

l'onde électrique

LIBRARY MICHIGAN STATE UNIVERSITY
ENVIRONMENTAL SCIENCE
ADMINISTRATION BOULDER COLORADO
FEB 15 1969

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



nouveau !

MINI-COMPTEURS

entièrement en circuits intégrés



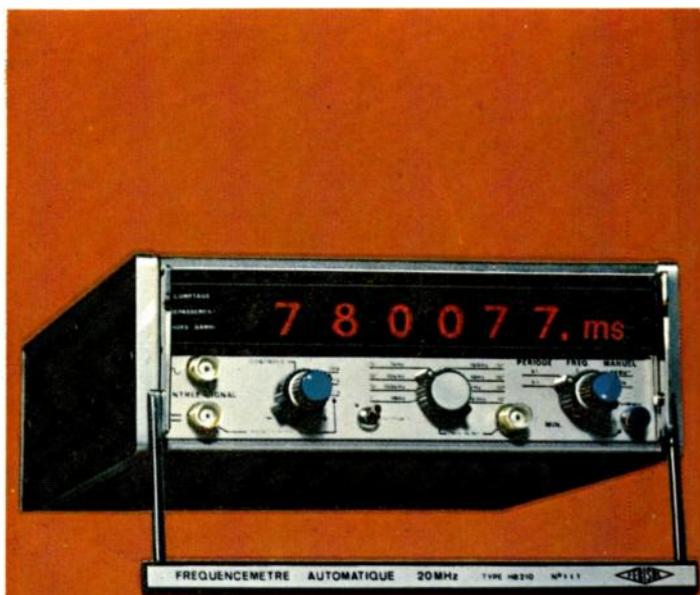
HB 200

0 à 12,5 MHz. Entrées "continu" et "alternatif" ■ Pilote secteur 50 Hz (quar 5 MHz en option) ■ Affichage sur 4 tubes numériques (5 ou 6 en option) ■ Mesure de F.-Quotientmètre - Totalisateur - Chronomètre ■ Virgule positionnée ■ Voyants "comptage" et "dépassement" ■ Sensibilité réglable ■ Hauteur : 2 unités Largeur : 1/2 rack.

HB 210

0 à 20 MHz - Entrées "continu" et "alternatif" ■ Pilote quartz 5 MHz. 1.10^{-6} p.p.s. semaine ■ Affichage sur 6 tubes numériques avec **mémorisation** ■ Mesures de Périodemètre - Totalisateur - Chronomètre ■ Fonction multipériodes (n=1 à n=10) ■ Voyants "comptage" - "dépassement" - "Hors gamme" ■ Unité de mesure affichée - Virgule positionnée ■ Sensibilité réglable ■ Hauteur : 2 unités Largeur : 1/2 rack.

La qualité FERISOL pour le prix de l'appareil de "service"



Ets GEFROY & Cie
S.A. CAP. 9.300.000 F

Documentation complète et prix franco sur demande.

18, Av. P.-V. COUTURIER - 78 - TRAPPES - Tél. 462.88.88
tél. : 25-705 - Câble : FERITRAPPES
DÉLÉGATION RÉGIONALE : 151 chemin Nicol - 31-TOULOUSE - tél. (61) 48.72.07

l'onde électrique

revue mensuelle
de la Société française des électroniciens
et des radioélectriciens

volume 48 - n° 501 - décembre 1968 - prix 10 F

sommaire

La silice anodique : propriétés et applications, M. CROSET	1057
Calcul des performances obtenues par partage de la mémoire centrale d'un ordinateur, V. CORDONNIER	1065
Calcul d'erreur des réseaux de conversion analogique numérique, R. FÉNELON et R. SCURSOGLIO	1072
Une méthode de test automatique pour les ensembles logiques 2 ^e partie : programmation et exploitation, P. PIGNAL, G. ROUX, J. VINCENT-CARREFOUR	1081
Systèmes de transmission radioélectriques à large bande, G. DAVID	1089
Nouvel impédancemètre à trois sondes et son calculateur, R. GOUILLOU	1096
Le radar secondaire pour le contrôle de la circulation aérienne	1104
Interrogateurs et répondeurs de radars secondaires, J.-C. BERTAGNA	1105
Les extracteurs et le traitement automatique du radar secondaire dans le système civil, P. GUFFLET	1110
L'étude du fond continu intergalactique et les hypothèses cosmogoniques, J.-F. DELPECH	1113
Correspondance	1118
Contrats d'études de la D.G.R.S.T., résumés des résultats obtenus	1122
Documentation technique et communiqués	1124
Table des matières annuelle	1137

rédaction

S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92-Malakoff - Tél. 253-04-16.
Président du Comité de Rédaction, M. A. Flambard, Vice-Président de la S.F.E.R.
Président du Comité de Lecture : P. Conruyt, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.
Rédacteur en Chef, M. J. Dusautoy, Ingénieur E.S.E. - Tél. 225-24-19.

édition

Editions Chiron S.A., 40, rue de Seine, 75-Paris 6^e - Tél. 633-18-93.
Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 75 F - Etranger 88 F - C.C.P. Paris 53-35
Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

publicité

Exclusivité : M.R.G. Domenach. Tél. 222-41-97 et 98

notre couverture

Le nouveau fréquencemètre-compteur universel CF 315 de SCHNEIDER R.T. Division Electronique Professionnelle.

- circuits intégrés
- 6 tubes d'affichage
- fréquencemètre : 5 Hz à 12 MHz
- périodemètre } 1 μ s à 999 990:
- chronomètre }
- compteur : capacité 2.10⁶
- mesure de rapports
- sensibilité : 50 mV_{eff}
- base de temps : quartz
- sorties codées

SCHNEIDER R. T.
Division Electronique Professionnelle
12, rue Louis-Bertrand - 94-IVRY
Tél. 482.35.57, 482.66.53, 482.08.14,
482.34.14

Société Française des électroniciens et des radioélectriciens

Groupes régionaux

groupe de Bourgogne - Franche-Comté

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. GRANGE, Ingénieur à la C.S.F.

groupe de Bretagne

Président : E. JULIER, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion. - Vice-Président : M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest. - Secrétaire : M. J. M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

groupe de l'Est

Président : M. R. GUILLIEN, Directeur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique de Nancy. - Secrétaire : M. E. GUEDEFIN, Maître de Conférences à l'ENSEM.

groupe 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. A. COUMES, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.

groupe 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'INSA de Lyon.

groupe de Marseille

Président : M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S. - Secrétaire : M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

groupe du Nord

Président : M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N. - Vice-Présidents : M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. - M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique. - Secrétaire : M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

groupe de Toulouse-Midi-Pyrénées

Président : M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse. - Vice-Président : M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Symelec. - Secrétaire général : M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

Bureau de la Société

Président (1968)

A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Président désigné pour 1969

J. FAGOT, Directeur technique à la C.S.F.

Vice-Présidents

J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.

M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

A. FLAMBARD, Président du Comité de Rédaction de l'Onde Électrique

Secrétaire Général

R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjointes

B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Électronique de l'E.S.E.

A. SORBA, Attaché de Direction de l'E.S.E.

Trésorier

J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications

Secrétaires

M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

J. DUMONT, Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

P. CONRUYT, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

Sections d'études

	Présidents	Secrétaires
1 Problèmes d'enseignement, Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	Ch. DUFOUR	A. PETITCLERC
2 Études générales	J.C. SIMON	E. SPITZ
3 Physique du solide	L. CITTI	R. GAUDRY
4 Tubes électroniques	G. MOURIER	A.M. SHROFF
5 Composants électroniques et microélectronique	G. PEYRACHE	
6 Propagation des ondes et radioastronomie	A. BOISCHOT	
7 Électroacoustique, Enregistrement des sons	G. FERRIEU	P. RIETY
8 Télécommunications Radiodiffusion-Télévision	L. GOUSSOT	
9 Radiodétection et localisation, Radionavigation, Télémétries	A. VIOLET	L. MILOSEVIC
10 Calculateurs électroniques, Automatismes	J. GAUDFERNAU	R. DUSSINE
11 Électronique nucléaire et corpusculaire	J. GUIBOURG	J. LEJAILLE
12 Électronique biologique et médicale	E. CORABOEUF	R. DISTEL

extraits des statuts

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

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*. ■ 2° Être agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

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

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique**. Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

montant des cotisations à adresser à la S.F.E.R., CCP Paris 69738

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 1,50 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 publication est la revue « l'Onde Électrique ».

ont collaboré à ce numéro :



Jean-Claude BERTAGNA
Né en 1939
Ecole Polytechnique, ENSA
Ing. au Service Technique de
Télécommunication de l'Air
129, rue de la Convention,
Paris-13^e.



Vincent CORDONNIER
Né en 1937
Ing. ISEN, docteur ès sciences
Directeur des Etudes de l'Inst.
Supérieur d'Electronique du Nord
3, rue François-Baès
59-Lille.

*Par suite de difficultés
de transmission, nous
prions nos lecteurs
de bien vouloir nous
excuser de ne pas
publier la photogra-
phis de Monsieur
CROSET.*

Michel CROSET
Né en 1938,
Ing. au Laboratoire de recherches
physicochimiques de la CSF
12, rue de la République
92-Puteaux.



Guy DAVID
Né en 1932
Ing. Inst. Technique de Normandie
Licencié ès sciences
Docteur en Electronique
Chef de la section Radio du
Dépt TST de la Société TRT
5, avenue Réaumur - ZIPEC
92-Le Plessis-Robinson.



Jean-François DELPECH
Né en 1940
Ancien élève de l'école Polytech.
Master of Sciences (Univ. de Stanford)
Docteur ès sciences
Attaché de recherche au CNRS
Inst. d'Elec. Fondamentale
Bât. 220, Faculté des Sciences
91-Orsay.



Robert FÉNELON
Né en 1926
Ing. ENREA
Ing. à la Société Française
de l'Electro-Résistance (SFERNICE)
115, bd de la Madeleine
06-Nice.



Roger GOUILLOU
Né en 1924
Ing. ESE (R)
Ing. Chef de Groupe de Recherches
à l'ONERA
29, av. de la Division-Leclerc
32-Châtillon-sous-Bagneux.



Philippe GUFFLET
Né en 1937
Ancien élève de l'école Polytech.
Ing. de la Navigation aérienne
Centre d'expérimentation de la
navigation aérienne
Boîte Postale 205
94-Orly-Aérogare.



Paul PIGNAL
Né en 1941
Ancien élève de l'école Polytech.
Ing. au Dépt Commutation
Electronique et Informatique
Centre National d'Etudes des
Télécommunications
route de Trégastel
22-Lannion.



Georges ROUX
Né en 1940
Ancien élève de l'école Polytech.
Ing. au Dépt Commutation
Electronique et Informatique
Centre National d'Etudes des
Télécommunications
route de Trégastel
22-Lannion.



Roger SCURSOGLIO
Né en 1939
Ing. INSA
Ing. à la Société Française
de l'Electro-Résistance (SFERNICE)
115, bd de la Madeleine
06-Nice.



Jacques VINCENT-CARREFOUR
Né en 1935
Ancien élève de l'école Polytech.
Ing. des Télécommunications
Chargé du Dépt Commutation
Electronique Informatique
Centre National d'Etudes des
Télécommunications
route de Trégastel.
22-Lannion.

Rédaction des articles

Présentation des manuscrits

Correction des épreuves

Très souvent les auteurs « en puissance » et même ceux qui sont habitués à publier des articles dans des revues autres que L'Onde Electrique nous posent des questions concernant la rédaction des articles, la présentation des manuscrits, la correction des épreuves.

Aussi le Comité de Rédaction de notre Revue s'est-il penché sur cette question et, en collaboration avec l'Editeur, il vous propose quelques directives générales.

Il a choisi le numéro de décembre 1968 pour les publier. En effet, un an s'est écoulé depuis la présentation nouvelle de L'Onde Electrique ; la formule a donné satisfaction, elle est maintenant stabilisée.

Stabilisée ne veut pas dire immuable et, pour tenir compte d'une évolution, ne serait-ce que dans la définition des mots-clés, il a été décidé de reproduire tous les ans, dans le numéro de décembre, des conseils à l'intention des auteurs.

1 — La rédaction de l'article

L'article doit être clair et concis, ne pas comprendre dans le texte de longs développements mathématiques, être judicieusement illustré. Les calculs pourront être publiés et reportés en annexe à la fin de l'article, ou polycopiés et remis sur demande aux lecteurs qui le désireraient.

L'article doit comporter une introduction qui précise le but de l'exposé et mentionne éventuellement les travaux analogues faits sur le sujet.

Il doit posséder une conclusion qui résume très brièvement les principaux résultats mis en évidence et en indique les conséquences ou applications.

Il doit mentionner, sous forme de bibliographie, les articles et ouvrages de référence.

L'éditorial du Président MATRAS, paru dans *L'Onde Electrique* de janvier 1968, est la charte qui doit guider tous les auteurs d'articles pour *L'Onde Electrique*.

Quelle doit être la longueur courante des articles ? Quatre à cinq pages d'*Onde Electrique* au total (soit 10 à 12 pages de texte dactylographié, double interligne, figures en plus) semblent être une longueur raisonnable permettant de bien exposer un sujet en soutenant jusqu'au bout l'attention du lecteur.

Un article de synthèse n'est naturellement pas visé par cette limitation.

Nous rappelons que seul le recto des feuilles doit être utilisé pour le texte, le verso restant blanc.

2 — Qui prend l'initiative d'écrire un article ? A qui l'adresser ?

Les articles peuvent être :

— soit rédigés par un auteur sur sa propre initiative, s'il estime avoir à diffuser, par l'intermédiaire de *L'Onde Electrique*, le fruit de ses recherches,

— soit demandés par un président de section de la SFER ou par un animateur, à la suite d'une demi-journée d'études,

— soit sollicités auprès d'un chercheur déterminé, pour la constitution d'un numéro spécial de la Revue.

Dans le premier cas, l'article est envoyé en double exemplaire au Rédacteur en Chef de *L'Onde Electrique*, soit à la SFER, soit à son adresse personnelle : Monsieur DUSAUTOY, 9, rue Marbeuf, Paris-8^e. Celui-ci accuse réception de l'article et le transmet pour avis au Comité de Lecture. L'avis de ce dernier est porté à la connaissance de l'auteur ainsi que la date probable de la parution.

Dans les deux autres cas, les articles, toujours en double exemplaire, sont remis à celui qui les a

(voir suite page 13)

résumés

SILICE ANODIQUE ★ M.O.S. ★ DIFFUSION ★
DURÉE DE VIE

LA SILICE ANODIQUE PROPRIÉTÉS ET APPLI- CATIONS, par M. CROSET.

Les propriétés physiques et physicochimiques de la silice anodique obtenue par oxydation du silicium en bain organique sont décrites.

Ses utilisations possibles sont partagées en deux groupes :

— le premier, à caractère technologique, décrit, entre autres, les problèmes de diffusion thermique dans le silicium à partir d'oxyde anodique dopé, ainsi qu'une technique de réalisation d'un transistor MOST tout anodique.

— Le deuxième groupe traite d'applications plus fondamentales relatives à l'étude du matériau semiconducteur par mesure MOS.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1057 à 1064).

INFORMATIQUE ★ MÉMOIRE ★ SIMULTANÉITÉ ★
CIRCUITS LOGIQUES ★ PROBABILITÉS

CALCUL DES PERFORMANCES OBTENUES PAR LE PARTAGE DE LA MÉMOIRE CENTRALE D'UN ORDINATEUR, par V. CORDONNIER.

La notion de simultanéité dans un ordinateur s'étend maintenant à l'unité de traitement elle-même, en particulier à la mémoire centrale. On examine comment il est possible de scinder une mémoire en blocs indépendants et d'évaluer le débit global. On constate la nécessité de disposer de nouveaux éléments entre la mémoire et les circuits qui l'exploitent et on tente d'évaluer leurs caractéristiques.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1065 à 1071).

RÉSEAUX DE CONVERSION ★ CALCUL D'ERREUR ★
CHOIX DES TOLÉRANCES ★ RÉSISTANCES ★
RÉSISTANCES ÉQUIVALENTES ★ F.E.M. ÉQUIVALENTES

CALCUL D'ERREUR DES RÉSEAUX DE CONVER- SION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE, par R. FÉNELON ET R. SCURSOGGIO.

Cet article traite du calcul d'erreur sur les résistances équivalentes et les f.e.m. équivalentes des réseaux de conversion de différentes configurations réalisées à partir de résistances afin de déterminer les tolérances sur les composants.

Les configurations retenues sont :

— les réseaux à résistances pondérées,

— les réseaux en échelle R/2R,

— les réseaux décimaux codés binaires-analogiques DCB/A.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1072 à 1080).

TEST AUTOMATIQUE ★ ENSEMBLES LOGIQUES ★
PROGRAMMATION

UNE MÉTHODE DE TEST AUTOMATIQUE POUR LES ENSEMBLES LOGIQUES. 2^e partie : PRO- GRAMMATION ET EXPLOITATION, par P. PIGNAL, G. ROUX, J. VINCENT-CARREFOUR.

Les auteurs ont exposé dans L'Onde Électrique de novembre 1968, pp. 997 à 1003 les principes d'une méthode donnant, pour un réseau de logique, un ensemble de tests permettant de déclarer que le réseau fonctionne normalement. Cet article en constitue l'application pratique.

Elle a été programmée sur CAE 90-80 pour des cartes de circuits intégrés comprenant jusqu'à 500 portes. Les essais réels sont faits grâce à un petit calculateur industriel du type MAT 01 qui peut, par un dispositif approprié, échanger des informations avec la carte logique essayée.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1081 à 1088).

TRANSMISSION RADIOÉLECTRIQUE ★ LARGE BANDE ★
RÉSEAU

SYSTÈMES DE TRANSMISSION RADIOÉLECTRI- QUES A LARGE BANDE, par G. DAVID.

Nous nous intéressons aux systèmes de transmission radio-électriques à large bande.

Après avoir montré que ces systèmes s'apparentent au téléphone par la conception et l'utilisation du réseau, nous essayons de classer les différents systèmes pour décrire ensuite deux systèmes types dont un est actuellement en cours d'étude à la Société T.R.T.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1089 à 1095).

PONTS D'IMPÉDANCE ★ CABLES HAUTE FRÉQUENCE ★
ADAPTATION IMPÉDANCE

NOUVEL IMPÉDANCEMÈTRE A TROIS SONDES ET CALCULATEUR, par R. GOUILLOU.

L'article décrit un appareil de mesure d'impédances à trois sondes fixes, complété par un organe de calcul graphique.

D'emploi aisé et rapide, l'impédancemètre couvre la gamme 50-1 000 MHz. Il a une précision voisine de celle d'une ligne fendue.

Des résultats obtenus au cours de mesures de comparaison avec d'autres types d'impédancemètres sont présentés.

Les possibilités d'extension de la gamme de fréquence sont évoquées.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1096 à 1103).

RÉPONDEUR BORD ★ INTERROGATEUR ★ ANTENNE SOL ★
REGISTRÉ A DÉCALAGE ★ S.L.S.

INTERROGATEURS ET RÉPONDEURS DE RADARS SECONDAIRES, par J.C. BERTAGNA.

Cet article vise à résumer les caractéristiques et les fonctions essentielles des matériels constituant une chaîne IFF-SIF (répondeur bord - antenne sol - interrogateur sol). Après un rappel sur les matériaux existants, plus spécialement les équipements militaires, les projets en cours d'étude ou de réalisation sont décrits. Pour illustrer les problèmes techniques, deux exemples sont développés, un « registre à décalage » pour répondeur de bord et les fonctions S.L.S. (suppression du lobe secondaire).

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1105 à 1109).

EXTRACTION RADAR ★ IDENTIFICATION AUTOMATIQUE ★
POURSUITE RADAR

LES EXTRACTEURS ET LE TRAITEMENT AUTO- MATIQUE DU RADAR SECONDAIRE DANS LE SYSTÈME CIVIL, par J. GUFFLET.

L'extracteur qui a été développé par la Navigation Aérienne, est de type synchrone ; il permet d'extraire les vidéos radar primaire et secondaire simultanément et de les associer. Il est muni en outre de dispositifs d'élimination de zones denses.

L'information radar secondaire extraite est traitée par le calculateur CAUTRA pour une poursuite et corrélation avec les plans de vol, de manière à identifier les pistes radar.

Le processus opérationnel d'identification automatique est traité dans cet article.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1110 à 1112).

UNIVERS ★ COSMOLOGIE ★ COSMOGONIE

L'ÉTUDE DU FOND CONTINU INTERGALACTI- QUE ET LES HYPOTHÈSES COSMOGONIQUES, par J.F. DELPECH.

Nous décrivons les récentes expériences qui montrent que l'Univers dans son ensemble se comporte comme un corps noir ayant une température de rayonnement de 2,7°K, en bon accord avec la théorie de R.H. Dicke.

Nous passons en revue les principales conséquences de ce fait qui présente une importance considérable pour les théories cosmologiques et cosmogoniques.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DÉC. 1968 (pp. 1113 à 1117).

WIDE BAND RADIOELECTRICAL TRANSMISSION SYSTEMS, by G. DAVID.

The author devotes his attention to wide band radio-electrical transmission systems.

After showing that these systems are related to the telephone by the concept and use of the network, the author endeavours to classify the different systems and proceeds to describe two typical networks which are at present the subject of a study by the Société T.R.T.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1089 to 1095).

IMPEDANCE PROBES ★ COAXIAL CABLE ★ IMPEDANCE MATCHING

A NEW IMPEDANCE METER WITH THREE PROBES AND CALCULATOR, by R. GOUILLOU.

In this article, an impedance measuring instrument with three fixed probes, complete with graphic arithmetical element, is described by the author.

This impedance metre, the operation of which is easy and rapid, covers the range 50-1,000 Mc. Its precision borders on that of a split line.

The results obtained from measurements in comparison with other types of impedance meters are shown.

Reference is made to the possibilities for the extension of the frequency range.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1096 to 1103).

AIRBORNE RESPONDER ★ INTERROGATOR ★ GROUND AERIAL ★ DISPLACEMENT REGULATOR ★ S.M.L.

SECONDARY INTERROGATOR AND RESPONDER RADARS, by J.C. BERTAGNA.

This paper summarises the essential functions and features of the equipment forming an IFF-SIF chain (airborne responder - ground aerial - ground interrogator). After a review of existing equipment, and particularly of military installations, the projects being planned or in the course of implementation are described. In order to illustrate the technical problems, two examples are presented: a « displacement regulator » for an airborne responder and S.M.L. functions (suppression of the minor lobe).

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1105 to 1109).

RADAR EXTRACTION ★ AUTOMATIC IDENTIFICATION ★ RADAR TRACKING

EXTRACTORS AND THE AUTOMATIC PROCESSING OF SECONDARY RADAR IN THE CIVIL SYSTEM, by J. GUFFLET.

The extractor which has been developed by Air Navigation is of the synchronous type; it enables primary and secondary radar videos to be extracted simultaneously and associated. In addition, it is fitted with a device to eliminate dense zones.

The secondary radar information extracted is processed by the CAUTRA computer for tracking and correlation with the flight plans, in order to identify the radar tracks.

The operational process of automatic identification is dealt with in this article.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1110 to 1112).

UNIVERSE ★ COSMOLOGY ★ COSMOGENY

A STUDY OF THE INTERGALACTIC CONTINUUM AND THE COSMOGONICAL HYPOTHESES, by J.F. DELPICH.

Recent experiments are described which show that the universe as a whole behaves like a black body having a radiation temperature of 2.7°K, conforming with R.H. Dicke's theory. The author reviews the principal consequences of this fact, which is of considerable importance in connection with cosmological and cosmogonical theories.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1113 to 1117).

summaries

ANODIC SILICA ★ M.O.S. ★ DIFFUSION ★ SERVICE LIFE

ANODIC SILICA: PROPERTIES AND APPLICATIONS, by M. CROSET.

