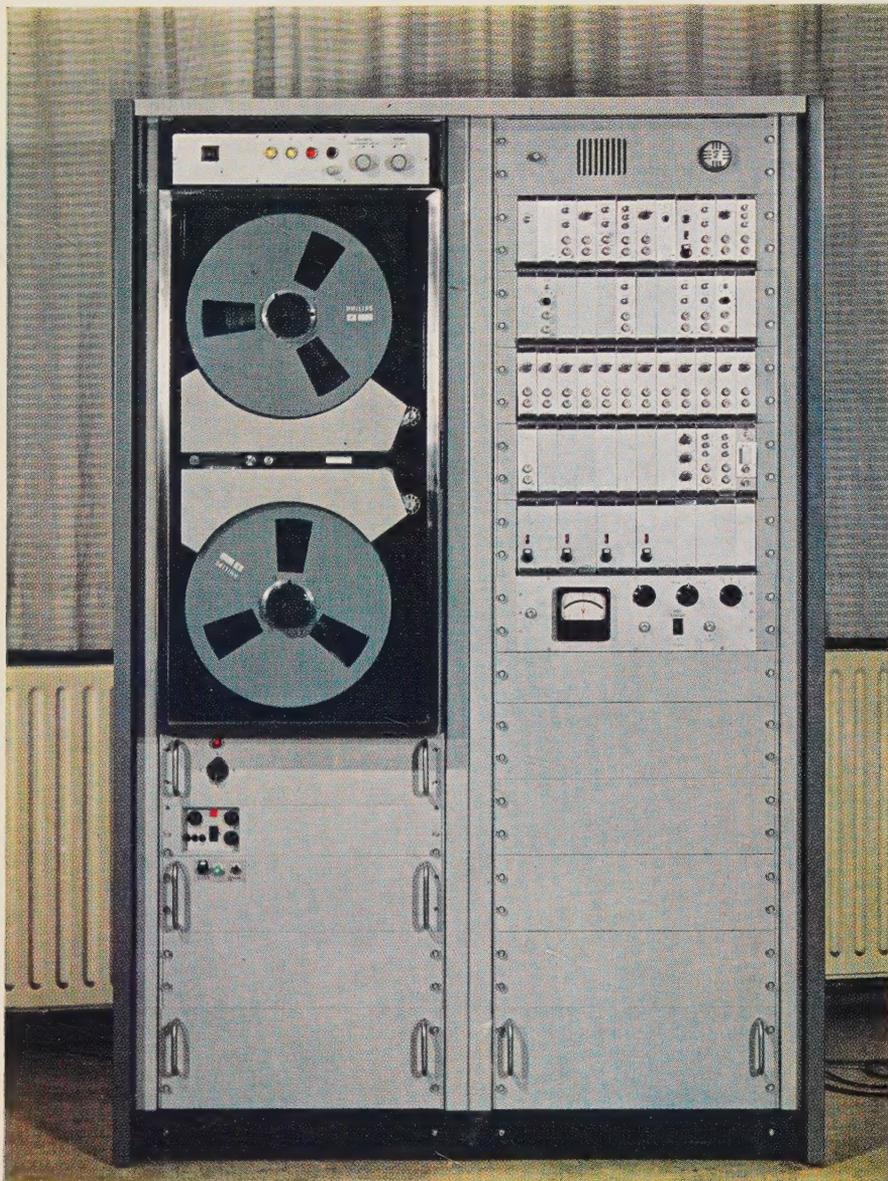
Gardner Road · Maidenhead · Berks
Tel: 26371 · STD-OMA-8 · Telex: 84335

Transiton electronic G.m.b.H.

8000 München 5 · Corneliusstrasse 12
Tel: 24 12 74 u. 24 04 19 · Telex: 05-22109

Representatives in: Amsterdam · Copenhagen · Milan · Oslo · Stockholm · Vienna · West Berlin · Zürich

Enregistreurs analogiques en direct et F. M.



Matériel
entièrement
transistorisé
aux performances
remarquables :

- Bande passante F.M. à 60"/sec :
0-20 khz.
- Précisions enregistrement/lecture
en F.M. : 1 %
- Compensation de pleurage
- Têtes ferrite
- Conforme aux recommandations I.R.I.G.



PHILIPS

Photo Philips

ELVINGER 14575

Autres matériels professionnels : TÉLÉVISION EN CIRCUIT FERMÉ, en noir et blanc et en couleur ● PROJECTION DE
TÉLÉVISION SUR GRAND ÉCRAN ● INTERCOMMUNICATIONS B. F. COMPLEXES.

PHILIPS ELECTRO-ACOUSTIQUE S.A. DIVISION MATÉRIELS PROFESSIONNELS - 162, r. St-Charles - Paris 15^e - Tél. : 532.21.29