The physical and physicochemical properties of anodic silica obtained by oxidation of silicon in an organic bath are described by the author.

The possible applications of this material are divided into two groups:

— the first is of a technological nature and embraces the problems of thermal diffusion in the silicon starting from the doped anodic oxide, as well as a technique for the production of an entirely anodic MOST transistor;

— the second group covers the more fundamental applications relating to a study of the semiconducting material by MOS measurement.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1057 to 1064).

INFORMATION ★ MEMORY ★ SIMULTANEITY ★ LOGICAL CIRCUITS ★ PROBABILITIES

CALCULATION OF THE PERFORMANCE RESULTING FROM THE DIVISION OF THE CENTRAL MEMORY OF A COMPUTER, by V. CORDONNIER.

The idea of simultaneity in a computer is now extended to the processing unit itself and particularly to the central memory. The author examines the possibility of splitting up a memory into independent blocks and to evaluate the global output. The necessity for arranging new elements between the memory and the circuits used is observed and an attempt made to estimate their characteristics.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1065 to 1071).

CONVERSION NETWORKS ★ CALCULATION OF ERROR ★ CHOICE OF TOLERANCES ★ RESISTANCES ★ EQUIVALENT RESISTANCES ★ EQUIVALENT E.M.F.

CALCULATION OF ERROR IN ANALOGUE-DIGITAL CONVERSION NETWORKS, by R. FÉNELON and R. SCURSOGLIO.

This article deals with the calculation of error on equivalent resistances and equivalent e.m.f. or conversion networks of different configurations produced from resistances in order to determine the tolerances on the components.

The configurations noted are:

- balanced resistance networks;
- networks of scale R/2R;
- binary-analogue coded decimal networks (B ACD).

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1072 to 1080).

AUTOMATIC TESTING ★ LOGICAL APPARATUS ★ PROGRAMMING

AN AUTOMATIC TESTING METHOD FOR LOGICAL APPARATUS. Part. 2: PROGRAMMING AND PROCESSING, by P. PIGNAL, G. ROUX and J. VINCENT-CARREFOUR.

In the November, 1968, issue of *L'Onde Electrique*, pp. 997 to 1003, the authors described the principles of a method providing a set out tests enabling the normal functioning of a logical system to be determined. The present article shows the practical application. The procedure has been programmed on CAE 90-80 for integrated circuit cards comprising up to 500 gates. The tests were carried out with the aid of a small industrial computer of the MAT 01 type which, by means of a suitable device, can exchange data with the logical card tested.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, DEC. 1968 (pp. 1081 to 1088).

sollicités (président, animateur, responsable de numéro spécial). Il en fait lui-même l'examen, les harmonise entre eux et rédige une courte présentation de l'ensemble. Il remet au rédacteur en chef en même temps, si possible, la totalité des textes à publier. La date de parution en a généralement été fixée d'avance.

3 — Le titre de l'article

Le titre doit être à la fois précis et concis. Les mots qui le composent doivent caractériser sans ambiguïté le contenu de l'article. La longueur du titre ne saurait, sauf exceptions dépasser 80 lettres ou intervalles.

4 — L'auteur... les auteurs

L'auteur est le chef de l'équipe de recherche, il peut ajouter à côté de son nom celui de son collaborateur principal, qu'il fasse partie de son équipe ou appartienne à un laboratoire ou service voisin du sien, voire même à une autre Société.

L'auteur peut toujours, en fin d'article, associer en quelques lignes de remerciements les personnes qui ont participé aux recherches ou à la réalisation de l'objet ou ensemble décrit dans l'article.

5 — Les figures

Toutes les figures — dessins ou photos — doivent être numérotées et remises sur *feuilles séparées* annexées au manuscrit ; aucun dessin ou croquis ne doit figurer sur les pages du texte.

Les figures au trait sont généralement redessinées chez l'éditeur, de façon à créer une unité dans la présentation de la Revue. Cependant, elles devront être nettes et claires et porter, si nécessaire, des indications pour le dessinateur, quant aux éléments à mettre en valeur et aux dimensions finales souhaitées.

Les photos doivent être fournies tirées sur papier, non tramées et, de préférence, en format 12×18 ou au-dessus ; l'éditeur fera la réduction voulue. La photo doit être contrastée et débarrassée de tous accessoires nuisant au sujet principal, donc retouchée éventuellement.

Pour les documents dont la reproduction authentique est souhaitée : il importe d'en sélectionner les éléments pour qu'ils soient reproductibles avec netteté en tenant compte des nécessités de la mise en pages. Par exemple, le texte sortant d'une imprimante ne peut être utilisé dans son intégralité (trop grand, pas assez contrasté).

5.1 — La numérotation, les légendes

Toutes les figures (trait ou photo) doivent avoir leur numéro rappelé dans le texte, pour permettre une mise en pages correcte et aider le lecteur à comprendre l'article. Le numérotage doit suivre l'ordre où les figures se présentent dans le texte. Elles doivent toutes posséder une courte légende.

6 — Les tableaux

Les tableaux doivent posséder une numérotation distincte (chiffres romains) et être toujours appelés dans le texte ; « tableau III » par exemple (et non « tableau ci-dessous » ou « fig. 21 »). Ils portent également un titre.

7 — Le résumé

Tout article doit être accompagné d'un résumé en français et, si possible, en anglais correct. En cas de doute à ce sujet, il vaut mieux laisser à l'éditeur le soin de faire établir la traduction par un ingénieur britannique. La disposition adoptée depuis le 1^{er} janvier 1968 conduit à limiter à 70 mots au plus la longueur de ce résumé, dans chacune des deux langues.

8 — Les mots-clés

Les mots-clés doivent accompagner le résumé, leur nombre est limité, en principe, à quatre. En attendant que s'établisse une politique précise sur cette question, les auteurs feront de leur mieux, mais nous saurions gré aux personnes qui pratiqueraient avec fruit une liste de mots-clés valable pour tout ou partie des activités couvertes par la SFER, de bien vouloir nous la faire connaître.

9 — La correspondance

Sous cette rubrique, sont acceptés par la Rédaction :

- de courts articles techniques ou technologiques ;
- des remarques faites par des lecteurs sur des articles publiés antérieurement par *L'Onde Electrique*.
- la réponse éventuelle des auteurs.

La publication de la « Correspondance » est rapide.

La longueur des articles est limitée à 3 pages dactylographiées, plus figures ; les titres ne paraissent pas au sommaire du numéro mais seulement dans la table des matières de l'année ; les articles « correspondance » ne donnent pas lieu à la publication d'un résumé.

10 — Photographie des auteurs et fiche d'identité

En page trois ou quatre du numéro de *L'Onde Electrique* où sera publié l'article, figurent, depuis le 1^{er} janvier 1968, la photographie et une courte présentation des auteurs.

Les auteurs sont priés de remettre une photo d'identité bien contrastée et quelques lignes (10 au maximum de 35 lettres ou espaces) donnant :

- leurs nom et prénom usuel
- leur année de naissance
- leurs principaux titres universitaires ou/et le nom de l'école dont ils sont ingénieurs

- la Société à laquelle ils appartenaient lorsqu'ils ont rédigé l'article (1)
- leur situation actuelle
- l'adresse de leur lieu de travail actuel.

11 — Les corrections par les auteurs

Celles-ci se font en deux temps :

11.1 — 1^{re} étape : les placards

La composition est présentée à l'auteur sur une colonne de 80 mm de largeur, ce sont les « placards ». Ils sont accompagnés du manuscrit original.

Seules les figures au trait, redessinées à une échelle quelconque, sont présentées en même temps à l'auteur.

La date d'envoi est portée en tête des placards. L'auteur (ou une personne par lui dûment désignée) les relit et les corrige en rouge.

Sur les placards, le titre de l'article ne figure pas ; il n'y a pas lieu de le signaler, le nom de l'auteur suffit à les identifier.

Certains tableaux ou formules de grandes dimensions ne se trouveront pas à leur place dans les placards ; ils sont généralement reportés à la fin. L'auteur se bornera à en vérifier l'exactitude, l'éditeur les mettra en bonne place au moment de la mise en pages.

Les légendes des figures et les notas sont groupées au début ou à la fin des placards ; l'auteur devra vérifier l'exactitude des textes et si la numérotation correspond bien aux chiffres portés dans l'article.

Comment faire les corrections ?

Dans le texte lui-même ne figureront que des signes qui attireront l'attention du typographe sur l'endroit où doit être faite la correction. Le même signe sera répété dans la marge, sur la même ligne et sera suivi de la correction à faire.

Le signe / signifie lettre ou signe à remplacer par...

Le signe λ signifie lettre ou signe à ajouter :

Le signe —| signifie mot ou phrase à remplacer par...

Le signe ∫ (deleatur) s'emploie avec / et —| et signifie lettre, mot ou phrase à supprimer.

Toute explication qui n'est pas destinée à être composée, telle que : *La phrase « On peut écrire...*

(1) C'est ainsi qu'on pourra voir un article signé de Monsieur X, société Y, parce qu'il a fait son étude lorsqu'il était à la Société Y, et sa présentation porter « société Z » parce que, au moment de la publication, il fait partie du personnel de la Société Z.

erreur absolue » est à mettre en italique, sera inscrite en marge et entourée d'un trait.

Sauf indication contraire, l'auteur doit retourner dans les 48 heures au Rédacteur en Chef placards, dessins et manuscrit.

11.2 — 2^e étape : la mise en pages

La présentation de l'article, sur deux colonnes, telle que l'éditeur envisage de le publier avec figures à l'échelle définitive (trait ou photo) est soumise à nouveau à l'auteur, accompagnée des placards portant les corrections de l'auteur, plus celles, éventuelles, du Rédacteur en Chef. C'est la mise en pages, elle est tirée sur un papier quelconque et le rendu de certaines figures peut présenter des imperfections qui n'apparaîtront pas lors du tirage définitif. Il faut cependant lire et analyser le contenu des figures, critiquer éventuellement leur emplacement ou leur orientation ; c'est le contrôle final.

L'auteur (ou la personne désignée par lui) relit l'article et fait éventuellement des corrections, en utilisant le même procédé qu'au § 9.1. Ces dernières corrections ne doivent pas, sauf exception, entraîner de modification du texte susceptible de perturber la mise en pages, c'est ainsi qu'un mot ou un groupe de mots seront remplacés par un ou plusieurs autres du même nombre de lettres (à très peu près).

Comme précédemment, l'auteur doit retourner dans les 48 heures l'article au Rédacteur en Chef, avec les placards. Un rappel de cette destination est d'ailleurs apposé en tête des épreuves.

12 — Les bonnes feuilles et tirages à part

Les auteurs reçoivent gratuitement 30 bonnes feuilles de leur article après publication dans *L'Onde Electrique*. C'est le texte intégral, tel que publié sur le papier de la Revue et portant les numéros des pages de *L'Onde Electrique* dont elles sont extraites. Les feuilles sont agrafées. Si l'article commence à une page paire ou/et se termine sur une page impaire, la fin de l'article précédent ou/et le début de l'article suivant, n'apparaîtront pas, les premières et dernières pages étant alors collées sur une couverture légère.

Les auteurs peuvent commander à titre onéreux des tirages à part de leur article, l'éditeur en fixe le prix, sans que la SFER intervienne en aucune façon. Pour le tirage à part, la composition est remise sur machine sans recours aux artifices signalés plus haut : la composition commence toujours sur une « belle page » (page de droite) et se termine par une page blanche si le nombre de pages de l'article est impair. Sur demande, on peut avoir une couverture avec titre ; les prix donnés par l'éditeur ne la prévoient pas, sauf demande particulière.

La « Correspondance » ne donne lieu ni à bonnes feuilles ni à tirés à part.

Le Comité de Rédaction de L'Onde Electrique, le Rédacteur en Chef et l'Editeur remercient à l'avance les auteurs de l'attention qu'ils voudront bien porter à ces directives.

RECHERCHE ÉLECTRONIQUE FRANÇAISE

THÈMES ET RÉSULTATS

La silice anodique : propriétés et applications

M. CROSET

Département de Recherches physico-chimiques de la C.S.F.

1. Introduction

Nous avons présenté, au cours d'un précédent article [1] la technologie de l'oxydation anodique du silicium. Nous décrirons ici les propriétés des oxydes obtenus ainsi que leurs utilisations possibles. Ces propriétés sont corrélées à certains mécanismes de croissance de l'oxyde mis en évidence au cours d'autres études [2]. Elles seront discutées en fonction des différents pré- et post-traitements subis par la plaque de silicium.

Les applications de l'oxydation anodique du silicium seront réparties en deux groupes.

Dans le premier seront rassemblées celles qui utilisent le fait que l'oxydation se réalise à basse température ; on y trouvera, en particulier, l'ensemble des mesures MOS appliquées à l'étude du matériau semiconducteur (détermination de sa durée de vie, de sa résistivité, étude du dopage à l'or du silicium).

Le deuxième groupe d'applications présentera les utilisations technologiques de la silice anodique que nous avons développées. Nous y décrirons, entre autres, les procédés de diffusion N et P dans le silicium à partir d'oxyde chargé au bore ou au phosphore, ainsi qu'une technologie de réalisation de MOST tout anodique.

L'ensemble des travaux présentés ici faisait partie d'une étude supportée par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique sous le N° 66-00-298.

2. Propriétés physicochimiques des silices anodiques

La caractérisation physicochimique d'une couche mince diélectrique nécessite l'emploi de techniques, de tests, très variés qui révèlent, soit des propriétés macroscopiques, soit des défauts locaux. Nous avons porté nos efforts sur des techniques aussi complémentaires que possible afin de relier les caractères des silices anodiques détenues à leurs procédés de réalisation.

Le perfectionnement des procédés issus de cette étude sera décrit plus loin.

Les oxydations ont été réalisées dans l'un des deux bains classiquement choisis : glycol + eau + nitrate (ou nitrite) de potassium ou N-méthyl acétamide + eau + nitrate de potassium.

2.1. Description des tests utilisés - résultats obtenus

2.1.1. Solubilité de la silice anodique

La silice est très sensible aux solutions diluées d'acide fluorhydrique. Nous avons utilisé une solution à 1 % dans l'eau (HF 0,17 N), dans laquelle la vitesse de dissolution est assez faible pour permettre d'en déceler de petites variations. Nos résultats sont résumés sur le tableau I. Ils montrent l'influence de la composition du bain d'électrolyse utilisé. C'est ainsi que des bains contenant des nitrites, des borates,

TABLEAU I

Solubilité de la silice anodique dans l'acide fluorhydrique à 1 % en fonction du bain d'électrolyse utilisé.

Composition en poids du bain d'électrolyse	Glycol + 0,4 % H ₂ O + 0,4 % KNO ₂	Glycol + 0,4 % H ₂ O + 0,4 % KNO ₂ + 1,0 ‰ K ₃ PO ₄	Glycol + 0,4 % H ₂ O + 0,4 % KNO ₂ + 0,6 ‰ H ₃ BO ₃
Solubilité de la silice avant traitement thermique.	300 Å/mn	340 Å/mn	360 Å/mn
Solubilité de la silice après traitement thermique de 8 mn à 1 150 °C sous argon	50 Å/mn	60 Å/mn	60 Å/mn
Après traitement thermique de 1 h à 500 °C sous argon	170 Å/mn	—	—

des phosphates donnent naissance à des oxydes de solubilité très différente. Nous avons pu mettre en évidence [2], par utilisation de méthodes nucléaires, l'intervention des sels du bain comme fournisseur d'oxygène au silicium; leur incorporation à l'oxyde sous forme d'anions a été démontrée par SCHMIDT et col. [8, 9]. Les compositions de l'oxyde et du bain sont donc liées. La solubilité dans l'acide fluorhydrique dilué des films obtenus est un moyen facile d'étude ou de contrôle de leur qualité.

La solubilité de la silice anodique diminue sous l'effet d'un traitement thermique à relativement basse température (tableau I). Cette évolution a été corrélée à la disparition du pic d'absorption infrarouge du groupement (-OH) [10].

2.1.2. Détermination de la porosité du film d'oxyde

Cette mesure est subjective et le résultat dépend de la violence du test choisi. Nous avons mis en parallèle plusieurs techniques plus ou moins brutales.

Décoration du cuivre.

Le silicium oxydé est plongé en cathode dans un bain de cuivrage. Par passage de courant, les trous dans la silice se décorent d'un champignon de cuivre. C'est un procédé peu sensible et en tous cas inopérant sur une silice anodique.

Attaque chimique à froid.

Il s'agit d'attaquer le silicium à travers des trous de la silice. La solution choisie est du type CP₄.

C'est un procédé sensible surtout vis-à-vis des trous de diamètre supérieur au demi-micron. Mais là encore, sur la silice anodique, le résultat est négatif.

Attaque chimique à chaud.

C'est de loin la méthode la plus violente. Il existe plusieurs procédés :

- le chlore à 600 °C,
- l'hydrogène à 1 200 °C,
- l'acide chlorhydrique à 1 200 °C.

Nous avons utilisé le dernier. Il consiste à porter la plaquette de silicium à haute température, en four à résistance sous atmosphère d'hydrogène pur ou chargé à 1 % en acide chlorhydrique. Les résultats

obtenus ont montré que la porosité de l'oxyde anodique SiO₂ dépend :

- de l'état de la surface du silicium à oxyder (degré et type de polissage, propreté...),
- de la composition du bain d'oxydation,
- de la technique d'oxydation,
- des post-traitements.

C'est ainsi que :

- le polissage mécanique est déconseillé ;
- le nettoyage avant oxydation doit toujours se terminer par un rinçage dans l'eau (de haute résistivité) bouillante, toute trace d'ions fluorures ou chlorures adsorbée en surface est à éviter ;
- le bain d'oxydation doit être neuf, thermostaté à basse température, de volume suffisant pour ne pas être trop contaminé par les produits de décomposition électrolytique ;
- l'oxydation, d'abord à courant constant, puis à tension constante, est conseillée. La phase à tension constante ne doit pas dépasser 24 h sous peine de voir apparaître des centres de microcristallisation décelables par cette technique ;
- toute trace de contamination à la surface de l'oxyde peut devenir corrosive à chaud pour cet oxyde. En particulier, ces techniques de révélation par attaque chimique à chaud ne sont caractéristiques des défauts de l'oxyde que si sa surface est propre ; d'où la nécessité de la nettoyer avant traitement thermique (enlèvement des résidus de bain d'oxydation et des poussières).

Après un grand nombre d'essais nous avons retenu le procédé suivant de nettoyage :

- | | | |
|-----------------------------------|--------|---|
| 1. Alcool froid | (1 mn) | Phase d'élimination des produits du bain d'oxydation adsorbés sur l'oxyde |
| 2. Eau froide | — | |
| 3. Eau bouillante | — | |
| 4. HNO ₃ tiède (40 °C) | — | |
| 5. Eau bouillante | — | Phase de rinçage et de séchage. |
| 6. Acétone bouillant | — | |

Métallisation.

L'opération de métallisation est obligatoire pour la réalisation de structure MOS. Elle permet en outre

de chiffrer la qualité de l'oxyde. En effet, la mesure statistique du nombre de capacités en court-circuit en fonction de la surface de la métallisation et de la technique de métallisation est un procédé d'évaluation des défauts de la couche d'oxyde. C'est ainsi que nos silices se caractérisent par la présence d'un défaut au centimètre carré lorsque l'oxyde est réalisé sur du silicium poli chimiquement et convenablement nettoyé. Le nombre de défauts sur le silicium poli mécaniquement peut atteindre la dizaine au centimètre carré.

2.1.3. Mesure du rendement en courant de l'oxydation

Influence de la composition du bain.

Les travaux de DUFFEK, MYLROIE, BENJAMINI [4, 5] ont montré une relation entre le rendement en courant de l'oxydation, la stoechiométrie SiO_2 du film obtenu et la composition en eau du bain d'électrolyse. La silice stoechiométrique étant obtenue pour le rendement en courant minimal soit pour une teneur en eau du bain organique (glycol ou N-méthyl acétamide) de l'ordre de 1 %.

Nous avons montré [2], par utilisation de méthodes nucléaires, que le sel, nitrate ou nitrite, est fournisseur d'oxygène au silicium au cours de son oxydation, et ceci proportionnellement à sa concentration relative à l'eau dans le bain organique. Ces deux résultats permettent l'interprétation suivante :

— le sel est nécessaire pour rendre le bain conducteur mais sa présence est néfaste à la qualité de l'oxyde. L'eau est indispensable pour fournir l'oxygène à l'oxyde ; si sa concentration est trop faible, elle ne masque pas la présence du sel et, si sa concentration est trop grande, l'oxyde se dégrade par incorporation excessive d'ions hydroxyles. D'où la justification du choix de la composition des bains utilisés :

Glycol + 0,4 % nitrite + 0,4 % eau

N-méthyl acétamide + 0,4 % nitrate + 0,4 % eau
(ces pourcentages étant exprimés en poids).

Influence des nettoyages du silicium.

La présence de traces d'ions chlorure ou fluorure dans le bain d'électrolyse ou adsorbés à la surface du silicium avant oxydation influence considérablement le rendement en courant.

C'est ainsi, par exemple :

— que l'on obtient une augmentation de 20 % du rendement en ne lavant pas à l'eau bouillante, mais froide, une surface de silicium ayant vu de l'acide fluorhydrique ;

— qu'il est impossible d'oxyder correctement une surface de silicium décapée au chlore ou à l'acide chlorhydrique sans l'avoir préalablement lavée à l'eau bouillante.

Les meilleurs nettoyages sont ceux qui correspondent au rendement en courant le plus faible (toutes choses égales, par ailleurs).

Nos résultats sont résumés sur le tableau II.

TABLEAU II

Rendement en courant de l'oxydation du silicium en fonction de son nettoyage avant oxydation.
Oxydation en bain organique (glycol + 0,4 % KNO_2 + 0,4 % H_2O) à densité de courant constante de 1 mA/cm².

Nettoyage avant oxydation	Vitesse de croissance (en Å/mn)	Rendement en courant (%)
HF + H ₂ O 10 MΩ à 100°	2,5	0,7
HF + H ₂ O 10 MΩ froid	3	0,8
HF + acide sulfonitrique	6	1,6
Acide sulfonitrique	6	1,6

2.2. Conséquences

2.2.1. Technologie de l'oxydation anodique du silicium

L'ensemble des résultats physicochimiques précédemment décrits a permis de fixer un certain nombre de paramètres de l'oxydation anodique du silicium.

En résumé :

— les solutions d'électrolyse sont préparées par distillation, stabilisation de la quantité d'eau entre 0,5 et 1 %, adjonction de 0,4 % de nitrate ou nitrite de potassium (exempt de sodium), puis stockées à l'abri de l'humidité de l'air (stockage aussi bref que possible pour éviter des phénomènes d'évolution chimique).

— le silicium est poli chimiquement, nettoyé à l'acide fluorhydrique, rincé dans l'eau bouillante de résistivité élevée, puis positionné en anode d'un bain d'électrolyse de 50 ml environ,

— l'oxydation se fait à 1 mA/cm² jusqu'à obtenir la tension désirée (épaisseur de 6 Å/V) et se termine à tension constante pendant plusieurs heures.

— le silicium oxydé est lavé à l'alcool méthylique, à l'eau bouillante, puis recuit à 400-500 °C pendant 1 h sous gaz neutre.

La raison de ce dernier traitement sera exposée au paragraphe suivant.

2.2.2. Choix du bain d'oxydation du silicium

Les expériences physicochimiques entreprises n'ont pas permis de choisir entre les bains glycol ou N-méthyl acétamide classiques [3, 4, 5] qui donnent des résultats semblables. Sont toutefois apparues les idées suivantes :

— les meilleurs résultats correspondent aux conditions d'oxydation à rendement en courant le plus bas.

— les traces d'anions non oxygénés (F^- , Cl^-) susceptibles de réactions anodiques sont très gênantes,

— la relative instabilité chimique de KNO_2 lui fait préférer KNO_3 bien que les mesures physicochimiques n'aient décelé aucune différence.

3. Propriétés physiques des silices anodiques

Nous nous limiterons à la présentation des propriétés dont l'étude a permis l'amélioration de la technologie de l'oxydation et la mise en place des applications de la silice anodique.

3.1. Mesure des tensions de claquage

La tension de claquage des silices anodiques en fonction de leur technologie de réalisation a été mesurée sur structure MOS Si-SiO₂-Al. Cette structure fut obtenue par :

- métallisation sous vide (1 μ Al déposé à froid),
- découpe photolithographique de l'aluminium en pavés de 500 × 500 μ².

On a ainsi mis en évidence l'influence :

- de la nature de la surface à oxyder,
- de son nettoyage,
- de la qualité du bain d'électrolyse : son renouvellement est indispensable,
- du procédé d'oxydation :
 - courant suffisamment faible pour éviter l'échauffement ($I \leq 5 \text{ mA/cm}^2$),
 - phase à tension constante.

Nos résultats sont résumés sur le tableau III.

TABLEAU III

Champ de claquage de la silice anodique - Influence de la nature de la surface du silicium avant oxydation - Mesures effectuées sur structures Si-SiO₂-Al de surface variable et d'épaisseur 1500 Å de silice

Nature	Nettoyage	Champ de claquage
Poli chimique	HF + H ₂ O 10 MΩ 100°	10 ⁷ V/cm
	HF + H ₂ O 10 MΩ froid	7 · 10 ⁶ à 10 ⁷ V/cm
	Dégraissage	10 ⁶ à 10 ⁷ V/cm
Poli mécanique		Résultats peu reproductibles.

3.2. Mesures MOS

Ces mesures, basées sur le tracé de la courbe C-V de la structure Si-SiO₂-Al ont déjà été décrites [11]. Notons simplement que nous les avons effectuées sur un MOSmètre [12] avec un signal de mesure de 50 kHz.

Nos résultats, exprimés en densité de charges par centimètre carré, ne sont qu'un ordre de grandeur puisqu'ils ne différencient pas charges ioniques et charges d'états d'interface. Ils ont été obtenus sur du silicium d'orientation (1.1.1) et sont résumés sur le tableau IV et sur les figures 1 et 2.

L'influence du nettoyage de l'oxyde et de son recuit y apparaissent nettement :

- le nettoyage poussé de la surface est indispensable à l'élimination totale de la couche d'électrolyte adsorbée à la surface de l'oxyde. Cette couche conductrice perturbe la mesure C-V et est la source d'impuretés ioniques mobiles dans la silice si celle-ci subit un traitement thermique ;

- le recuit en atmosphère neutre (argon ou azote) fait disparaître les états de surface chargés localisés

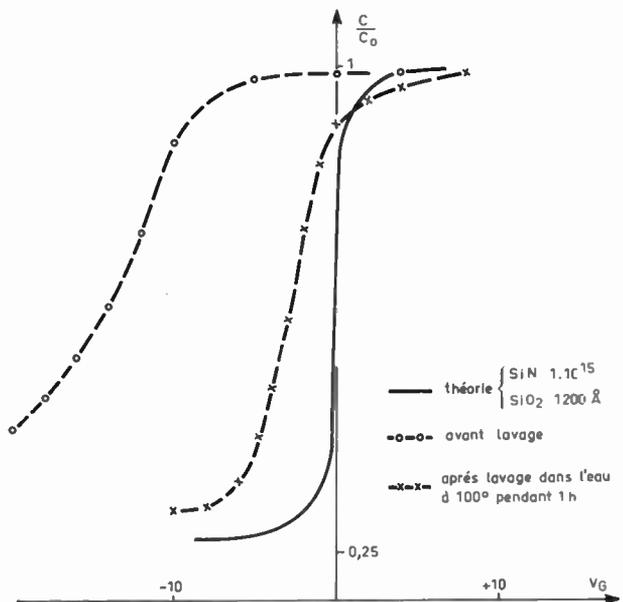


FIG. 1. — Influence du nettoyage de la surface de l'oxyde sur l'allure de la courbe C-V.

TABLEAU IV

Densité de charges de la silice anodique déterminée par mesure MOS. Influence des post-traitements de nettoyage et de recuit.

Nettoyage après oxydation		Recuit après nettoyage		Densité totale de charges
Eau froide 10 MΩ + alcool froid + acétone froid Nettoyage insuffisant	1 mn	15 mn	400° dans l'argon sec	5 · 10 ¹¹ à 10 ¹² cm ⁻²
	1 mn	30 mn	400° —	5 à 8 · 10 ¹¹ cm ⁻²
	1 mn	60 mn	400° —	2 à 5 · 10 ¹¹ cm ⁻²
Eau bouillante 10 MΩ + acétone chaud	60 mn	15 mn	400° dans l'argon sec	5 · 10 ¹¹ à 10 ¹² cm ⁻²
	1 mn	30 mn	400° —	5 · 10 ¹¹ à 8 · 10 ¹¹ cm ⁻²
		60 mn	400° —	1,5 à 2 · 10 ¹¹ cm ⁻²

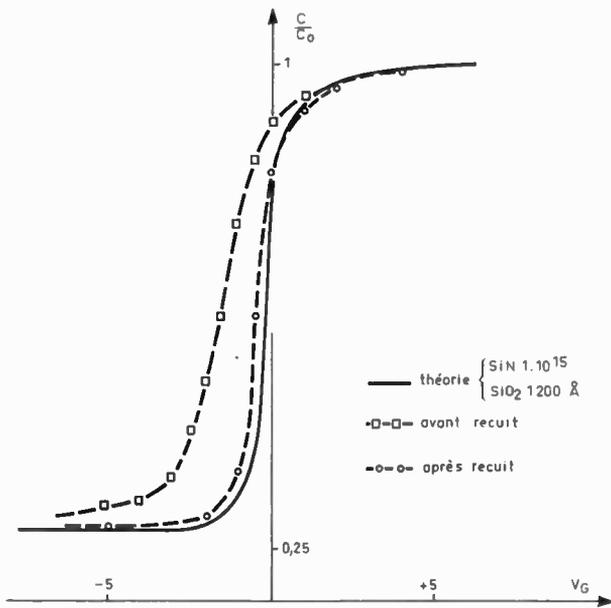


FIG. 2. — Influence du recuit de l'oxyde sur l'allure de la courbe C-V (recuit sous argon ou azote sec à 500 °C pendant 1 h).

à l'interface Si-SiO₂ et responsables de la déformation de la courbe C-V [7].

Sous ces deux conditions de nettoyage et de recuit, les mesures MOS sur silice anodique donnent des courbes C-V non déformées et dont la translation par rapport à la courbe théorique [13] exprime la présence de 1,5 à 2 · 10¹¹ charges ioniques par centimètre carré.

4. Applications technologiques de la silice anodique

4.1. Diffusion à partir d'oxyde anodique chargé

L'utilisation de bains d'électrolyse chargés en anions de phosphore ou de bore permet l'obtention d'oxydes dopés utilisables comme sources de diffusion pour le silicium sous-jacent. Ce phénomène fut découvert et étudié par SCHMIDT et OWEN dans le cas du phosphore [8, 9]. Nous l'avons appliqué, puis étendu au cas du bore.

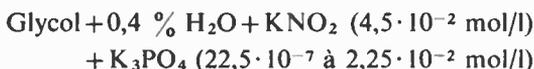
Les expériences ont consisté à oxyder du silicium dans des bains de composition variable, de faire subir un traitement thermique à haute température à l'échantillon et à caractériser l'oxyde obtenu par les paramètres de la couche diffusée dans le silicium, (sa profondeur x_j et sa concentration en surface C_s).

Les bains utilisés étaient de composition suivante :

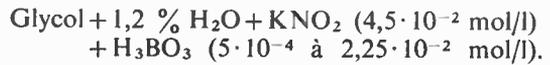
Oxyde vierge :



Oxyde chargé en phosphore :



Oxyde chargé en bore :



Nous avons ainsi vérifié que la concentration en surface du silicium, après traitement thermique de l'échantillon oxydé, varie proportionnellement à la concentration du bain en phosphore ou en bore.

Les paramètres de l'oxydation (densité de courant, température) n'influencent pas les résultats et ont été fixés aux valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} i &= 1 \text{ mA/cm}^2 \text{ pour la silice non chargée} \\ i &= 5 \text{ mA/cm}^2 \text{ pour la silice chargée} \\ T &= \text{température ambiante.} \end{aligned}$$

L'épaisseur de l'oxyde chargé, si elle est suffisante, n'est pas un paramètre. C'est ainsi que 900 Å sont une source suffisante pour une diffusion dans le silicium, profonde de 4 μ, sans appauvrissement en surface.

Nous avons étudié la possibilité d'utiliser des couches mixtes d'oxyde chargé, puis non chargé, ou inversement. Elles présentent, a priori, deux intérêts :

— elles permettent de préciser le mode d'oxydation suivant qu'on retrouve la deuxième couche en surface ou à l'interface Si-SiO₂. La figure 3 illustre les deux cas extrêmes possibles.

— elles peuvent éviter le phénomène d'exodiffusion du bore ou du phosphore dans le cas où l'oxyde chargé est couvert d'un oxyde vierge. Cette exodiffusion est très gênante; elle peut, en effet, entraîner la contamination de surfaces de silicium adjacentes non protégées.

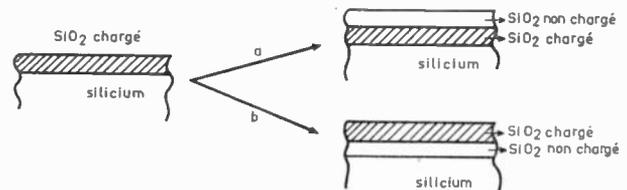


FIG. 3. — Mécanisme de l'oxydation anodique étudié par réalisation successive d'oxydes en bain chargé puis non chargé.

a) Oxydation par migration de silicium (la deuxième couche, non chargée, se trouve en surface).

b) Oxydation par migration d'oxygène (la deuxième couche, non chargée, se trouve à l'interface Si-SiO₂).

4.1.1. Cas du phosphore.

- $$\begin{cases} 1^\circ \text{ Oxyde chargé } (e_1 \text{ de } 900 \text{ à } 1\,500 \text{ \AA}) \\ 2^\circ \text{ Oxyde vierge } (e_2 \text{ de } 900 \text{ à } 300 \text{ \AA}). \end{cases}$$

Le marquage étant indépendant de l'épaisseur e_2 , on peut affirmer que, dans le cas d'une silice chargée au phosphore, le mécanisme de l'oxydation consiste en une migration de silicium; aucun phénomène de masquage n'intervenant, l'oxyde non chargé se trouve nécessairement en surface.

4.1.2. Cas du bore.

Nous avons essayé les trois configurations suivantes :

- $$(1) \begin{cases} e_1 \text{ chargé} & 500 \text{ à } 1\,800 \text{ \AA} \\ e_2 = 0 \end{cases}$$

- (2) $\begin{cases} e_1 \text{ non chargé} & 300 \text{ à } 500 \text{ \AA} \\ + e_2 \text{ chargé} & 900 \text{ \AA} \end{cases}$
- (3) $\begin{cases} e_1 \text{ chargé} & 900 \text{ \AA} \\ + e_2 \text{ non chargé} & 900 \text{ \AA} \end{cases}$

Le procédé (1) donne d'assez mauvais résultats en ce qui concerne l'état de la surface oxydée : l'oxydation se fait mal et se termine souvent en corrosion.

Le procédé (2) conduit à de bons résultats : la couche non chargée protège la surface de la corrosion et n'empêche pas la diffusion.

Le procédé (3) ne convient pas car l'oxydation est délicate et la couche non chargée bloque la diffusion.

Le traitement thermique suivant l'oxydation est très délicat à mener. Il doit être effectué sous atmosphère neutre et le degré d'hydratation de celle-ci joue un très grand rôle :

— dans le cas de gaz (argon ou azote par exemple) trop humides ($H_2O >$ quelques centaines de ppm), il se produit une oxydation thermique du silicium, par diffusion d'oxygène, au travers de la silice anodique, qui bloque la diffusion.

— dans le cas de gaz relativement secs, ($H_2O <$ 10 ppm), des phénomènes de corrosion du silicium apparaissent.

Nous avons utilisé des gaz à humidité variable entre 20 et 100 ppm d'eau dans lesquels le silicium est stable et où son oxydation est assez lente pour ne pas masquer la diffusion du bore ou du phosphore.

Nos résultats sont résumés sur les figures 4 et 5. Ils montrent que :

— la gamme des concentrations couvertes va de

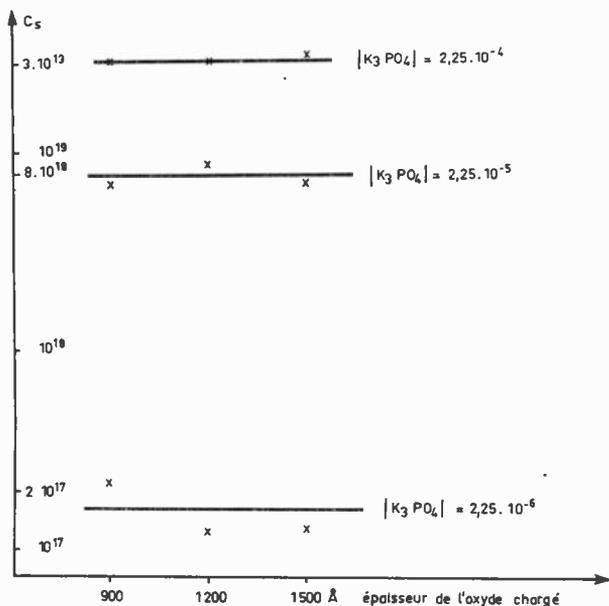


FIG. 4. — Oxyde anodique chargé au phosphore. Influence de la composition du bain et de l'épaisseur de l'oxyde chargé sur la concentration du phosphore à la surface du silicium après traitement thermique (1150 °C, 2 h, sous argon à 50 ppm d'eau).

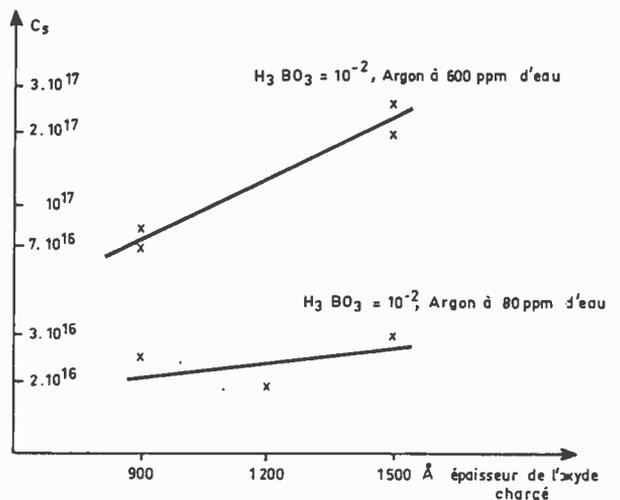


FIG. 5. — Oxyde anodique chargé au bore. Influence de la composition du bain et de l'épaisseur de l'oxyde chargé sur la concentration du bore en surface du silicium après traitement thermique de diffusion (1150 °C pendant 4 h). L'atmosphère de recuit est de l'argon hydraté à 80 ppm ou à 600 ppm d'eau.

$C_B = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ à $C_B = 3 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ pour le phosphore et de 10^{16} à 10^{18} pour le bore,

— la reproductibilité des résultats est satisfaisante à la condition de stabiliser l'hydratation du gaz sous lequel se fait le traitement thermique.

Les conditions expérimentales choisies permettent de réaliser, sans difficultés, des diffusions profondes de 5μ .

De plus, les caractéristiques électriques des diodes obtenues sont satisfaisantes.

4.2. Réalisation de MOST anodiques

L'utilisation de la silice anodique comme source de diffusion et comme grille diélectrique permet de couvrir toute la technologie de réalisation d'un MOST.

Nous avons utilisé plusieurs procédés qui sont schématisés sur la figure 6.

4.3. Applications diverses

L'oxydation anodique fut utilisée à la révélation non destructive de jonctions P/N. Le contact anodique étant pris sur le silicium N, la jonction PN se trouve polarisée en inverse pendant l'oxydation et si la tension d'anodisation est inférieure à la tension d'avalanche de cette jonction, sa partie P, isolée par la barrière PN, ne s'oxyde pas. C'est ainsi qu'un ensemble de diodes planes localisées à la surface d'un silicium de type N se révèle, les diodes apparaissent non oxydées sur un fond d'oxyde dont la couleur dépend de l'épaisseur.

L'oxydation anodique fut utilisée à l'usure lente et uniforme du silicium. La loi de proportionnalité entre l'épaisseur d'oxyde formé et la tension d'oxydation appliquée étant très précise, il est facile d'utiliser l'opération oxydation-dissolution pour amincir progressivement l'échantillon de silicium.

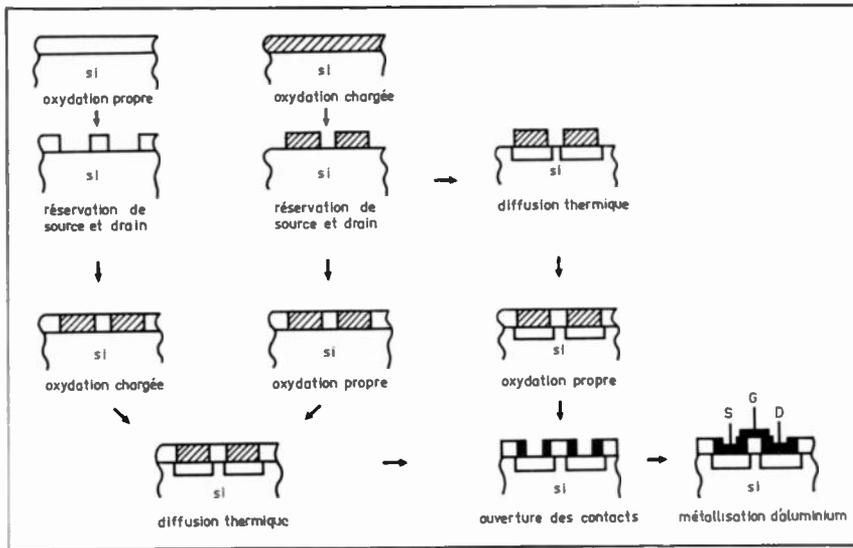


FIG. 6. — Principe des technologies de réalisation d'un MOST tout anodique.

Ce procédé n'est utilisable que sur du silicium de bonne qualité et dont la surface n'est pas perturbée par un polissage mécanique. Dans le cas contraire, l'oxydation révèle les défauts cristallographiques du silicium; très vite sa surface se dépolit et l'usure n'est plus plane.

5. Utilisation de la silice anodique à des fins de recherche

En ce qui concerne les études fondamentales du système Si-SiO₂, qu'elles soient de caractère physique ou physico-chimique, nous renvoyons le lecteur à la bibliographie citée [2 à 13]. Nous nous limiterons ici aux applications de la silice anodique à l'étude du matériau silicium sous-jacent.

5.1. Mesure de la concentration en porteurs du silicium

La méthode est basée sur la variation de la capacité MOS d'un échantillon de silicium oxydé anodiquement en fonction de sa polarisation. La valeur de la concentration en porteurs est obtenue en mesurant la valeur maximale et la valeur limite de la capacité en fonction de la tension appliquée.

En effet, en région d'accumulation, la capacité s'écrit :

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 K_0}{x_0}$$

x_0 : épaisseur de l'oxyde anodique en région de charge d'espace limite, elle devient :

$$C_{s \text{ lim}} = \frac{C_0}{1 + \frac{C_0}{C_{s \text{ lim}}}}$$

avec :

$$C_{s \text{ lim}} = \frac{\epsilon_0 K_s}{x_{d \text{ lim}}}$$

K_0 et K_s étant les constantes diélectriques relatives de l'oxyde et du silicium,

$C_{s \text{ lim}}$ étant la capacité limite de la charge d'espace et $x_{d \text{ lim}}$ sa profondeur limite de pénétration dans le silicium.

$$\text{On en tire : } C_{s \text{ lim}} = \frac{C_0}{\frac{C_0}{C_{s \text{ lim}}} - 1}$$

Cette valeur est liée à la concentration du silicium en atomes donneurs ou accepteurs [11, 14] et figure 7.

L'intérêt essentiel de l'utilisation de la silice anodique pour la réalisation d'une telle mesure est son obtention à la température ambiante qui évite toute évolution du substrat silicium et permet sa récupération. C'est ainsi que nous avons pu très facilement mesurer, sans les perturber, des couches de silicium épitaxiées sur support silicium ou corindon.

5.2. Mesure de la durée de vie des porteurs minoritaires

En appliquant aux bornes d'une capacité MOS, déjà polarisée en charge d'espace limite, un échelon de tension dans le sens d'une augmentation de la

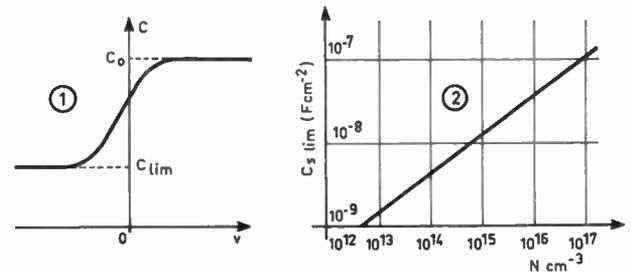


FIG. 7. — Mesure de la concentration en porteurs du silicium.

1. Courbe capacité-tension d'un échantillon SiN-SiO₂ valeurs remarquables.

2. Loi de variation de la capacité limite de charge d'espace en fonction de la concentration en porteurs du silicium.

perturbation, il apparaît d'abord une augmentation de la charge d'espace suivant une loi en $V^{1/2}$ puis une disparition de celle-ci en faveur de la couche d'inversion de surface, suivant une loi rendant compte de la durée de vie des minoritaires dans le silicium.

En effet, si $U = \frac{n_i}{\tau_0}$ est la vitesse de génération, supposée constante dans la charge d'espace, on a :

$$\frac{dQ_p}{dt} = Uqx_d .$$

Q_p : charge des porteurs minoritaires,
 τ_0 : durée de vie,
 n_i : concentration intrinsèque.

La neutralité s'écrit :

$Q_s = Q_p + qNx_d$ (Q_s étant la charge totale)
 N étant égal au nombre d'atomes donneurs ou accepteurs.

On déduit de ces deux équations :

$$x_d = A \exp - \frac{U}{N} t .$$

En écrivant : $\tau = \frac{N}{U}$

il vient : $\tau_0 = \tau \frac{n_i}{N}$

et la mesure de τ est une évaluation de la durée de vie.

Cette méthode fut utilisée à l'étude :

— de la durée de vie dans des couches épitaxiées en fonction de leur technologie de réalisation,

— du dopage à l'or du silicium : après dopage, les plaquettes de silicium étaient oxydées anodiquement (fig. 8). Des capacités MOS étaient réalisées par métallisation (à l'aluminium) puis mesurées [15].

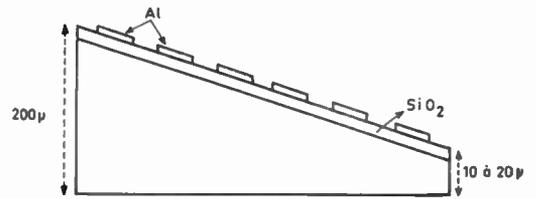


FIG. 8. — Etude du dopage à l'or du silicium par mesure MOS.

6. Conclusion

Nous avons rapidement passé en revue les propriétés et les applications possibles de l'oxydation anodique du silicium. Il ressort de cette étude que ce procédé est encore loin de concurrencer les procédés classiques de réalisation de la silice par voie thermique. Il lui reste, cependant, un certain nombre de caractères propres auxquels sont attachées des applications spécifiques intéressantes.

Bibliographie

- [1] CROSET M. — *L'Onde Electrique*, 470, 1966, p. 591.
- [2] AMSEL G., CROSET M., SAMUEL, à paraître.
- [3] SCHMIDT P.F., MICHEL W. — *J. Electrochem. Soc.*, 104, 1957, p. 230.
- [4] DUFFEK E.F., MYLROIE C., BENJAMINI E.A. — *J. Electrochem. Soc.*, 111, 1964, p. 1042.
- [5] BENJAMINI E.A., DUFFEK E.F., MYLROIE C. — *Electrochem Tech*, 3, 1965, p. 75.
- [6] DREINER R. — *J. Electrochem. Soc.*, 113, 1966, p. 1210.
- [7] REVEZ A.G. — *J. Electrochem. Soc.*, 114, 1967, p. 629.
- [8] SCHMIDT P.F., OWEN A.E. — *J. Electrochem. Soc.*, 111, 1964, p. 682.
- [9] SCHMIDT P.F. et coll. — *J. Electrochem. Soc.*, 112, 1965, 800.
- [10] SCHMIDT P.F., RAND M.J. — *Solid State Communications*, 4, 1966, p. 169.
- [11] GROVE A.S. et coll. — *Solid State Electronics*, 8, 1965, p. 145.
- [12] POIRIER R. — MESUCORA 21 B 9/1, 1967.
- [13] GOETZBERGER A. — *Bell Syst. Tech. J.*, 45, 1966, p. 1097.
- [14] GOETZBERGER A. — *I.E.E.E. Trans. E.D.* 3, 1965, p. 118.
- [15] CLEMENT G. — *Surface Sciences* 11, 1, 1968, p. 147.

Calcul des performances obtenues par partage de la mémoire centrale d'un ordinateur

V. CORDONNIER

Institut Supérieur d'Électronique du Nord

1. Introduction

Des progrès rapides dans la technologie des composants ont, jusqu'à présent, permis de répondre aux demandes du marché pour des ordinateurs de plus en plus puissants. Certaines classes de traitements justifient l'étude de nouvelles machines capables de performances considérablement plus élevées que celles que l'on peut obtenir aujourd'hui. Or la technologie ne semble pas à même d'assurer, seule, ce nouveau pas en avant. La réponse ne peut alors être fournie que par une remise en question de la structure des ordinateurs. Puisqu'il est impossible d'accroître la vitesse à laquelle se font les opérations de base du traitement, il faut en faire plus dans le même temps en les poursuivant simultanément. La notion de simultanéité, devenue habituelle pour la gestion des organes périphériques, va se généraliser à l'ensemble de l'unité centrale. De nombreuses tentatives partielles ont déjà été faites dans ce sens [1 à 4] mais leur diversité même indique qu'il ne s'agit que des signes avant-coureurs d'une évolution en profondeur.

La simultanéité implique l'acquisition dans le même temps d'un nombre élevé de données et réclame donc une évolution parallèle des moyens de stockage. Le partage de la mémoire centrale en blocs indépendants permet, à technologie équivalente, d'accroître son débit mais dans des proportions qu'il n'est pas toujours aisé de chiffrer a priori. Les réalisations actuelles [5, 6] semblent être plus issues de constatations empiriques ou de simulations que d'un examen systématique du fonctionnement.

Il est maintenant admis que, pour éviter de nouvelles contraintes au niveau de la programmation, des saturations ou des trous dans les blocs ainsi que des taux de sollicitations trop différents de ces derniers,

les poids faibles définissent le numéro du bloc et les poids forts, la position dans le bloc. Cette disposition, qui entraîne qu'une séquence de programme se trouve également distribuée entre les blocs, contribue à uniformiser le taux de mise à contribution de chacun de ces blocs.

On prendra comme paramètres initiaux les valeurs suivantes :

- m : Nombre de blocs indépendants de la mémoire.
- T : Temps de cycle technologique d'un bloc.
- k : Taux de demandes provenant des canaux ayant accès à la mémoire centrale.
- n : Nombre de canaux ayant accès à la mémoire.

2. Principe d'une mémoire partagée

Le groupe des m blocs de mémoire est géré par une unité de contrôle qui reçoit les demandes présentées par les différents canaux, en assure l'exécution et comptabilise les blocs occupés pour en verrouiller l'accès. Afin de permettre la libération d'un canal qui ne pourrait obtenir immédiatement satisfaction, l'unité de contrôle doit disposer d'un moyen de stocker les demandes qu'il est impossible de satisfaire immédiatement mais qui doivent être représentées par la suite lorsque le bloc qu'elles réclament se trouvera libéré. Il est logique de donner à cet organe de stockage la priorité sur les demandes provenant directement des canaux.

La logique de l'unité de contrôle peut être asynchrone c'est-à-dire ne se mettre au travail que lorsqu'elle reçoit une demande externe ou l'indication qu'un bloc se trouve libéré. Il semble que, pratiquement, il soit plus simple de réaliser une logique synchrone

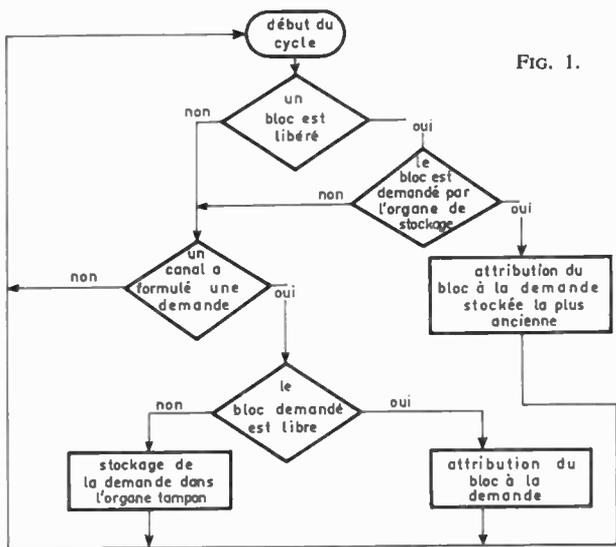


FIG. 1.

dont la durée du cycle sera m fois plus petite que la durée T du cycle technologique. Cette solution permet de traiter plus facilement les questions de priorité et cet avantage compense la perte de temps minime qui en résulte.

Le cycle de la logique de gestion de la mémoire, dans sa version la plus simple, est donné sous forme d'organigramme (fig. 1).

Le système formé de la mémoire et des canaux qui y ont accès constitue un ensemble où l'élément déterminant du fonctionnement est l'apparition d'une demande de concours à la mémoire. Pour définir le comportement de la mémoire, il faut donc connaître la loi de distribution des demandes dans le temps.

On prendra comme unité de temps la durée T et on fera l'hypothèse suivante :

La distribution des demandes dans le temps est aléatoire et suit un processus de POISSON. Autrement dit, la probabilité pour que j demandes se présentent pendant le temps t est donnée par l'expression :

$$P_j(t) = \frac{(kt)^j e^{-kt}}{j!}$$

Le choix de ce modèle de distribution se justifie par les remarques suivantes :

— La probabilité $P_j(t)$ ne dépend pas de l'instant initial choisi, mais seulement de l'intervalle de temps considéré.

— Une mémoire partagée ne trouve son intérêt que si elle dessert un nombre relativement élevé de canaux indépendants. Dans ces conditions, les demandes de chaque organe se présentent indépendamment de celles des autres.

— La probabilité pour que deux demandes se présentent en même temps est nulle. Ceci résulte du fait que la logique de gestion de la mémoire ne peut traiter qu'une demande à la fois. Si deux demandes sont rigoureusement simultanées, le jeu des priorités n'accordera le passage qu'à l'une d'entre elles.

On considère que le temps dt de cycle de la logique de gestion est très petit vis à vis de T . Par la suite, on confondra dt avec une différentielle, ce qui se justifie dans le cas du régime stationnaire.

La probabilité pour qu'une demande se présente pendant dt est : $P_1(dt) = k dt$; les probabilités pour que 2, 3, ... n demandes se présentent pendant dt sont :

$$P_2(dt) = P_3(dt) = \dots = P_n(dt) = 0.$$

Donc la probabilité pour qu'aucune demande ne se présente est :

$$P_0(dt) = 1 - P_1(dt) = 1 - k \cdot dt.$$

Lorsqu'une demande se présente, elle fait l'objet d'un contrôle pour déterminer si le bloc qu'elle réclame est disponible ou non. Si, à l'instant de la demande, x blocs sont occupés, la mémoire comportant m blocs au total, la probabilité de satisfaction est $(m-x)/m$, la probabilité de refus est x/m .

Enfin, toujours pendant le temps dt , la probabilité pour qu'un bloc occupé préalablement se libère est :

$$\sum_1^m x \frac{dt}{mT} = x \frac{dt}{T}.$$

Ces probabilités élémentaires peuvent se combiner dans une chaîne de MARKOFF et on obtient les probabilités de transition qui s'établissent entre deux états différents de la mémoire. On appelle état de la mémoire, une distribution donnée des blocs libres et des blocs occupés. Comme les blocs ne sont pas discernables par l'analyse statistique, tous les états groupant le même nombre de blocs occupés seront considérés comme identiques.

3. L'élément tampon intermédiaire

Les grandeurs qui caractérisent la mémoire et les circuits qui l'exploitent, étant fixés, il reste à déterminer, pour connaître le débit possible, la capacité de l'élément-tampon capable d'absorber les irrégularités de débit imposées par le caractère aléatoire des demandes. En pratique, il existera plusieurs blocs-tampons selon la nature des travaux demandés à la mémoire, la destination ou la provenance de l'information échangée ou encore, le bloc concerné par l'opération. Il est néanmoins possible de considérer, du point de vue de l'analyse statistique, que ces différents blocs sont organisés comme un organe de stockage unique au niveau duquel les traitements sont séquentiels.

La valeur moyenne du nombre de positions occupées dans cet organe s'obtient en écrivant une condition d'équilibre : le nombre des entrées doit être égal au nombre des sorties. La probabilité d'entrée est la probabilité pour qu'une demande se présente, multipliée par la probabilité pour que cette demande ne puisse être immédiatement satisfaite :

$$P_E = (k dt) \left(\frac{x}{m} \right). \quad (1)$$

La probabilité de sortie est la probabilité pour que, dans le même intervalle de temps dt , un bloc soit libéré et fasse l'objet d'une demande dans l'organe de stockage. La demande sera alors extraite.

$$P_s = \frac{x}{T} H(y) dt \quad (2)$$

en posant : x , nombre de blocs occupés ; y , nombre de positions occupées dans l'organe de stockage et $H(y)$, la probabilité pour que l'une des y demandes stockées concerne le bloc qui vient d'être libéré. S'il existe y demandes dans l'organe de stockage, la probabilité pour que l'une d'elles réclame un bloc qui vient d'être libéré est, dans l'ordre des priorités de ces demandes :

— La probabilité pour que la première le réclame, plus...

— La probabilité pour que la première ne le réclamant pas, la seconde le réclame, plus...

— ...

— La probabilité pour que les $(y-1)$ premières ne le réclamant pas, la dernière le fasse.

$$H(y) = \frac{1}{x} + \left(1 - \frac{1}{x}\right) \frac{1}{x} + \left[1 - \left(\frac{1}{x} + \left(1 - \frac{1}{x}\right) \frac{1}{x}\right)\right] \frac{1}{x} + \dots$$

$$H(y) = \frac{1}{x} \left[1 + \frac{x-1}{x} + \left(\frac{x-1}{x}\right)^2 + \left(\frac{x-1}{x}\right)^3 + \dots\right]$$

$$+ \left(\frac{x-1}{x}\right)^{y-1} \Big]$$

$$H(y) = 1 - \left(\frac{x-1}{x}\right)^y. \quad (3)$$

Comme on cherche à déterminer une valeur moyenne du nombre y de positions occupées dans l'organe de stockage, on peut prendre pour x , taux d'occupation de la mémoire, la valeur moyenne k . La condition d'équilibre s'écrit alors :

$$k \frac{x}{m} = \frac{x}{T} \left(1 - \left(\frac{k-1}{k}\right)^y\right).$$

En prenant T comme unité de temps, il vient :

$$y = \frac{\ln\left(\frac{m-k}{m}\right)}{\ln\left(\frac{k-1}{k}\right)}. \quad (4)$$

Les courbes de la figure 2 résument les résultats numériques obtenus pour des mémoires partagées de 4, 8, 16 et 32 blocs indépendants.

4. Occupation de la mémoire avec un organe de stockage

Lorsqu'un organe de stockage peut recevoir les demandes issues des circuits utilisateurs qui ne peu-

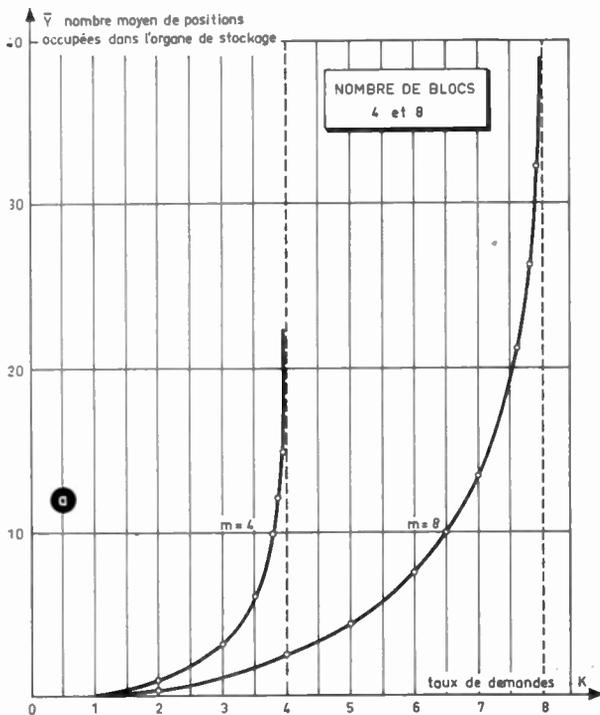
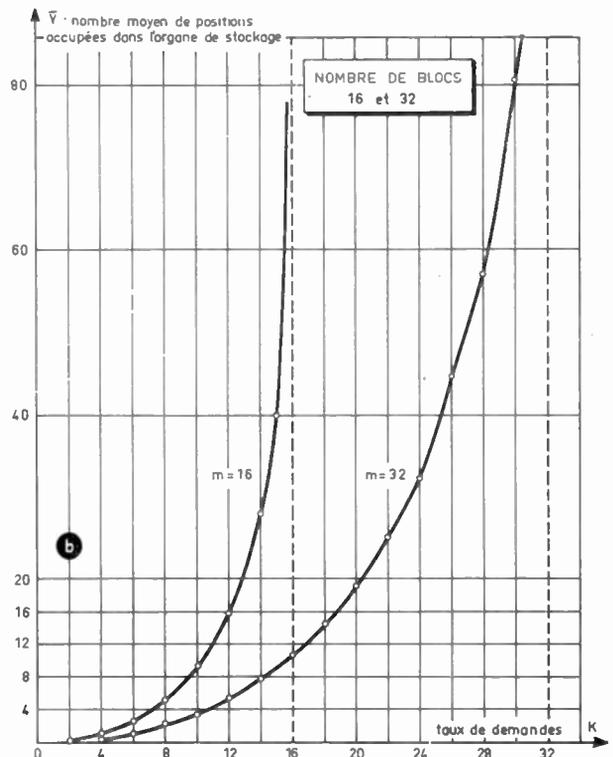


FIG. 2.



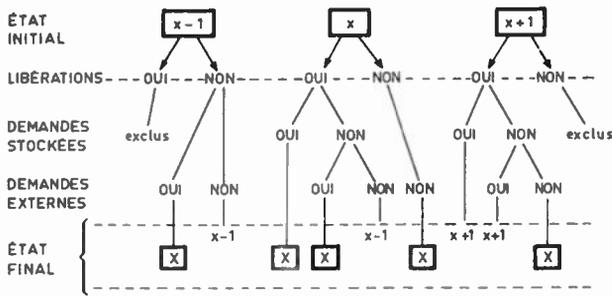


FIG. 3.

vent être immédiatement satisfaites, on doit tenir compte de deux sources distinctes de demandes : La voie directe et l'organe de stockage. Il est possible de tenir compte dans les calculs de priorités relatives entre les demandes proposées par la voie directe et celles qui sont proposées par l'organe de stockage. Pour simplifier les calculs, on supposera que les plus anciennes demandes stockées doivent être servies en premier lieu : une demande stockée aura toujours la priorité sur une demande provenant de la voie directe qui réclamerait le même bloc de mémoire. On remarquera que l'organe de stockage ne doit être consulté que si une libération se produit puisque les demandes qui s'y trouvent concernent nécessairement des blocs occupés.

L'organigramme de la figure 3 décrit les différentes possibilités pour que, à l'instant $t+dt$, x blocs de la mémoire soit occupés, à partir de l'état à l'instant t et des modifications survenues pendant l'intervalle de temps dt .

Si l'on désirait accorder à certains canaux demandeurs une priorité sur les demandes que d'autres ont stocké, il faudrait distinguer plusieurs familles de demandes directes et placer leur consultation avant stockage. Le plus souvent, un canal ne demande ses informations que dans un ordre bien déterminé, de telle sorte que si un canal prioritaire présente une demande par la voie directe, c'est qu'il n'en a pas qui se trouvent dans l'organe de stockage.

La probabilité d'avoir x blocs occupés à l'instant $t+dt$ est :

$$\begin{aligned}
 P_x(t+dt) = & P_{x-1}(t) \left(1 - \frac{x-1}{T} dt\right) \left(k \frac{m-x+1}{m} dt\right) \\
 & + P_x(t) \left(\frac{x}{T} dt\right) \left(H(y) + k \frac{m-x}{m} dt - k \frac{m-x}{m} H(y) dt\right) \\
 & + P_x(t) \left(1 - \frac{x}{T} dt\right) \left(1 - k \frac{m-x}{m} dt\right) \\
 & + P_{x+1}(t) \left(\frac{x+1}{T} dt\right) (1-H(y)) \left(1 - k \frac{m-x-1}{m} dt\right).
 \end{aligned}$$

En effectuant les produits et en négligeant les termes en dt^2 :

$$\begin{aligned}
 \dot{P}_x(t+dt) = & P_{x-1}(t) \left(k \frac{m-x+1}{m} dt\right) \\
 & + P_x(t) \left(1 - \frac{x}{T} dt - k \frac{m-x}{m} dt + \frac{x}{T} H(y) dt\right) \\
 & + P_{x+1}(t) \left(\frac{x+1}{T} dt - \frac{x+1}{T} H(y) dt\right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{P_x(t+dt) - P_x(t)}{dt} = & P_x(t) \left(\frac{x}{T} (H(y)-1) - k \frac{m-x}{m}\right) \\
 & + P_{x-1}(t) k \frac{m-x+1}{m} + P_{x+1}(t) \frac{x+1}{T} (1-H(y)).
 \end{aligned}$$

Et, en prenant l'hypothèse du régime stationnaire :

$$\begin{aligned}
 \frac{x+1}{T} (1-H(y)) P_{x+1} = & \\
 P_x \left(\frac{x}{T} (1-H(y)) + k \frac{m-x}{m}\right) - P_{x-1} k \frac{m-x+1}{m}.
 \end{aligned}$$

Dans le cas particulier où la mémoire est totalement inoccupée :

$$\begin{aligned}
 P_0(t+dt) = & P_0(t) (1-k dt) \\
 & + P_1(t) \frac{dt}{T} (1-H(y)) (1-k dt)
 \end{aligned}$$

$$P_0(t+dt) = P_0(t) (1-k dt) + P_1(t) \frac{dt}{T} (1-H(y))$$

$$\frac{P_0(t+dt) - P_0(t)}{dt} = P_0(t) k + P_1(t) (1-H(y)) \frac{1}{T}.$$

En se plaçant dans le cas du régime stationnaire :

$$P_1 = \frac{kTP_0}{1-H(y)}.$$

Dans le cas particulier où la mémoire est totalement occupée :

$$\begin{aligned}
 P_m(t+dt) = & P_{m-1}(t) \left(1 - \frac{m-1}{T} dt\right) \frac{1}{m} k dt \\
 & + P_m(t) \left(1 - \frac{m}{T} dt\right) \\
 & + P_m(t) \frac{m}{T} dt \left(H(y) + (1-H(y)) \frac{1}{m} k dt\right)
 \end{aligned}$$

$$P_m(t+dt) = P_{m-1}(t) \frac{k}{m} dt + P_m(t) \left(1 - \frac{m}{T} (H(y)-1)\right)$$

$$\frac{P_m(t+dt) - P_m(t)}{dt} = -P_m(t) \frac{m}{T} (1-H(y)) + P_{m-1}(t) \frac{k}{m}$$

et dans le cas du régime stationnaire :

$$P_m = \frac{kTP_{m-1}}{m^2(1-H(y))}$$

En définitive, en prenant T comme unité de temps, on peut résoudre le problème à l'aide des m équations suivantes :

$$P_1 = kP_0(1-H(y))$$

$$P_{x+1} = \frac{P_x x \left(1-H(y) + k \frac{m-x}{m}\right) - P_{x-1} k \frac{m-x+1}{m}}{(x+1)(1-H(y))}$$

$$P_m = kP_{m-1}/m^2(1-H(y)).$$

En fait, ce ne sont pas m équations qu'il faut traiter mais, si s représente le nombre de positions de l'organe de stockage, il existe m équations pour chaque distribution de demandes stockées soit, au total, $m.s$ équations.

Les termes P_j exprimés plus haut représentent les probabilités d'occupation de j blocs pour y demandes sans l'organe de stockage. La probabilité totale est :

$$\bar{P}_j = \frac{P_j(y=0) + P_j(y=1) + \dots + P_j(y=s)}{s+1}$$

L'état d'occupation de l'organe de stockage intervient donc dans la fonction de distribution des occupations des blocs de la mémoire. Pour poursuivre un calcul, il faut alors disposer de trois paramètres : le nombre m des blocs, le taux k des demandes et l'occupation s de l'organe de stockage.

Il faudrait tracer des centaines de courbes pour obtenir des résultats applicables à toutes les configurations les plus usuelles.

Afin de chiffrer cependant certains résultats pour en vérifier la forme et la correspondance avec la simulation et le bon sens, on peut faire l'hypothèse suivante : l'organe de stockage est assez important pour que la probabilité de le trouver saturé soit très faible. Le nombre moyen de demandes qu'il contient est alors la quantité \bar{y} calculée précédemment.

Pour $y = \bar{y}$, la fonction $H(y)$ prend la valeur $H(\bar{y}) = k/m$ et on retrouve un système de m équations :

$$P_1 = kP_0/(1-k/m)$$

$$P_{x+1} = \frac{1}{(x+1)(1-k/m)} P_x(x(1-k/m) + k(1-x/m)) - P_{x-1}k(1-(x-1)/m)$$

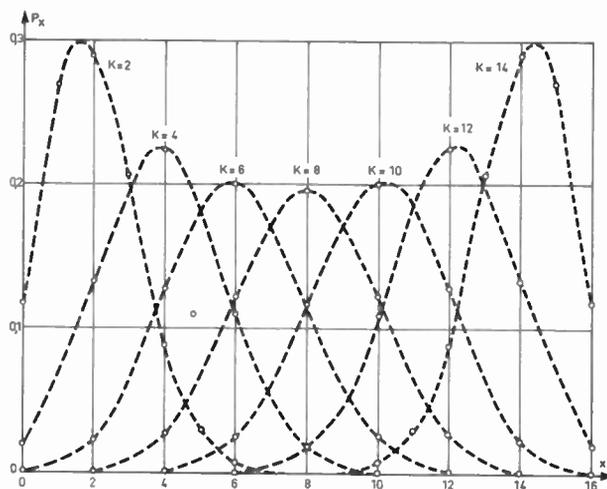


FIG. 4. — Nombre de blocs : 16 - K : nombre de demandes présentées pendant un cycle technologique : T . x : nombre de blocs au travail. P_x : Probabilité de trouver x blocs au travail.

$$P_m = kP_{m-1}/m^2(1-k/m)$$

Ces équations sont indépendantes de y mais ne représentent pas exactement la réalité puisque la valeur moyenne de $H(y)$ n'est pas nécessairement équivalente à la moyenne des fonctions calculées pour toutes les valeurs de $H(y)$. Il existe certains moyens de vérifier la validité de l'hypothèse.

— La valeur maximale de P doit être obtenue pour $x = k$.

— La valeur moyenne des blocs occupés doit être égale à k .

Ces deux conditions sont vérifiées par les courbes obtenues dans des applications à des configurations particulières.

Les courbes de la figure 4 indiquent les résultats obtenus pour $m = 16$ et différentes valeurs de k .

5. Temps de service

Lorsqu'une demande se présente à la mémoire, il est impossible de déterminer au bout de combien de temps la mémoire aura satisfait au travail que lui définit cette demande. Il importe ici de bien préciser la différence qui existe entre les ordres de lecture et d'écriture. Lorsqu'une demande de lecture est présentée, le délai qui s'écoule entre l'instant où elle se présente et celui où elle est satisfaite correspond à une attente du demandeur ; au contraire, une demande d'écriture permet la libération du demandeur, une fois que tous les éléments du travail ont été confiés à la mémoire. Cette différence n'est en fait qu'apparente car, si une demande se présente pour une information qui attend d'être écrite dans la mémoire, cette demande devra être différée tant que l'écriture ne sera pas terminée.

On ne considérera donc qu'une seule catégorie de demandes.

Le temps de service qui est bien plus lié à l'organisation du système qu'à la technologie de la mémoire peut être défini ainsi :

— C'est le temps qui s'écoule entre l'instant où la demande est formulée et l'instant où la mémoire désignée par la demande a terminé son cycle.

Ce temps de service est évidemment variable et l'on ne peut définir que des valeurs statistiques, mais il est évident qu'il ne peut varier qu'entre deux limites :

— Si le bloc demandé est libre, le temps de service est le temps de cycle de la mémoire. C'est la valeur la plus faible.

— Si le bloc désigné est occupé et fait l'objet de toutes les demandes stockées qui précèdent la demande étudiée et si l'organe de stockage est saturé, le temps de service sera de l'ordre de sT , s étant la longueur de la file et T le temps de cycle.

Le temps moyen d'attente sera la moyenne des temps possibles compris entre ces deux extrêmes, chacun d'eux étant affecté d'un coefficient représentant la probabilité qui lui correspond.

Plus que le temps moyen de service, il est utile de connaître la probabilité pour que ce temps soit inférieur à un certain délai fixé à partir des besoins des circuits utilisateurs. L'accroissement du débit de la mémoire, on l'a vu, ne correspond pas à un accroissement du temps de réponse. Il faut donc procéder à une recherche anticipée de l'information. Si l'on désire disposer d'une mémoire efficace, l'information extraite de la mémoire doit être sûrement et immédiatement accessible à l'utilisateur au moment où il en a besoin. C'est la mesure du temps de service qui indique l'avance à prévoir pour la recherche des informations dans la mémoire.

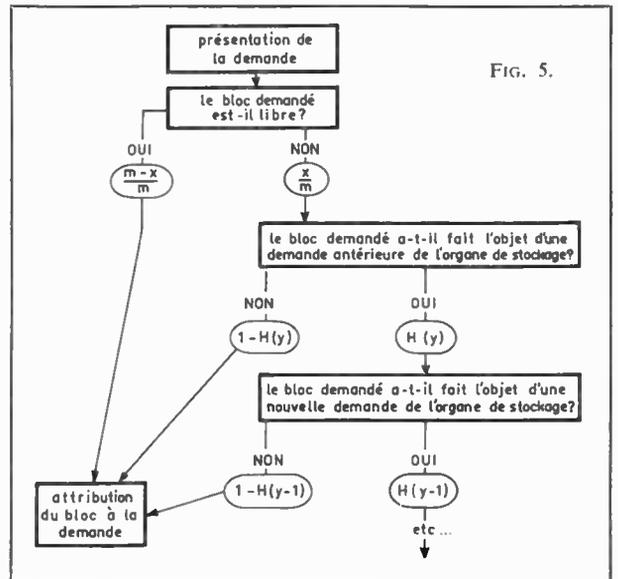
Un organigramme des différentes éventualités qui peuvent se présenter à la suite de la formulation d'une demande est plus explicite qu'une longue description. Les termes figurant sur les flèches de la figure 5 représentent les probabilités.

Il est possible d'affecter à chacun des chemins un temps de service qui est donné par le tableau I.

TABLEAU I

Chemin suivi	temps de service
Le bloc demandé est libre	T
Le bloc demandé est occupé mais ne fait l'objet d'aucune demande de l'organe de stockage	$T + T/2$
Le bloc demandé est occupé et fait l'objet d'une seule demande de l'organe de stockage	$T + T/2 + T$
Le bloc demandé est occupé et fait l'objet de j demandes de l'organe de stockage	$T + T/2 + j.T$

La valeur $T/2$ ajoutée au temps de service correspond au délai nécessaire pour qu'un bloc au travail se trouve libéré. Il s'agit d'une valeur moyenne et, contrairement à tous les autres résultats obtenus



jusqu'à présent, toutes les valeurs intermédiaires ont un sens.

Le temps de service s'exprime comme une fonction de x , nombre de blocs occupés et y , nombre de demandes dans l'organe de stockage. En partant des lois de distribution déjà établies pour x et y appliquées à la configuration étudiée, on peut définir une valeur moyenne pour chacun des temps d'attente.

La valeur moyenne de x est k puisque toutes les demandes qui se présentent sont satisfaites. La probabilité de satisfaction immédiate est donc :

$$P_T = \frac{m-k}{m}$$

Dans les autres cas, le nombre de demandes dans l'organe de stockage intervient de telle sorte que, les équations définissant $H(y)$ n'étant pas linéaires par rapport à y , il faut calculer le temps d'attente pour chaque distribution possible dans l'organe de stockage d'attente et prendre la moyenne des temps pondérés par la probabilité que l'organe se trouve dans l'état considéré.

On appelle P_j la probabilité pour que j demandes précèdent, dans l'organe de stockage, la demande qui se présente. Le stockage contient s positions. On appelle P_{ji} la probabilité partielle pour que, l'organe de stockage contenant au total i demandes, j d'entre elles concernent la demande qui se présente.

$$P_{ji} = H(i) \cdot H(i-1) \cdot \dots \cdot H(i-j+1) \cdot (1-H(i-j))$$

Si Q_i représente la probabilité pour que l'organe de stockage contienne i demandes :

$$P_j = \frac{\sum_{i=0}^{i=s} P_{ji} Q_i}{s+1}$$

Si on considère que l'organe de stockage contient,

en moyenne, \bar{y} demandes, on peut obtenir une expression simplifiée :

$$P_j = H(\bar{y}) \cdot H(\bar{y}-1) \cdot \dots \cdot H(\bar{y}-j+1) \cdot (1-H(\bar{y}-j)) .$$

Cette formule simplifiée a été employée pour déterminer le temps de service dans les configurations étudiées jusqu'à présent. A partir des résultats numériques obtenus, on peut définir la « profondeur » de la recherche anticipée en choisissant d'avance un temps tel que la probabilité pour une demande de ne pas être servie au bout de ce temps soit inférieure à une valeur fixée a priori.

6. Conclusion

Le partage de la mémoire centrale conduit à développer, au centre même de l'ordinateur, des principes de simultanéité apparus depuis longtemps dans la gestion des organes périphériques et plus récemment dans les unités de traitement. Cette simultanéité dans la mémoire centrale permet d'obtenir, des débits d'informations plus adaptés aux possibilités des technologies récentes.

Il est possible de connaître avec précision les résultats apportés par le partage de la mémoire et d'organiser, en conséquence, les éléments logiques qui y ont accès. La connaissance des débits moyens, des probabilités de saturation de la mémoire, des organes de stockage associés et la détermination statistique du temps d'accès fournissent les éléments pour opérer

les choix suivants : temps de cycle du bloc technologique, nombre de blocs indépendants, nombre de positions dans les organes de stockage et profondeur des files d'anticipation. Il semble qu'il soit de moins en moins possible de donner un modèle totalement déterminé d'un système de traitement de l'information, l'approche statistique représente alors un outil prévisionnel efficace, il doit être possible de l'étendre à d'autres domaines que celui du stockage.

Bibliographie

- [1] DUVERGER L. — Logique et Fonctionnement du GAMMA 60. Revue générale des chemins de fer, mars 1962.
- [2] SHOW H. and WISEMAN N.E. — System design of a small, fast, digital computer IEEE Transactions on Electronic computers, décembre 1963.
- [3] B 5500 reference manual 1964, publiée par Burroughs.
- [4] LEHMAN M., ESHED R. and METTER Z. — Sabrac, a new generation serial computer IEEE Transactions on Electronic computers, janvier 1964.
- [5] FLYNN M.J., LOW P.R., BOLAND L.J., GRANITO G.D., MARCOTTE A.V., GOLDSCHMIDT R.E. and POWERS D.M. — Papers on system 360-91. IBM journal of R. & D., janvier 1967.
- [6] CRANC B.A. and GITHENS J.A. — Bulk processing in distributed logic memories IEEE. Transactions on electronic computers, février 1965.
- [7] BOUDREAU P.E. and KAC M. — Analysis of a basic queuing problem in computer system. IBM journal of R. & D. avril 1961.
- [8] FELLER W. — An introduction to probability theory and its applications. Publié chez Willey, tome 1.

Calcul d'erreur des réseaux de conversion analogique-numérique

R. FENELON et R. SCURSOGLIO
SFERNICE

1. Introduction

L'évolution sans cesse croissante de la technique implique l'utilisation d'instruments de mesure et de contrôle de plus en plus précis et rapides.

En particulier, en ce qui concerne les appareils de mesure, on constate un abandon progressif des appareils indicateurs conventionnels au profit des appareils numériques qui ont une meilleure « résolution », donnent des réponses plus rapides, facilitent la mise en « mémoire » des résultats et qui s'intègrent très aisément dans les systèmes automatiques.

D'autre part, l'enregistrement numérique des informations accroît la finesse de résolution et la sûreté de transmission des données quand il s'agit de résoudre des problèmes de télémessure et de télécommande dans les domaines les plus divers, en particulier dans le cas de l'ordinateur qui n'accepte ou ne fournit que des informations numériques.

Ces quelques réflexions font apparaître la nécessité de disposer d'éléments de conversion précis et fidèles et font présager un développement considérable des convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques, dont la partie la plus déterminante pour en assurer la précision est un réseau de résistances dit « réseau de conversion » que l'utilisateur pourra se procurer directement sous forme modulaire.

Le fabricant de réseaux de conversion choisira la technologie de construction assurant le meilleur compromis entre les performances exigées et le prix de revient.

Deux méthodes de fabrication peuvent être actuellement utilisées :

- 1) soit celle des circuits déposés (émail conducteur - oxyde - métal évaporé) ;
- 2) soit celle consistant à assembler des éléments discrets tels que :
 - résistances à couche métallique mince,
 - résistances à couche métallique épaisse,
 - résistances bobinées de précision.

Ces moyens dont dispose le fabricant permettent de résoudre les problèmes de l'utilisateur tels que :

- nombre de chiffres affichables, qui définit la tolérance, la stabilité et le coefficient de température des éléments constitutifs ;
- temps de réponse ;
- impédance ;
- encombrement et poids ;
- prix.

En résumé, les qualités que peut procurer chaque méthode de fabrication apparaissent dans le tableau I.

Cependant, quel que soit le choix fait, la précision de la fonction de transfert dépendra non seulement de la tolérance des éléments résistants, mais surtout des écarts relatifs des éléments entre eux et de leur position à l'intérieur du circuit, comme le démontre la suite de cet article.

TABLEAU 1 - Qualités des résistances suivant leur mode de fabrication

Méthode de fabrication	Matériaux	Nombre maximal de chiffres binaires affichables	Temps de réponse	Encombrement
Circuits déposés	cermet	8 à 10	bon	très faible
	couche métallique évaporée	10 à 12	bon	très faible
Éléments discrets	couche métallique mince	8 à 10	bon	faible
	couche métallique épaisse	12 à 16	bon	faible
	bobinés de précision	12 à 16	bon médiocre	non négligeable

2. Généralités sur les systèmes de conversion numériques ↔ analogiques

Pour représenter ou transmettre soit une grandeur, soit un nombre dans les calculateurs, les appareils de mesure, les machines automatiques, en télémesure, etc., deux méthodes peuvent être envisagées :

- la méthode analogique qui consiste à représenter la grandeur ou le nombre par une tension qui lui est directement proportionnelle ;
- la méthode numérique qui consiste en l'utilisation des nombres. Cette méthode a l'avantage d'éviter les erreurs de transcription et de faciliter l'enregistrement automatique.

Le problème du passage d'une « grandeur » à son nombre associé, ou bien d'un nombre à sa « grandeur » proportionnelle, se résout au moyen de dispositifs « codeurs » (convertisseurs analogiques-numériques) ou de « décodeurs » (convertisseurs numériques-analogiques). Ces dispositifs utilisent généralement le système binaire ou le système « décimal codé en binaire ».

3. Codeurs. Décodeurs

Les codeurs et décodeurs, lorsqu'ils sont réalisés par des circuits électriques passifs, utilisent des réseaux de conversion, que l'on peut considérer comme des « boîtes noires » comportant autant d'entrées (bits ou duals) qu'il y a de chiffres binaires affichables et une sortie qui délivre un courant ou une force électromotrice proportionnel au nombre binaire affiché sur les entrées.

Pour afficher un nombre binaire, on excite les entrées du réseau de conversion qui correspondent à chacun des « 1 » du nombre binaire, les autres entrées restant en position de repos (schéma de principe général : fig. 1).

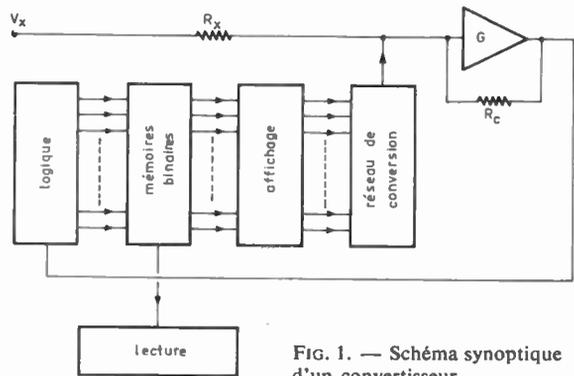


FIG. 1. — Schéma synoptique d'un convertisseur.

4. Réseaux de conversion numériques-analogiques

4.1. Réseau à résistances pondérées

Nous voyons en figure 2 qu'en supposant le gain G suffisamment élevé pour que v soit négligeable :

$$e_s = -R_c \sum_0^{n-1} i_j$$

ce qui peut s'écrire :

$$e_s = -R_c \left(\frac{e_0}{R} + \frac{e_1}{2R} + \dots + \frac{e_{n-1}}{2^{n-1}R} \right) \quad (1)$$

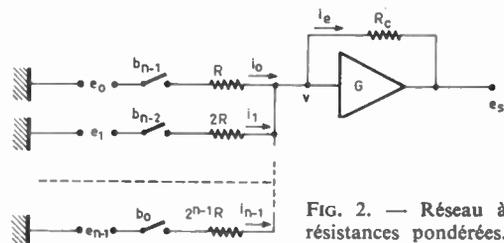


FIG. 2. — Réseau à résistances pondérées.

si nous avons $e_0 = e_1 = \dots = e_{n-1} = E$,

$$e_s = -ER_c \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}R} \right) \quad (2)$$

quantifions par b_0, b_1, b_{n-1} la position des interrupteurs, b_i étant égal à 0 si l'interrupteur est ouvert et à 1 s'il est fermé. En prenant $R_c = R$, nous obtenons l'équation :

$$e_s = \frac{-E}{2^{n-1}} (b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots + b_02^0)$$

que l'on peut écrire :

$$e_s = e(b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots + b_02^0). \quad (3)$$

La précision de cette conversion dépend :

- a) du choix de l'amplificateur (gain et dérive),
- b) de la précision des résistances utilisées dans le circuit.

L'inconvénient de ce circuit est qu'il utilise des résistances de valeurs très différentes dès que le nombre de duals devient élevé, résistances qui, de ce fait, n'auront pas un comportement homogène.

Pour un grand nombre de duals, on préfère utiliser un autre type de réseau dont les résistances ne sont plus pondérées, mais ne font appel qu'à deux valeurs ohmiques R et $2R$.

4.2. Réseaux $R/2R$

4.2.1. Introduction

Le réseau $R/2R$ n'est constitué que de résistances R et $2R$; un ensemble de deux résistances tel que r_i/R_i est appelé cellule de rang i (fig. 3a).

Un réseau complet à n duals comporte $(n-1)$ cel-

lules telles que définies ci-dessus, et deux cellules incomplètes, celle de rang 1 constituée par la résistance R_1 et celle de rang $n+1$ constituée par la résistance R_{n+1} , leur valeur étant :

$$r_1 = r_2 = \dots = r_i = \dots = r_n = R$$

$$R_1 = R_2 = \dots = R_i = \dots = R_n = 2R.$$

On peut considérer par ailleurs que la résistance de contre-réaction R_c fait partie du réseau (sa valeur est généralement $2R$).

Une série d'inverseurs θ relie chaque résistance $2R$ soit au potentiel 0, soit au potentiel de la tension de référence E (fig. 3a).

4.2.2. Calcul des forces électroniques équivalentes du réseau

Considérons la cellule de rang i , on peut remplacer toute la partie du circuit située à droite de cette cellule par un réseau équivalent d'impédance Z_{i+1} en série avec la fém E_{i+1} . On obtient un réseau (fig. 3b) constitué des résistances r_i, R_i, Z_{i+1} et les fém E_{i+1} et E , lui-même équivalent à une impédance

$$Z_i = \frac{R_i Z_{i+1}}{R_i + Z_{i+1}} + r_i \quad (4)$$

en série avec une force électromotrice

$$E_i = \frac{Z_{i+1} \theta_i}{R_i + Z_{i+1}} E + \frac{R_i}{R_i + Z_{i+1}} E_{i+1}, \quad (5)$$

θ_i étant égal à 0 ou à 1 suivant que la cellule i est appelée ou non.

L'application de ces formules générales à chaque cellule dans le cas où $r_i = R$ et $R_i = 2R$ nous donne, pour la résistance équivalente Z_i du réseau à l'exception de la résistance de contre-réaction R_c , la valeur

$$Z_i = R$$

et pour la fém équivalente, on aura successivement :

rang n

$$\frac{E_n}{E} = \frac{\theta_0}{2}$$

rang $n-1$

$$\frac{E_{n-1}}{E} = \frac{1}{2} \left(\theta_1 + \frac{\theta_0}{2} \right) = \frac{\theta_1}{2} + \frac{\theta_0}{2^2}$$

.....

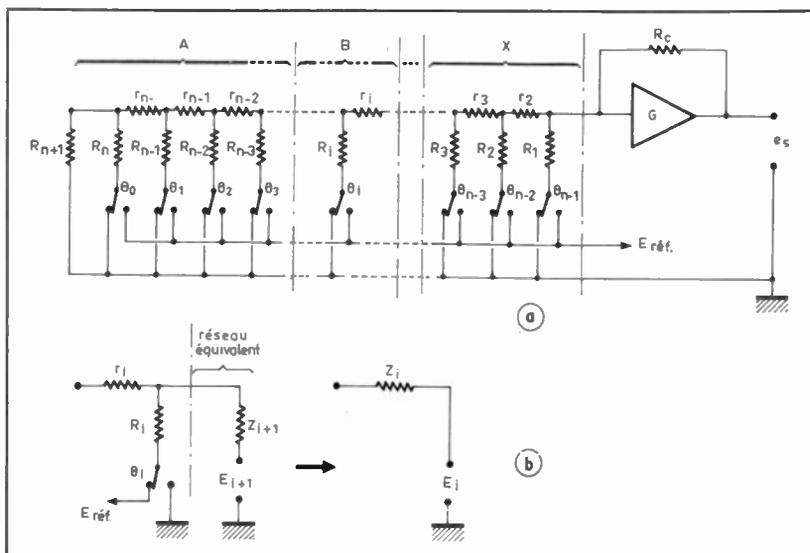


FIG. 3. — Réseau $R/2R$.

rang $n-j$

$$\frac{E_{n-j}}{E} = \frac{1}{2} \left(\theta_j + \frac{E_{j+1}}{E} \right) = \frac{\theta_j}{2} + \frac{\theta_{j+1}}{2^2} + \dots + \frac{\theta_0}{2^{j+1}}$$

rang 1

$$\frac{E_1}{E} = \frac{1}{2} \left(\theta_{n-1} + \frac{E_2}{E} \right) = \frac{\theta_{n-1}}{2} + \frac{\theta_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{\theta_0}{2^n}$$

Comme dans le cas du réseau pondéré, écrivons l'expression de la tension de sortie

$$e_s = -E_1 \frac{R_c}{Z_1}$$

soit, si la résistance de contre-réaction $R_c = 2R$

$$e_s = -2E_1$$

et en remplaçant E_1 par sa valeur :

$$\begin{aligned} e_s &= 2E \left(\frac{\theta_{n-1}}{2} + \frac{\theta_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{\theta_0}{2^n} \right) \\ &= \frac{-E}{2^{n-1}} (\theta_{n-1} 2^{n-1} + \theta_{n-2} 2^{n-2} + \dots + \theta_0 2^0) \\ e_s &= e (\theta_{n-1} 2^{n-1} + \theta_{n-2} 2^{n-2} + \dots + \theta_0 2^0), \end{aligned} \quad (6)$$

expression identique à la formule (3) du § 4.1. Les deux types de réseau sont donc bien équivalents.

4.3. Réseau décimal codé binaire analogique (DCB/A)

Dans ce système, on représente chacun des chiffres (0 à 9) du nombre décimal par son équivalent

binaire à l'aide d'un réseau $R/2R$ à 4 entrées. Il faut donc autant de réseaux $R/2R$ (décade) qu'il y a de chiffres dans le nombre décimal à convertir. Un réseau auxiliaire fournit une atténuation de 1/10 entre chaque décade.

La figure 4a représente un réseau DCB/A à $(g+1)$ décades, les résistances r_1, r_2, r_g et r_{g+1} constituant le réseau auxiliaire d'atténuation.

La figure 4b représente le schéma équivalent de la figure 4. Chaque réseau $R/2R$ (décade) y est remplacé par son impédance équivalente $Z_{1i} = R$ et sa fém équivalente E_{1i} (cf. § 4.2.2).

Posons :

$$r_1 = r_2 \dots = r_g = \dots aR$$

$$r_{g+1} = bR$$

La figure 4c représente le schéma équivalent à droite du point A, la partie α de la figure 4b étant remplacée par son impédance équivalente Z_{i+1} et sa fém E_{i+1} .

On obtient

$$Z_i = \frac{Z_{1i} Z_{i+1}}{Z_{1i} + Z_{i+1}} + r_i. \quad (7)$$

Un calcul rapide permet de trouver que $a = 8,1$ et $b = 9$ pour obtenir une atténuation de 1/10 de décade en décade.

En remplaçant dans l'équation (7) chaque terme par sa valeur, on trouve :

$$Z_i = 8,1R + \frac{9R}{10R} = 9R.$$

L'impédance équivalente du réseau sera :

$$Z_e = \frac{9R.R}{9R+R} = 0,9R.$$

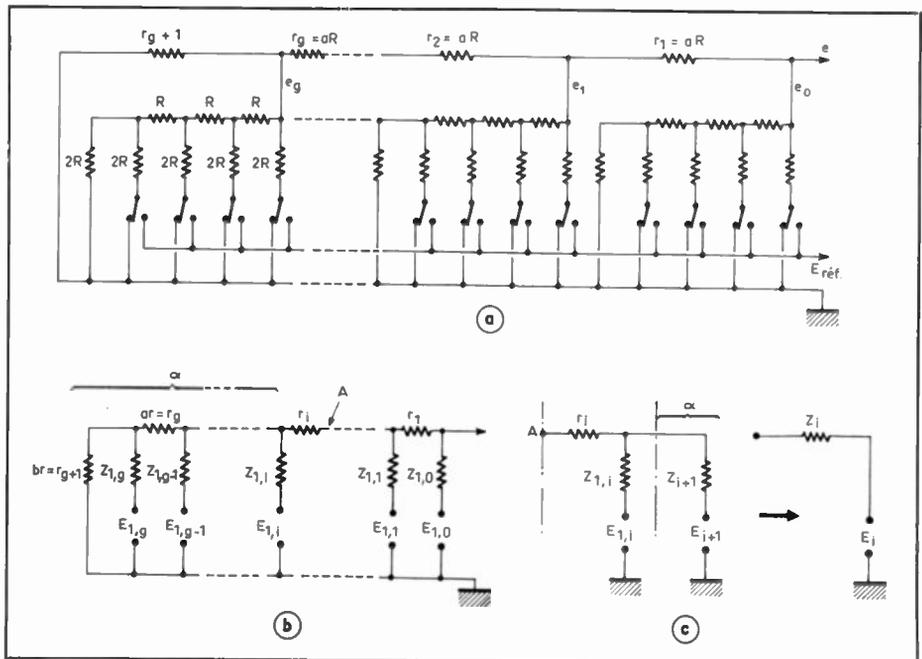


FIG. 4. — Réseau DCB/A à $(g+1)$ décades.

Par ailleurs, la fém équivalente aura pour expression :

$$e = 0,9 \left(e_0 + \frac{e_1}{10} + \dots + \frac{e_g}{10^g} \right). \quad (8)$$

5. Calcul d'erreur

5.1. Réseau à résistances pondérées

Dans l'équation (2) que nous répétons ci-après :

$$e_s = -ER_c \left(\frac{1}{2^0 R} + \frac{1}{2^1 R} + \dots + \frac{1}{2^{n-1} R} \right),$$

posons

$$R_0 = 2^0 R, R_1 = 2 R \dots R_{n-1} = 2^{n-1} R$$

et afin de simplifier le calcul, introduisons des résistances fictives $r_0, r_1 \dots r_{n-1}$ telles que

$$r_c = R_c \quad r_0 = R_0 \quad r_1 = \frac{1}{2} R_1 \quad \dots \quad r_j = \frac{1}{2^j} R_j.$$

Toutes ces résistances sont égales entre elles et ont pour valeur théorique R_N , mais les tolérances de fabrication font que les valeurs exactes de ces pièces sont :

$$\begin{aligned} r_c &= R_N + \Delta r_c & r_1 &= R_N + \Delta r_1 \\ r_0 &= R_N + \Delta r_0 & r_{n-1} &= R_N + \Delta r_{n-1}. \end{aligned}$$

On peut remarquer que $\frac{\Delta r_j}{r_j} = \frac{\Delta R_j}{R_j}$.

L'équation (2) peut alors s'écrire :

$$-\frac{e_s}{E} = r_c \left(r_0 + \frac{1}{2} \frac{1}{r_1} + \dots + \frac{1}{2^j} \frac{1}{r_j} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \frac{1}{r_{n-1}} \right)$$

que l'on peut résumer par

$$-\frac{e_s}{E} = A r_c, \quad (9)$$

la valeur théorique de A étant

$$A_N = \frac{1}{R_N} \left(1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \right) = \frac{1}{R_N} \left(2 - \frac{1}{2^{n-1}} \right).$$

Calculons l'erreur absolue du terme r_i . On a :

$$\Delta \left(\frac{1}{r_j} \right) = \frac{\Delta r_j}{r_j^2} = \frac{1}{R_N} \frac{\Delta r_j}{r_j}$$

puisque la valeur théorique de r_j est R_N .

Finalement

$$\begin{aligned} \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta A}{A_N} &= \frac{1}{2 - \frac{1}{2^{n-1}}} \left(\frac{\Delta r_0}{r_0} + \frac{1}{2} \frac{\Delta r_1}{r_1} + \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2^j} \frac{\Delta r_j}{r_j} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \frac{\Delta r_{n-1}}{r_{n-1}} \right). \end{aligned}$$

La dérivée logarithmique de l'équation (9) a pour expression :

$$\frac{\Delta e_s}{e_s} = \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta r_c}{r_c},$$

soit

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e_s}{e_s} &= \frac{\Delta r_c}{r_c} + \frac{1}{2 - \frac{1}{2^{n-1}}} \left(\frac{\Delta r_0}{r_0} + \frac{1}{2} \frac{\Delta r_1}{r_1} + \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2^j} \frac{\Delta r_j}{r_j} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \frac{\Delta r_{n-1}}{r_{n-1}} \right). \quad (10) \end{aligned}$$

Si le réseau comporte suffisamment de résistances (ce qui est pratiquement toujours le cas), on admet que

$$2 - \frac{1}{2^{n-1}} \neq 2$$

et l'équation (9) devient :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e_s}{e_s} &= \frac{\Delta r_c}{r_c} + \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta r_0}{r_0} + \frac{1}{2^2} \frac{\Delta r_1}{r_1} + \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2^{j+1}} \frac{\Delta r_j}{r_j} + \dots + \frac{1}{2^n} \frac{\Delta r_{n-1}}{r_{n-1}} \right). \end{aligned}$$

Dans le cas où toutes les résistances constitutives du réseau ont la même tolérance, on aura :

$$\frac{\Delta e_s}{e_s} = 2 \frac{\Delta R}{R}. \quad (11)$$

L'équation (10) montre que les erreurs relatives des résistances sont divisées successivement par $2 - 4 - \dots - 2^n$, ce qui permet d'utiliser, pour les résistances les plus élevées, des tolérances plus larges sans diminuer sensiblement la précision de l'ensemble.

En choisissant une tolérance $\frac{\Delta R}{R} = \alpha$ pour les k premières résistances et une tolérance β pour les autres, la formule (10) s'écrirait :

$$\frac{\Delta e_s}{e_s} = \alpha \left(2 - \frac{1}{2^{k-1}} \right) + \frac{\beta}{2^k} \left(2 - \frac{1}{2^{n-k}} \right). \quad (12)$$

5.2. Réseaux $R/2R$

5.2.1. Cas où toutes les résistances ont la même tolérance

5.2.1.1. Erreur sur les impédances

En calculant la différentielle totale exacte de l'expression (4)

$$Z_i = \frac{R_i \cdot Z_{i+1}}{R_i + Z_{i+1}} + r_i$$

et en remplaçant dans le résultat $2r_i$, R_i , Z_{i+1} par $2R$ qui est leur valeur théorique, nous trouvons :

$$\frac{\Delta Z_i}{Z_i} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R_i}{R_i} + \frac{1}{4} \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}} + \frac{1}{2} \frac{\Delta r_i}{r_i} \quad (13)$$

toutes les résistances étant à la même tolérance, on trouve in fine :

$$\frac{\Delta Z_i}{Z_i} = \frac{\Delta R}{R} \quad (14)$$

La tolérance sur l'impédance équivalente est la même que celle sur les résistances constitutives ; en particulier pour l'impédance équivalente Z_1 :

$$\frac{\Delta Z_1}{Z_1} = \frac{\Delta R}{R}$$

5.2.1.2. Erreur sur les fém équivalentes

Différentions l'équation (5) et, comme précédemment, remplaçons dans le résultat R_i , Z_{i+1} par $2R$ en remarquant également que $dE = 0$. On obtient comme expression de l'erreur absolue :

$$\Delta E_i = \frac{1}{2} |\Delta E_{i+1}| + \frac{1}{4} \left\{ \left| \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}} \right| + \left| \frac{\Delta R_i}{R_i} \right| \right\} \{ |\theta_i E - E_{i+1}| \} \quad (15)$$

Pour $\theta_i = 0$, nous aurons $|\theta_i E - E_{i+1}| = E_{i+1}$

Pour $\theta_i = 1$, nous aurons $|\theta_i E - E_{i+1}| = E - E_{i+1}$

Pour exprimer ces deux cas, nous utiliserons la formule unique

$$\theta_i E + (-1)^{\theta_i} E_{i+1}$$

Toutes les tolérances sur les résistances étant égales par hypothèse, l'expression de ΔE_i sera :

$$\Delta E_i = \frac{1}{2} \Delta E_{i+1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} [\theta_i E + (-1)^{\theta_i} E_{i+1}] \quad (16)$$

formule de récurrence qui nous permettra de calculer l'erreur sur la fém équivalente de chaque cellule en commençant par la dernière cellule du réseau.

L'erreur sur la fém équivalente du réseau sera donnée par l'expression de $\Delta E_i/E_i$ correspondant au rang 1 :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta E_1}{E} \frac{R}{\Delta R} &= \frac{\theta_1}{2} + \frac{\theta_2}{2^2} [1 + (-1)^{\theta_1}] \\ &+ \frac{\theta_3}{2^3} [1 + (-1)^{\theta_2} + (-1)^{\theta_1}] + \dots \\ &+ \frac{\theta_n}{2^n} [1 + (-1)^{\theta_{n-1}} + \dots + (-1)^{\theta_1}] \quad (17) \end{aligned}$$

Signalons deux cas particuliers :

- aucune cellule n'est appelée

$$\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = 0,$$

l'erreur est nulle ;

- toutes les cellules sont appelées

$$\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = 1,$$

$$\frac{\Delta E_1}{E} = \frac{\Delta R}{R} \frac{n}{2^n} \quad (18)$$

Le calcul de l'erreur $\frac{\Delta E_1}{E} \frac{R}{\Delta R}$ pour chacun des nombre binaires affichables donne la courbe A (fig. 5). Ce calcul a été fait en se limitant à 8 duals, mais étant donné le choix de l'échelle en abscisse donnant les premiers chiffres du nombre binaire, elle demeure valable quel que soit le nombre de cellules du réseau. Ainsi, pour un réseau à 4 duals, on utiliserait les points 0001 - 0010 - 0011 ... 1111 (courbe C, fig. 5).

Le tracé de cette courbe montre que le premier maximum absolu de l'erreur est obtenu pour un dual appelé sur deux : 010101... La formule (17) appliquée à ce nombre donnera l'expression de l'erreur maximale sur la fém équivalente

$$\left(\frac{\Delta E_1}{E} \right)_{\max} \leq \frac{2}{3} \frac{\Delta R}{R} \quad (19)$$

quel que soit le nombre de duals.

5.2.2. Cas où toutes les résistances n'ont pas la même tolérance

Hypothèses :

- le réseau est décomposé en X sous-ensembles comportant chacun un certain nombre de cellules. A la limite, le nombre de sous-ensembles peut être 1 ou $n-1$, les résistances constitutives d'un même sous-ensemble seront toutes à la même tolérance,

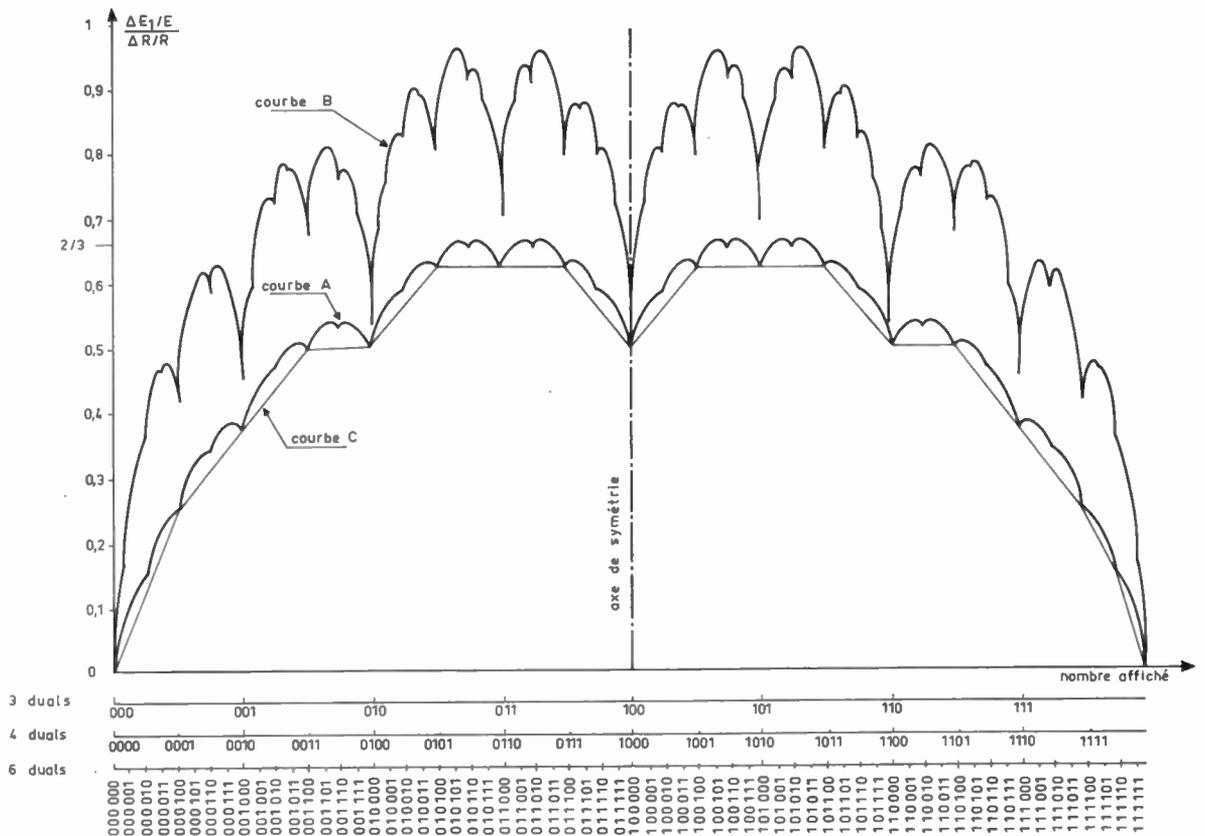


FIG. 5.

c'est dire que, dans un sous-ensemble S :

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \frac{\Delta r_i}{r_i} = \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_S,$$

la résistance R_{n+1} et les n_A dernières cellules (sous-ensemble A) de rang n à $n - (n_A - 1)$ sont à la tolérance

$$\left(\frac{\Delta R}{R} \right)_A = \alpha,$$

les n_B précédentes (sous-ensemble B) de rang $n - n_A$ à $n - n_A - n_B - 1$ sont à la tolérance

$$\left(\frac{\Delta R}{R} \right)_B = \beta$$

et ainsi de suite (fig. 3).

5.2.2.1. Erreur sur les impédances

En fonction des hypothèses ci-dessus, la formule (13) devient

$$\frac{\Delta Z_i}{Z_i} = \frac{3}{4} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_i + \frac{1}{4} \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}}. \quad (20)$$

La tolérance sur toutes les impédances équivalen-

tes (à chaque rang) du sous-ensemble A est α .

Sous-ensemble B :

cellule de rang $n - n_A = n_B$

$$\frac{\Delta Z_{n_B}}{Z_{n_B}} = \frac{3}{4} \beta + \frac{1}{4} \alpha$$

cellule de rang $n - (n_A + 1) = n_B - 1$

$$\frac{\Delta Z_{n_B-1}}{Z_{n_B-1}} = \frac{3}{4} \beta + \frac{1}{4} \left(\frac{3}{4} \beta + \frac{1}{4} \alpha \right) = \frac{15}{16} \beta + \frac{1}{16} \alpha$$

et ainsi de suite.

Pour un sous-ensemble B constitué d'une seule cellule, on aura comme expression de l'erreur :

$$\frac{\Delta Z_{n_B}}{Z_{n_B}} = \frac{3}{4} \beta + \frac{1}{4} \alpha,$$

pour deux cellules, on aura

$$\frac{\Delta Z_{n_B-1}}{Z_{n_B-1}} = \frac{15}{16} \beta + \frac{1}{16} \alpha,$$

pour trois cellules

$$\frac{\Delta Z_{n_B-2}}{Z_{n_B-2}} = \frac{63}{64} \beta + \frac{1}{64} \alpha$$

et on vérifiera aisément que si le sous-ensemble *B* comporte quatre cellules ou plus, l'erreur

$$\frac{\Delta Z_{n_B-x}}{Z_{n_B-x}}$$

correspondante sera pratiquement égale à β .

5.2.2.2. Erreur sur les forces électromotrices :

Pour les n_A dernières cellules du sous-ensemble *A*, le calcul est le même que dans le cas d'une seule tolérance. Pour la suivante, il faudra utiliser la formule (15) pour obtenir :

$$\frac{\Delta E_{n-n_A}}{E} = \frac{\alpha}{2} \left\{ \frac{\theta_{n-(n_A-1)}}{2} + \dots + \frac{\theta_n}{2^{n_A}} [1 + \dots + (-1)^{\theta_{n-1}}] \right\} + \frac{1}{4}(\alpha + \beta) \left[\theta_{n-n_A} + (-1)^{\theta_{n-n_A}} \frac{E_{n-(n_A-1)}}{E} \right]$$

et ainsi de suite jusqu'au rang 1.

L'expression $\Delta E_i/E$ est d'écriture extrêmement compliquée et ne sera pas donnée dans cet article. Dans le cas particulier d'un réseau à 8 duals dont les 4 premiers sont constitués de résistances à la tolérance β et les 4 suivantes à la tolérance $\alpha = 5\beta$, on a tracé la courbe

$$\frac{\Delta E_1}{E} \frac{R}{\Delta R} \quad \text{soit} \quad \frac{\Delta E_1}{E} \frac{1}{\beta}$$

en fonction du nombre affiché (courbe B, fig. 5).

Il est à remarquer que, dans ces conditions, le maximum absolu de l'erreur $\Delta E/E_1$ reste inférieur à β au lieu de $\frac{2}{3} \frac{\Delta R}{R}$ obtenu pour la courbe A.

5.3. Réseau DCB/A

5.3.1. Erreur sur les impédances

En opérant le calcul d'erreur sur Z_i (formule (7)), on trouve que

$$\frac{\Delta Z_i}{Z_i} = 0,9 \frac{\Delta r_i}{r_i} + 0,09 \frac{\Delta Z_{1i}}{Z_{1i}} + 0,01 \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}} \quad (21)$$

En choisissant les tolérances de telle manière que

$$0,09 \frac{\Delta Z_{1i}}{Z_{1i}} + 0,01 \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}}$$

soit inférieur à $0,9 \Delta r_i/r_i$, on pourra borner l'expression de $\Delta Z_i/Z_i$ par $\Delta r_i/r_i$.

Pour le rang 1, de configuration différente (r_0

n'existant pas), on reprendra le calcul à partir de

$$Z_1 = \frac{Z_{11} \cdot Z_2}{Z_{11} + Z_2} = 0,9R$$

pour trouver finalement (22)

$$\frac{\Delta Z_1}{Z_1} = 0,9 \frac{\Delta Z_{11}}{Z_{11}} + 0,1 \frac{\Delta r_2}{r_2}$$

5.3.2. Erreur sur les forces électromotrices

La fém équivalente E_i pour la cellule de rang *i* aura pour expression :

$$E_i = \frac{Z_{i+1}}{Z_{1i} + Z_{i+1}} E_{1i} + \frac{Z_{1i}}{Z_{1i} + Z_{i+1}} E_{i+1} \quad (23)$$

En remplaçant $\frac{Z_{i+1}}{Z_{1i} + Z_{i+1}}$ par 0,9 et $\frac{Z_{1i}}{Z_{1i} + Z_{i+1}}$ par 0,1 et en passant aux erreurs, il vient :

$$\Delta E_i = 0,9 \Delta E_{1i} + 0,1 \Delta E_{i+1} + (E_{1i} - E_{i+1}) \left(0,9 \frac{\Delta Z_{i+1}}{Z_{i+1}} + 0,1 \frac{\Delta Z_{1i}}{Z_{1i}} \right) \quad (24)$$

La formule (24) appliquée successivement à chaque rang nous conduit à l'expression de l'erreur sur la fém équivalente au rang 1, c'est-à-dire au réseau.

Cette expression pourra se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} \Delta E_1 = & \frac{1}{10} \left[9\Delta E_{11} + (E_{11} - 0,9E_{12}) \left(9\frac{\Delta r_2}{r_2} + \frac{\Delta Z_{11}}{Z_{11}} \right) \right] \\ & + \frac{1}{10^2} \left[9\Delta E_{12} + (E_{12} - 0,9E_{13}) \left(9\frac{\Delta r_3}{r_3} + \frac{\Delta Z_{12}}{Z_{12}} \right) \right] \\ & \dots \dots \dots \\ & + \frac{1}{10^{g-1}} \left[9\Delta E_{1,g-1} + (E_{1,g-1} - 0,9E_{1g}) \left(9\frac{\Delta r_g}{r_g} + \frac{\Delta Z_{1,g-1}}{Z_{1,g-1}} \right) \right] \\ & + \frac{1}{10^g} \left[9\Delta E_{1g} + E_{1g} \left(9\frac{\Delta R_{g+1}}{R_{g+1}} + \frac{\Delta Z_{1g}}{Z_{1g}} \right) \right] \quad (25) \end{aligned}$$

En résumé, un réseau DCB/A est équivalent à une résistance $0,9R$ en série avec une fém

$$e = 0,9 \left(e_0 + \frac{e_1}{10} + \frac{e_2}{100} + \dots + \frac{e_g}{10^g} \right)$$

l'expression des erreurs correspondantes étant donnée par les formules (22) et (25).

6. Applications des calculs d'erreur

L'utilisation d'un réseau de conversion se fait selon le schéma de la figure 6 : le réseau est équivalent à une fém E_1 en série avec une impédance Z_1 dont les calculs précédents ont donné les valeurs et l'expression des erreurs sur ces valeurs dues aux tolérances sur les résistances constitutives.

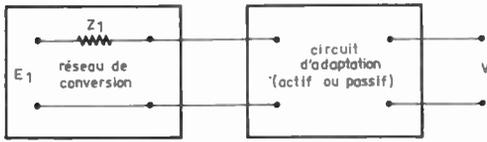


FIG. 6.

Selon les applications, un circuit d'adaptation actif (amplificateur opérationnel) ou passif (atténuateur), connecté à la sortie du réseau, permet d'obtenir les tensions V d'utilisation désirées, en fonction du nombre affiché sur le réseau et de la tension de référence.

La tension V est toujours rigoureusement proportionnelle à la fém équivalente E_1 donc

$$V = K_1 E_1,$$

K_1 étant une constante ne dépendant que de Z_1 et des résistances constituant le réseau d'adaptation.

On pourra toujours donner à K_1 la valeur exacte désirée en agissant soit sur la valeur de la tension de référence, soit en prévoyant une résistance ajustable dans le réseau d'adaptation. On ne tiendra donc plus compte de cette erreur dans la suite.

D'autre part, la fém E_1 devrait être proportionnelle au nombre affiché N donc

$$E_1 = K_2 N.$$

Dans ce cas, K_2 n'est pas rigoureusement constant du fait de l'erreur ΔE_1 sur E_1 .

Finalement

$$V = K_1 K_2 N$$

Quand tous les duals sont appelés, on obtient la tension V_{\max} correspondant à N_{\max} .

$$V_{\max} = K_1 \left(1 - \frac{1}{2^n}\right) E.$$

En pratique, pour un nombre quelconque de duals appelés, on obtient une tension de sortie $V_{\text{réelle}}$ différente de la valeur $V_{\text{théorique}}$.

On peut définir l'erreur sur la tension d'utilisation par rapport à sa pleine échelle :

$$\varepsilon = \frac{V_{\text{réelle}} - V_{\text{théorique}}}{V_{\max}} = \frac{V_{\text{réelle}} - V_{\text{théorique}}}{K_1 (1 - 1/2^n) E}$$

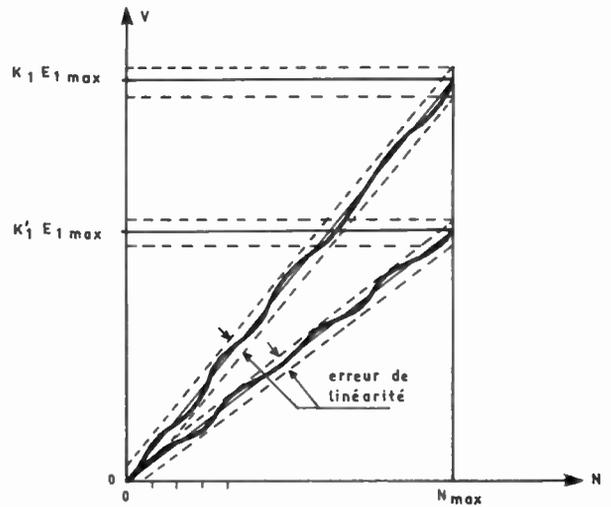


FIG. 7. — Erreurs de linéarité et de pente.

$$\varepsilon \simeq \frac{E_{1\text{réelle}} - E_{1\text{affichée}}}{E} \quad \varepsilon \simeq \frac{\Delta E_1}{E}$$

Cette erreur ε dépend uniquement des résistances constitutives du réseau. Dans une représentation de la tension d'utilisation en fonction du nombre affiché, l'erreur sur K_1 représenterait un décalage de la pente, tandis que l'erreur sur K_2 représenterait une erreur de linéarité (fig. 7).

L'utilisateur de réseau devra se souvenir que l'erreur ε n'est partiellement pas rattrapable contrairement aux erreurs de pente, et qu'elle est indépendante du circuit d'adaptation utilisé.

Il est commode pour l'utilisateur de définir la précision de linéarité du réseau de conversion en bornant l'erreur ΔE_1 , de façon que l'erreur sur la tension d'utilisation reste inférieure à la variation de cette tension résultant de l'accroissement d'une unité du plus petit poids de l'information numérique.

Nous rappelons que cette étude ne tient pas compte des erreurs supplémentaires introduites par le système de commutation.

7. Conclusion

Comme le prouve la présente étude, quel que soit le type de réseau, l'application du calcul d'erreur correspondant demeure difficile pour l'utilisateur.

En pratique, un réseau de conversion, réalisé à partir d'éléments discrets, comportera des résistances à plusieurs tolérances dès qu'il atteint un nombre important de duals, ceci afin d'obtenir le meilleur compromis performance-prix.

En conséquence, il sera préférable que l'utilisateur définisse son réseau non par la tolérance des éléments constitutifs, mais par la précision sur la fonction désirée, dans des conditions électriques et climatiques fixées, le problème du choix des éléments étant celui du fabricant.

(*) Sur demande, une étude plus détaillée pourra être fournie par la Société Sfernice, 115-121, bd de la Madeleine, 06 - Nice.

Une méthode de test automatique pour les ensembles logiques

P. PIGNAL, G. ROUX et J. VINCENT-CARREFOUR
CNET (Lannion)

DEUXIÈME PARTIE programmation et exploitation

Introduction

La méthode du chemin de propagation, que nous avons décrite dans la première partie de cet article* avec ses prolongements et adaptations au cas séquentiel a donné lieu à un certain nombre de programmes d'application sans que les temps de calcul et besoins en mémoire soient prohibitifs. Fin 1965, un premier programme LOGITEST 1 (sur CAB 500) était écrit afin de donner une idée des difficultés de programmation et des temps de calcul. Le programme ne traitait alors que les réseaux purement combinatoires. Nous avons ensuite prolongé études et réalisations afin de les adapter aux cas pratiques qui nécessitent la prise en compte des éléments séquentiels. Tout d'abord, simple suite de LOGITEST 1, LOGITEST 2, écrit en 1966 (en langage machine pour un calculateur RAMSES 1), nous a permis d'introduire des conditions de temps pour nous préparer à l'étude des éléments séquentiels.

Dans cette deuxième partie, nous allons surtout parler de la version la plus avancée de nos programmes : LOGITEST 4 qui peut traiter des cartes de logique de dimensions déjà importantes pouvant contenir des éléments séquentiels.

Nous avons envisagé deux types de programmes LOGITEST 3 et LOGITEST 4 aptes à traiter le cas des éléments séquentiels ; seul ce dernier a abouti à une réalisation définitive. C'est celui dont il sera question ici.

1. La programmation de Logitest 4

Comme pour tout programme d'ordinateur quelque peu important, il y a souvent pas mal de difficultés à franchir avant d'arriver à une réalisation définitive et opérationnelle. Nous n'y avons pas échappé avec le programme LOGITEST 4. Aussi, après avoir exposé dans la première partie les principes de l'algorithme, nous allons évoquer ici quelques points importants et préciser certaines des difficultés rencontrées.

Tout d'abord, nous ferons quelques remarques concernant la technique de programmation proprement dite. Dans ce type de programme, la quantité d'informations à manipuler est importante et de nature variée. Et il n'est pas question d'utiliser un mot-machine pour chacune de ces informations : elles sont alors regroupées pour aboutir à la compacité maximale. Aussi le langage machine semblerait s'imposer. Malheureusement, le rédiger et le mettre au point sont des tâches fort délicates, les documents de programmation correspondants sont complexes et, surtout, il est difficile de faire modifier ou continuer un programme en langage machine par une personne qui n'a pas participé à la rédaction originale. En conséquence, les qualités de communicabilité et de rapidité de la mise au point nous paraissant essentielles (pour autant que quantité de mémoire disponible et temps d'exécution soient convenables), le FORTRAN IV a été adopté pour la rédaction de la totalité du programme. Par ailleurs, le compilateur utilisé (sur CAE 90-80) conduit à un programme généré de taille réduite et

* Cf *l'Onde Electrique*, n° 500, vol. 48, pp. 997 à 1003.

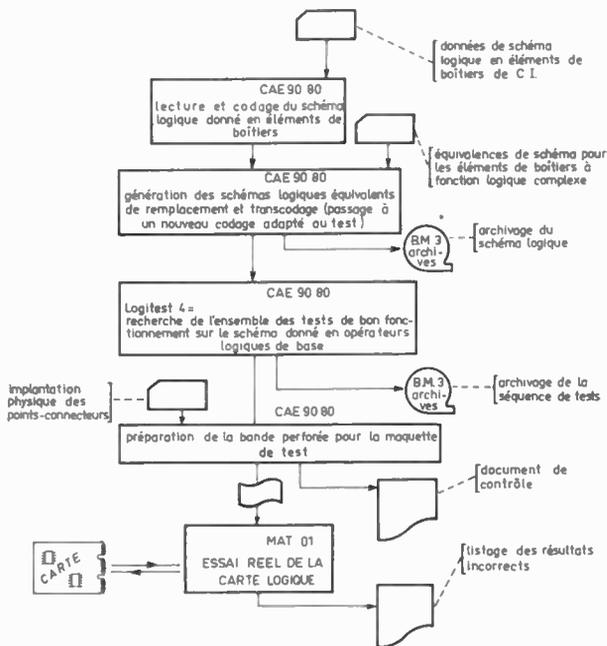


FIG. 1. — Organigramme fonctionnel de LOGITEST 4.

permet d'effectuer dans de bonnes conditions la plupart des opérations logiques.

Le programme LOGITEST 4 occupe actuellement 15 500 mots dont 5 000 pour les seules instructions du programme. Une version pour les seuls réseaux combinatoires demande 3 000 mots pour les instructions et 10 000 mots au total.

Autre caractéristique de ce type de programme, l'élimination totale des erreurs est une œuvre de longue haleine. La constitution de jeux d'essai ignore toujours de nombreux cas possibles et il faut déclarer le programme « opérationnel » avec prudence. Analyse et programmation sont étroitement liées et la structure imputoyablement logique du problème traité a amené pas mal de modifications aux analyses antérieures.

On peut citer, à titre d'exemple, le problème du *blocage* des bascules : ce phénomène se produit lorsque l'état interne du schéma ne permet plus la propagation des tests ; il est alors nécessaire de prévoir une ou plusieurs séquences de déblocage.

LOGITEST 4 est actuellement utilisé pour le test de cartes logiques qui contiennent jusqu'à une centaine de boîtiers de circuits intégrés avec un connecteur de 99 points. Aussi, au programme de recherche des tests proprement dit, sont adjoints des programmes de lecture des données et de codage. On trouvera sur la figure 1 l'organigramme fonctionnel qui précise les données requises et le mode d'exploitation. D'autre part, l'organigramme de la figure 2 reprend, en les précisant, les actions à faire à chacun des temps t_i . Pour l'essentiel, LOGITEST 4 consiste en effet en une recherche séquentielle de la réalisation de chaque test élémentaire initial.

Au temps t_i , les opérations principales sont :

a) essayer de propager vers une sortie réelle (en priorité) ou une autre bascule, le signal de l'une des

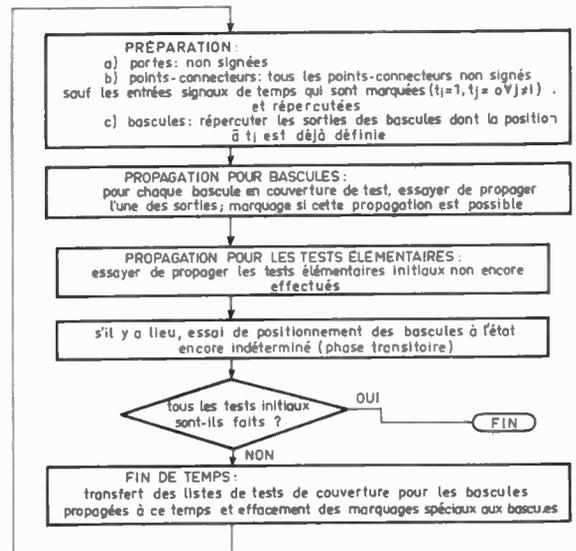


FIG. 2. — Actions à faire à chaque t_i .

sorties pour toutes les bascules qui « couvrent » des tests initiaux ;

b) prendre un test initial non encore réalisé, essayer de le propager vers une sortie réelle (en priorité) ou une bascule ;

c) si ce test est réalisable, le mettre dans la liste des tests « en instance » et dans la liste des tests couverts par la bascule utilisée pour la propagation.

Revenir en b) jusqu'à épuisement des tests initiaux.

Lorsque tous les tests restants ont été épuisés, on passe au temps t_{i+1} suivant. Cette suite d'opérations renouvelée à chaque séquence $t_1, \dots, t_i, \dots, t_n$ se poursuit jusqu'à ce que tous les tests soient réalisés.

Les annexes 1 et 2 donnent deux exemples des résultats obtenus avec LOGITEST 4. Le temps de calcul est relativement faible 36 s pour chaque exécution (non compris la compilation).

2. Les deux sous-programmes de base propagation et répercussion

L'opération la plus fréquemment utilisée dans le programme est l'opération de *propagation* qui consiste à trouver un chemin de propagation pour un signe quelconque mis en sortie d'un EL. Cette opération est demandée pour l'essai d'un test élémentaire de l'ensemble complet des tests initiaux et pour la propagation de l'une des sorties d'une bascule qui couvre des tests élémentaires. Aussi, l'un des sous-programmes de base est-il le sous-programme PROPAGATION qui reçoit référence et signe de l'élément logique (EL) à propager et renvoie la référence de la bascule ou de la sortie atteinte avec un marquage du chemin déterminé. Trouver un chemin (c'est-à-dire une suite d'EL aboutissant à une sortie ou une bascule) n'est pas suffisant : il faut en plus s'assurer que ce chemin peut être signé (c'est-à-dire marqué) aux bonnes valeurs. Ceci n'est pas toujours possible

et le sous-programme PROPAGATION explore systématiquement tous les chemins possibles en s'arrêtant au premier qui convient. Il peut arriver qu'aucun de ces chemins essayés ne puisse être signé convenablement : la propagation est impossible et on ne peut plus alors progresser dans la réalisation des tests élémentaires.

D'autre part, construire un chemin de propagation nécessite le positionnement de chacun des EL qui le composent en état A ou en état X* : ceci provoque à chaque fois le marquage de certains signes sur les entrées et la sortie de l'EL. Or, dans plupart des cas, on ne peut se contenter du simple marquage du signe demandé. En effet, mettre un signe en un point quelconque du schéma peut avoir de nombreuses implications qui doivent se matérialiser, sous peine de contradiction, par des marquages de signes en d'autres points du schéma.

C'est justement le rôle d'un autre sous-programme de base nommé RÉPERCUSSION qui, recevant référence et signe de l'élément logique à signer, en déduit toutes les conséquences logiques, fait les marquages de signes impliqués et répond éventuellement que la répercussion est impossible. Le traitement de la répercussion est compliqué par le fait qu'un signe peut entraîner directement plusieurs marquages de signe qui en entraînent eux-mêmes d'autres, etc. (cf. fig. 3). Ces implications successives qui s'apparentent à une arborescence sont traitées par un procédé autogénérateur de pile. Nous avons défini pour chaque type d'élément logique des règles de répercussion locales (implications sortie sur entrées ou entrées sur sortie pour un EL seul). A chaque pas, on prélève l'élément le plus haut dans la pile avec le signe demandé ; on déduit des règles précédentes les implications du couple (élément, signe) et, quand elles ne sont pas encore réellement inscrites, ces implications sont ajoutées au sommet de la pile. Lorsque la pile est vide, la répercussion est possible et toutes ses conséquences logiques ont été marquées. Cependant, si l'une des implications locales ne peut être respectée par suite de l'inscription antérieure d'un signe contradictoire, la répercussion est impossible et il faut effacer tous les marquages de signe qui ont été faits depuis l'entrée dans le sous-programme.

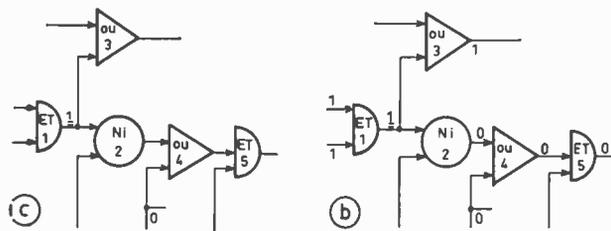


FIG. 3. — Exemple de répercussion de signe (signe 1 sur la porte ET n° 1).

- a) avant répercussion ;
- b) après répercussion.

* On rappelle que, pour un élément logique (EL), l'état X est tel que si $(n-1)$ entrées sont dans l'état X, l'état en sortie de l'EL dépend uniquement de l'état de la n^{e} entrée. Cette dernière est dite dans l'état X si elle est dans le même état que les $(n-1)$ autres ; et elle est dite dans l'état A dans le cas contraire.

Remarquons en passant que ce procédé revient à reconstituer, dans les équations logiques du schéma, des facteurs ou ensembles de facteurs dont la valeur est déterminée. De plus, dans certains cas, la valeur connue d'un facteur impose des valeurs à des variables internes à ce facteur.

3. La représentation paramétrique des opérateurs logiques fondamentaux

La représentation paramétrique a été choisie de manière à s'affranchir du problème de choix de logique positive ou négative.

Comme nous l'avons écrit dans la première partie de cet article, le programme traite les schémas logiques représentés à l'aide des 4 opérateurs logiques commutatifs ET, OU, NI, NAND. Afin d'éviter d'avoir, en de nombreux points du programme, des instructions différentes pour chaque type d'opérateur logique, une représentation paramétrique a été adoptée. Elle utilise les deux variables logiques : signe de la sortie en état X et signe des entrées en état X. Pour des raisons de commodité, les deux variables complémentaires : signe de la sortie en état A et signe de l'entrée testée en état A, ont été ajoutées. Les opérateurs logiques séquentiels, bascule NI et bascule NAND, sont distingués par le paramètre « signal actif » en entrée (valeur du signal qui provoque le changement d'état).

4. Introduction des éléments JK

Au début de l'étude, nous pensions introduire directement les éléments JK comme des opérateurs logiques séquentiels normaux. Mais il est vite apparu que ceci est pratiquement impossible car les JK ont, au moment de l'attaque par un signal d'horloge, un comportement impossible à représenter par un seul élément-mémoire : en effet, entrées et sorties restent isolées un certain temps. Le programme ne connaît que les tables de vérité des éléments logiques et ne tient aucun compte des retards de module. Nous avons alors décidé de représenter les JK par un schéma équivalent comprenant seulement les opérateurs logiques fondamentaux. Pour l'essentiel, le schéma équivalent comprend deux bascules simples en cascade (fig. 4) la première attaquée par un temps $t_{i,1}$ et la seconde par $t_{i,2}$. Ces deux temps $t_{i,1}$ et $t_{i,2}$, qui résultent du fractionnement de t_i en deux étapes, dédoublent le signal d'horloge normal du JK. Pour les JK habituellement utilisés, on peut toujours trouver un schéma équivalent qui, s'il peut présenter des insuffisances pour une simulation complète du JK dans tous les cas possibles, est parfaitement adapté à la recherche des opérations de test. En effet, au temps $t_{i,1}$ les bascules B_1 et B_2 sont isolées. Un autre avantage de cette équivalence réside dans le fait que l'introduction des JK ne nécessite que des changements minimes dans le programme de recherche des tests. Il suffit de dédoubler les opérations anciennement faites à t_i et de différencier légèrement le nouvel organigramme des temps $t_{i,1}$ et $t_{i,2}$. En particulier, au temps $t_{i,2}$, on

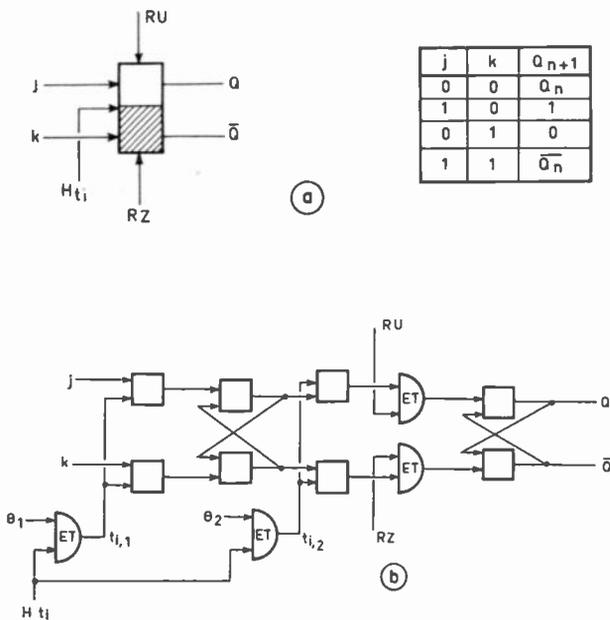


FIG. 4. — Représentation du JK Flip Flop

- a) élément logique JK ;
- b) schéma équivalent du JK.

conserve tels quels tous les signaux d'entrée déterminés à $t_{i,1}$.

Pour des raisons de commodité d'entrée des données, les temps $t_{i,1}$ et $t_{i,2}$ sont, en fait, élaborés par deux portes ET attaquées par t_i et par deux temps spéciaux, θ_1 et θ_2 . D'autre part, ceci permet le traitement des JK pour lesquels le signal d'horloge est élaboré à l'intérieur de la carte et ne provient pas directement d'un point-connecteur entrée d'échantillonnage.

5. Les données

Les données à présenter au programme sont de trois ordres.

— Tout d'abord, on donnera la description du schéma de la carte à essayer. Comme nous avons simultanément à notre disposition un programme d'implantation automatique pour les cartes logiques (« SPIRAL » : Système de Programmes Intégrés pour la Réalisation Automatique d'ensembles Logiques), nous avons adopté le même langage pour l'entrée du schéma : la description du schéma se fait module par module, chaque module étant associé à ses entrées et sa sortie. Le module est un élément de boîtier ordinaire de circuit intégré qui peut réaliser une fonction logique complexe (ET-OU, JK, ...). L'identité avec le programme SPIRAL se poursuit d'ailleurs par l'utilisation du même sous-programme pour la lecture de ces données ainsi qu'un codage interne strictement identique pour la représentation du schéma. Les données de description du schéma permettent aussi de faire la classification des points connecteurs — entrée signal normal, entrée signal de temps, sortie — et donnent l'ordre de succession des signaux de temps. On recommande généralement d'utiliser les signaux de temps qui sont réellement utilisés par la carte logique.

— Le deuxième ensemble de données concerne les équivalences de schéma logique pour les éléments de boîtier, ce qui permet de remplacer les éléments à fonction logique complexe (on garde une table de correspondance entre nouveaux et anciens éléments). On fait ensuite une opération de transcodage qui aboutit à un codage interne du schéma mieux adapté à la recherche des tests.

— Enfin, les dernières données concernent l'implantation physique réelle des points connecteurs pour préparer la bande perforée utilisée directement par la maquette de test.

— Dans l'étape définitive, lorsqu'un diagnostic pourra être déduit de la description de la faute, on ajoutera la donnée de l'implantation physique de tous les boîtiers sur la carte (soit à la main, soit par l'intermédiaire de SPIRAL).

6. Minimalisation du nombre de tests

Dans tout ce que nous avons dit, il a rarement été question d'optimisation du nombre de tests (que nous avons défini comme la qualité d'une série complète de tests). Certains essais en combinatoire font appel à des méthodes heuristiques sans que le gain obtenu soit très élevé.

Pour modifier le nombre des tests, on peut principalement jouer sur l'ordre des portes attaquées aux points de multiplage (ce qui peut changer le chemin de propagation) et sur l'ordre d'exploration des tests non faits : quelques essais nous ont d'ailleurs montré des variations très importantes. Mais nous n'avons pas actuellement de doctrine bien fixée ; on se limite à ordonner les attaques aux points multiplés suivant un critère simple : minimaliser le nombre de portes traversées pour atteindre une sortie réelle si possible, sinon une bascule. Pour le séquentiel lui-même, nous nous limitons actuellement à reproduire une séquence de temps identique à la séquence réelle.

On peut d'ailleurs s'interroger sur l'intérêt que pourrait avoir une optimisation poussée de la qualité d'une série complète de tests. Le seul mérite en serait de réduire le temps d'essai d'une carte. Or ce temps est assez réduit : de l'ordre de la minute avec la maquette de test actuelle. Et le seul gain du quart de ce temps pourrait bien coûter un décuplement, ou plus, du temps de calcul exigé sur CAE 90-80.

D'autre part, il faudrait aussi faire entrer, avec un coefficient prépondérant, dans la qualité d'une série complète de tests, les aptitudes au diagnostic. Car le véritable temps perdu pourrait bien être le temps de dépannage en cas de faute.

7. L'exploitation du programme Logi-test 4

Le programme est actuellement exploité avec une maquette spécialisée qui lit une bande perforée. Cette maquette, pourvue d'une logique simplifiée, exécute les tests préparés par le programme au

rythme du lecteur de bande. Elle permet la sélection entrée/sortie pour les points connecteurs mais non la discrimination entre entrées d'échantillonnage et entrées d'état. Cette discrimination est faite au niveau du programme qui traduit la séquence de tests pour la maquette. Chaque temps élémentaire est décomposé en une succession d'états dont l'affichage est commandé directement. La maquette permet aussi de commander un certain nombre d'affichages aux entrées de la carte avant de faire une vérification effective aux sorties.

La maquette comprend principalement :

— un lecteur de ruban perforé à 8 canaux divisés en 5 e.b. d'information d'affichage ou de sélection entrée/sortie, 2 e.b. d'ordre (commande) et 1 e.b. de parité,

— un registre à décalage pour l'enregistrement des données d'affichage ou de sélection des entrées et sorties,

— un registre de bascules simples (une par point connecteur) qui indique si le point est une entrée ou une sortie,

— un registre de bascules simples (une par point connecteur) qui indique un signe : le signe à afficher si le point est une entrée ou le signe à vérifier si le point est une sortie,

— un décodeur d'ordre pour les quatre commandes différentes* : progression de bande seule, transfert en parallèle du registre à décalage dans le registre des bascules pour la sélection entrée/sortie, transfert en parallèle du registre à décalage dans le registre des bascules d'affichage de signe, test d'identité du signe attendu et du signe observé.

Si le principal avantage de cette maquette est d'être de volume réduit et bon marché, elle présente les inconvénients d'être étroitement spécialisée et de ne pouvoir faire que des tests très réduits dans le domaine dynamique.

Aussi, avons-nous actuellement en construction un coupleur spécial qui sera commandé par un petit ordinateur industriel et pour lequel entrées d'état et entrées d'échantillonnage seraient distinguées, ce qui permettrait d'envoyer réellement à chaque temps une véritable impulsion d'échantillonnage et d'observer, en conséquence, le comportement dynamique des éléments séquentiels.

8. Conclusion

Les résultats que nous avons pu obtenir, aussi bien sur le plan de la programmation que de l'exploitation, sont encourageants et nous pensons approfondir encore ces études. Tout d'abord nous pensons, dès les prochains mois, tirer un grand profit de l'exploitation à grande échelle de nos maquettes d'essai. Car, de la même façon que les résultats de programme ont pu modifier certaines de nos analyses, l'expérience pratique que nous pourrions acquérir amènera aussi, sans aucun doute,

* Chacune de ces commandes amène une progression d'un caractère sur la bande perforée.

un certain nombre d'ajustement, sans pour autant d'ailleurs modifier de façon fondamentale les bases théoriques de l'étude. Il est d'ores et déjà prévu d'essayer toutes les cartes du central électronique expérimental PLATON suivant la méthode LOGITEST.

Parallèlement à la mise en pratique intensive de ces programmes, nous pensons aussi poursuivre un certain nombre d'études. Plutôt que de travailler de manière approfondie la réduction du nombre de tests pour une série complète, nous préférons étudier les méthodes de diagnostic. Il est d'ailleurs déjà possible de faire les premiers pas dans cette voie : nous avons à notre disposition un programme de simulation de fautes que nous appliquons aux séquences de tests générés : pour un RLC, le dictionnaire de faute* obtenu est déjà précieux. Mais, pour un réseau séquentiel, il est plus lourd à manier. D'autre part, l'introduction d'aléatoire dans l'exécution de certaines boucles du programme (exploration des tests initiaux non faits, ordre des attaques aux points multiplés, exploration des bascules en couverture de test pour les propager...) permet très facilement d'établir à la demande de nombreuses séries complètes de tests qui sont toutes différentes et peuvent se compléter utilement pour accroître la puissance de diagnostic, en palliant les insuffisances d'un seul dictionnaire de fautes. Mais il est certain que, même pour une seule carte imprimée, un dictionnaire de fautes ne permettant que la détection de défauts simples est déjà très volumineux. Et il n'apporte aucun renseignement dans le cas où le défaut, trop complexe, n'a pas été prévu. Par contre, l'avantage du procédé vient de ce que l'exploitation peut être faite par un programme linéaire qui n'exige pas une grande puissance de calcul : un petit calculateur muni d'une grande mémoire à accès séquentiel serait suffisant.

A côté de la méthode précédente dite « comparative » se trouvent des méthodes « déductives » beaucoup plus puissantes qui permettent, partant du schéma d'une part et de la suite des tests d'essai et des défauts constatés, de déterminer par déductions successives l'ensemble des éléments qui ont pu provoquer la faute. Nous étudions actuellement une telle méthode dans le cas combinatoire qui utilise les notions d'états A et X précédemment définies : elle consiste à rechercher dans le réseau un sous-arbre dont tous les sommets peuvent être en faute.

Aussi intéressante paraît être l'étude systématique des relations entre une « série complète de tests » et l'équation logique de la carte ; en effet, en cas de faute, il serait alors possible d'utiliser la nouvelle équation logique et éventuellement à des fins différentes des fins initiales (exemple d'un satellite artificiel).

REMERCIEMENTS

Cette étude fait l'objet d'un protocole de recherche de la Délégation Générale à la Recherche Scien-

* Ce dictionnaire a ici un sens plus restrictif que dans l'Introduction de la Première Partie, en ce sens qu'il s'applique uniquement à la série complète de tests générés. En revanche, on peut toujours s'interroger sur l'importance qu'on peut lui donner.

tifique et Technique, au titre de l'action concertée « Calculateurs ». Qu'il nous soit permis de remercier ici la Délégation pour l'aide matérielle qu'elle nous a apportée, ainsi que la direction du Centre National d'Etudes des Télécommunications qui a favorisé cette étude.

Nous voudrions également associer à ce travail tous ceux qui y ont participé, de près ou de loin, en particulier M. MEURIC pour la programmation et MM. MARTIN, PERRIN, RÉMY et RAVANT, pour la réalisation des maquettes d'essai.

* Protocole n° 67-00-966

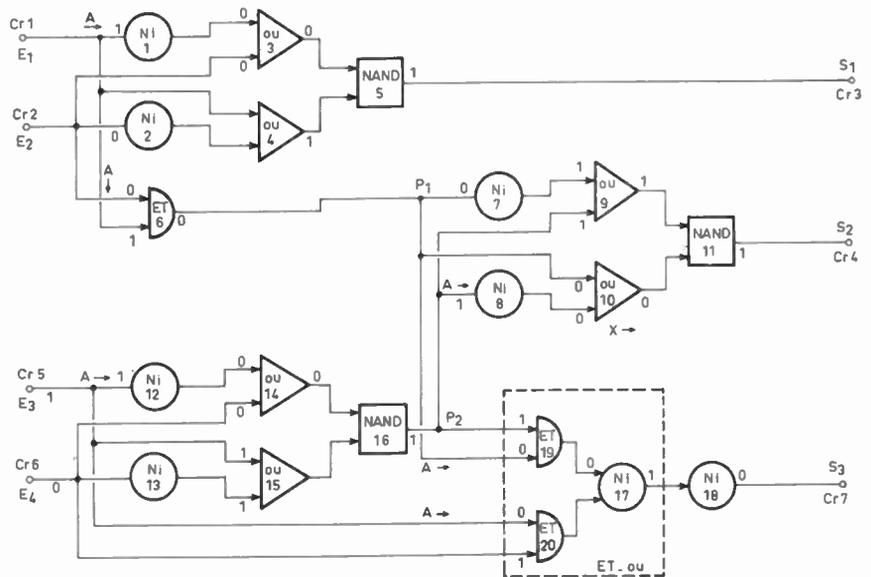


FIG. 1.1. — Additionneur 2 eb + 2 eb ; première combinaison de test.

ANNEXE 1

EXEMPLE D'ANALYSE D'UN CIRCUIT COMBINATOIRE : ADDITIONNEUR

Le schéma analysé représenté à la figure 1.1. est livré au calculateur sous la forme des données de la figure 1.2. Les indications comprises entre deux tirets concernent le câblage d'un seul EL. Sont fournis successivement : la destination de la borne de

```

TEST D ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS SCHEMA
/3,NI1,1,E1/ /4,NI1,2,E2/ /5,OU2,3,1,E2/ /5,OU2,4,E1,2/ /S1,NE2,5,3,4/
/P1,ET2,6,E1,E2/ /9,NI1,7,P1/ /10,NI1,8,P2/ /11,OU2,9,7,P2/
/11,OU2,10,P1,8/ /S2,NE2,11,9,10/ /14,NI1,12,E3/ /15,NI1,13,E4/
/16,OU2,14,12,E4/ /16,OU2,15,E3,13/ /P2,NE2,16,14,15/
/18,UE4,17,P2,P1,E3,E4/ /S3,NE1,18,17/
= FIN
    
```

TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS LISTE DES TESTS		KTEST	PORTE NO 11	
PORTE NO 1	TEST A2 SUR ENTREE NO 1	1	PORTE NO 12	TEST A2 SUR ENTREE NO 1
	TEST X	2		TEST X
PORTE NO 2	TEST A2 SUR ENTREE NO 1	3	PORTE NO 13	TEST A2 SUR ENTREE NO 1
	TEST X	4		TEST X
PORTE NO 3	TEST A2 SUR ENTREE NO 2	5	PORTE NO 14	TEST A2 SUR ENTREE NO 2
PORTE NO 4	TEST A2 SUR ENTREE NO 1	6		
PORTE NO 5			TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS	
PORTE NO 6	TEST A2 SUR ENTREE NO 1	7	PORTE NO 15	TEST A2 SUR ENTREE NO 1
	TEST A2 SUR ENTREE NO 2	8		
	TEST X	9	PORTE NO 16	
PORTE NO 7	TEST A3 SUR ENTREE NO 1	10	PORTE NO 17	
	TEST A3 SUR ENTREE NO 2	11	PORTE NO 18	
	TEST X	11	PORTE NO 19	TEST A3 SUR ENTREE NO 1
PORTE NO 8	TEST A3 SUR ENTREE NO 1	12		TEST A3 SUR ENTREE NO 2
	TEST X	13	PORTE NO 20	TEST A3 SUR ENTREE NO 2
PORTE NO 9	TEST A3 SUR ENTREE NO 2	14		TEST X
PORTE NO 10	TEST A3 SUR ENTREE NO 1	15		TEST X
			NTEST = 27	
			- NTEST X = 9	
			- NTEST A2 = 12	
			- NTEST A3 = 6	

FIG. 1.2. — Données de définition du schéma logique de la figure 7
 NI = module NI
 OU = module OU
 NE = module NON-ET (NAND)
 UE = module OU-ET
 Le module UE sera éclaté en ses opérateurs élémentaires NI et ET.

FIG. 1.3. — Liste des tests élémentaires initiaux.

<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 0</p> <p>ESSAI DES TESTS :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 1 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 6 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 8 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 12 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 19 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 20</p> <p>TEST DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>ECRITURE SIGNE DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : + : - : + : + : + : - : - :</p>	<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 6</p> <p>ESSAI DES TESTS :</p> <p>TEST X SUR PORTE 1 TEST X SUR PORTE 2 TEST X SUR PORTE 7 TEST X SUR PORTE 8 TEST X SUR PORTE 12 TEST X SUR PORTE 13</p> <p>TEST DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>ECRITURE SIGNE DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : - : - : - : - : - : - : - :</p>
<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 12</p> <p>ESSAIS DES TESTS :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 2 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 6 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 13 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 20 TEST DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 8 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 19</p> <p>ECRITURE SIGNES DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : - : + : + : + : - : + : - :</p>	<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 16</p> <p>ESSAI DES TESTS :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 3 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 4 TEST X SUR PORTE 6 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 9 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 10 TEST X SUR PORTE 19 TEST DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 12</p> <p>ECRITURE SIGNES DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : + : + : - : - : + : - : + :</p>
<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 22</p> <p>ESSAI DES TESTS :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 7 TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 14 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 15 TEST X SUR PORTE 20</p> <p>TEST DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 3 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 4 TEST X SUR PORTE 6</p> <p>ECRITURE SIGNES DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : + : + : - : + : + : + : + :</p>	<p style="text-align: center;">TEST D'ADDITIONNEUR 2+2 DIGITS</p> <p>TESTS FAITS : 26</p> <p>ESSAI DES TESTS :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 19</p> <p>TESTS DEJA FAITS POSSIBLES EGALEMENT :</p> <p>TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 3 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 4 TEST X SUR PORTE 6 TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 7 TEST X SUR PORTE 12 TEST X SUR PORTE 13</p> <p>ECRITURE SIGNES DES CR NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : SIGNE : + : + : - : + : - : - : - :</p> <p style="text-align: center;">LES 27 TESTS ELEMENTAIRES SE FONT EN 6 TEMPS</p>

FIG. 1.4. — Recherche à chaque temps des tests élémentaires initiaux possibles (les résultats ci-dessus sont reproduits sur la figure 1.1.).

sortie, le type de l'élément logique avec le nombre de ses entrées, le n° de l'EL et la destination des entrées : On remarquera l'utilisation de tous les types d'opérateurs élémentaires et la présence d'un module « ET-OU », d'équation $ab+cd$, éclaté en un NI et deux ET.

La figure 1.3. montre les résultats de la phase I

qui est l'établissement de la liste des tests élémentaires initiaux. Les résultats des recherches de tests aux six temps successifs nécessaires sont sur la figure 1.4. On remarquera que les tests élémentaires, faits plusieurs fois, sont signalés. Sur le schéma de l'additionneur sont marqués les signes et chemins de propagation qui correspondent au premier test.

EXEMPLE D'ANALYSE
D'UN CIRCUIT SÉQUENTIEL : BASCULEURS

Le schéma analysé est représenté à la figure 2.1. Les résultats des figures 2.2, 2.3 et 2.4 sont analogues aux précédents. On voit apparaître, dans les données de description du schéma, le symbole MU qui traduit la présence de bascules NI. Comme il

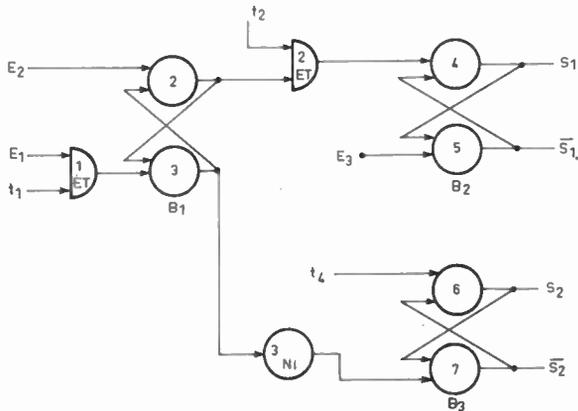


FIG. 2.1. — Schéma d'essai comprenant trois bascules NI.

```

/5,ET2,1,E1,T1/ /8,ET2,2,BASC,T2/ /9,NI1,3,$BASC/ /BASC,MU1,5,1/
/$BASC,MU1,6,E2/ /S1,MU1,7,E3/ /$S1,MU1,8,2/ /S2,MU1,9,3/
/$S2,MU1,10,T3/
= FIN
    
```

FIG. 2.2. — Données de définition de schéma logique séquentiel.

LOGITEST 4 TEST DE CARTE LOGIQUE		LISTE DES TESTS		KTEST
PORTE NO 1		TEST A2 SUR ENTREE NO 1		1
		TEST A2 SUR ENTREE NO 2		2
		TEST X		3
PORTE NO 2		TEST A2 SUR ENTREE NO 1		4
		TEST A2 SUR ENTREE NO 2		5
		TEST X		6
PORTE NO 3		TEST A2 SUR ENTREE NO 1		7
		TEST X		8
NTEST = 8		- NTEST X = 3		
		- NTEST A2 = 5		
		- NTEST A3 = 0		

FIG. 2.3. — Liste des tests élémentaires initiaux.

n'y a pas de chaîne d'opérateurs logiques combinatoires, l'ensemble des tests élémentaires initiaux est identique à celui des tests élémentaires.

Différence importante par rapport au cas précédent, les tests sont organisés en séquence (seule la séquence 1 est représentée) : test à t_1 , test à t_2 , test à t_3 . D'autre part, les propagations sur bascules et les couvertures de test par les bascules sont signalées. Il faut trois séquences pour faire le test complet.

```

*** SEQUENCE *** 1
POSSIBLES EGALMENT :
LOGITEST 4 TEST DE CARTE LOGIQUE
TEMPS 1
ECRITURE SIGNES DES CR
NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : 8 : 9 : 10 :
SIGNES : + : + : - : - : + : - : + : - : + : - :
ECRITURE SIGNES DES PORTES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNES : + : - : + :
ECRITURE SIGNES DES BASCULES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNES : +- : +- : +- :
LOGITEST 4 TEMPS DE CARTE LOGIQUE
TEMPS 2
TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 2 PROPAGE SUR BASCULE 2
ECRITURE SIGNES DES CR
NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : 8 : 9 : 10 :
SIGNE : - : + : + : - : - : + : - : + : - : - :
ECRITURE SIGNES DES PORTES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNE : - : - : - :
ECRITURE SIGNES DES BASCULES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNE : -+ : +- : +- :
TEST A SUR ENTREE NO 1 DE PORTE 2 PROPAGE SUR CONNECTEUR 7
TESTS COUVERTS PAR LA BASCULE 2
4
LOGITEST 4 TEST DE CARTE LOGIQUE
TEMPS 3
TEST A SUR ENTREE NO 2 DE PORTE 1 PROPAGE SUR BASCULE 1
ECRITURE SIGNES DES CR
NUMERO : 1 : 2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : 8 : 9 : 10 :
SIGNE : + : - : - : - : - : + : + : - : - : + :
ECRITURE SIGNES DES PORTES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNE : - : - : - :
ECRITURE SIGNES DES BASCULES
NUMERO : 1 : 2 : 3 :
SIGNE : -+ : +- : +- :
TESTS COUVERTS PAR LA BASCULE 1
2
TESTS COUVERTS PAR LA BASCULE 2
4
    
```

FIG. 2.4. — Séquence de test n° 1.

Systemes de transmission radioélectriques à large bande

G. DAVID

Société TRT

1. Généralités

Au cours de cette dernière décennie, un nouvel effort a été fait pour utiliser au mieux une bande HF donnée. Nous connaissons les inconvénients des systèmes classiques de transmission radioélectrique qui écoulent une seule communication, en alternant par canal de transmission de bande passante étroite.

Si un même canal HF sert à plusieurs abonnés, non seulement une seule communication est écoulée à la fois, mais toute prise de contact est précédée d'une procédure relativement longue, devant être parfaitement respectée sous peine de voir le réseau ne plus très bien fonctionner.

Pour supprimer toute procédure ou temps d'attente, il est possible de doter chaque abonné d'un canal de transmission ; dans ces conditions, la bande de fréquence devient excessive et nous nous trouvons devant une situation semblable à celle d'un réseau téléphonique dépourvu de central de commutation où chaque abonné est relié avec tous les autres.

Ce genre d'installation, si le nombre d'abonnés est quelque peu important, est pratiquement impossible à réaliser, car pour m abonnés il faut disposer de :

$$\frac{m(m-1)}{2} \text{ lignes.}$$

Une remarque s'impose :

Pour un réseau possédant de nombreux abonnés, seul un nombre restreint d'entre eux trafiquent à un instant donné. Par conséquence, un système de communication admettant un nombre relativement faible de conversations simultanées, et dans la mesure où il est susceptible de desservir beaucoup d'abonnés, ouvre la possibilité d'utiliser plus avantageusement une bande de fréquence donnée.

Un premier type de solution consiste à diviser le canal HF en sous-canaux exploités avec des modulations classiques en adjoignant un système de recherche de canal libre et un dispositif de codage pour particulariser chaque abonné. Le deuxième type de solution est d'utiliser le canal dans son entier non plus avec une transmission continue mais avec des impulsions, c'est-à-dire en réalisant un partage dans le temps du canal HF, entre les diverses communications simultanées.

Pour ces deux types de systèmes, l'idée directrice est la même, le nombre d'abonnés est supérieur au nombre de communications simultanées possibles dans le canal HF.

Nous examinons ici les systèmes du deuxième type dont de nombreuses réalisations ont vu le jour aux Etats-Unis sous le sigle RADAS (Random Access Discrete Address System).

L'utilisation tactique des systèmes à large bande où un abonné peut appeler n'importe quel autre abonné nécessite une révision complète de la philosophie des systèmes de transmission, particulièrement pour les télécommunications à usage militaire, car nous nous trouvons en présence d'un véritable radiotéléphone.

Nous ne cherchons pas ici à étudier ce dernier aspect de la question, cependant avant de rechercher les qualités d'un tel système et de décrire succinctement une réalisation française développée par la Société TRT avec le concours et l'appui financier de la DRME et de la SEFT, nous évoquons le problème du temps moyen d'attente qui existe pour tout réseau téléphonique.

2. Exploitation d'un réseau de communication à large bande

Pour un tel réseau, le nombre de communications simultanées possibles est généralement faible, compte

tenu de la largeur de bande utilisée et du nombre d'abonnés possibles. Aussi nous allons exprimer le temps d'attente moyen $\bar{\tau}$ en fonction de ce que nous appelons les paramètres fondamentaux du réseau, à savoir :

- le nombre d'abonnés : m
- la durée moyenne d'un message : d
- le taux moyen d'émission d'un message pour une station : $1/D$
- le nombre de communications simultanées possibles : S .

Nous faisons l'hypothèse que tous les abonnés sont soumis à la même discipline d'attente, cependant les abonnés étant supposés indépendants les uns des autres, on ne peut garantir qu'ils seront servis dans l'ordre de leur désir d'émettre, ce qui, en fait, ne change pas le temps moyen d'attente mais augmente la dispersion du temps d'attente.

Enfin si un abonné désire appeler un autre abonné lorsque le réseau est saturé, nous supposons qu'un dispositif automatique lui interdit d'émettre, limitant le nombre de communications simultanées à S . Néanmoins la plupart de ces systèmes admettent une certaine surcharge facilitant l'acheminement des messages urgents.

Le problème du temps moyen d'attente $\bar{\tau}$ se ramène à un problème de file d'attente avec S guichets. En supposant, comme nous l'avons fait, que le processus des demandes pour émettre est stationnaire. Nous avons :

$$\bar{\tau} = \frac{\bar{n}d}{S}$$

où \bar{n} est le nombre d'abonnés en attente.

L'expression de \bar{n} étant :

$$\bar{n} = \frac{\frac{\psi^S m! S^S}{S!} \sum_{k=1}^{m-S} k \frac{\psi^k}{(m-(S+k))!}}{1 + \sum_{k=1}^S \frac{m!}{(m-k)! k!} S^k \psi^k + \sum_{k=1}^{m-S} \frac{m!}{(m-(S+k))! S!} \psi^{S+k}}$$

avec :

$$\psi = \frac{d}{D \cdot S}$$

Si le temps d'attente moyen reste acceptable après une première estimation, il est possible de pousser plus avant l'étude du comportement du réseau en formulant des hypothèses plus fines ; souvent un appel déclenche d'autres communications, obligeant à rompre avec l'hypothèse de l'indépendance des appels.

3. Principales qualités d'un système de radiocommunication à large bande

De tous les systèmes de radio-communication à large bande, le meilleur système est celui qui, pour

une même intelligibilité, permet le plus grand nombre de communications simultanées par MHz. Pour atteindre ce but, nous détaillerons les différents paramètres intervenant. De plus, le système idéal doit posséder un grand nombre d'adresses, ce qui conduit, dans tous les cas, à une plus grande souplesse d'emploi.

Le premier inconvénient des systèmes à large bande est l'auto-brouillage. En effet, le trafic augmentant, le brouillage entre les différentes communications devient plus important, l'intelligibilité des messages étant moins bonne, leur durée augmente et c'est là une des limitations de ces systèmes. L'intelligibilité peut disparaître complètement, et ce fait risque de se produire d'autant plus souvent que le système adopté ne possède pas d'horloge centrale régissant le partage du temps pour les diverses communications. Le fait de posséder une horloge centrale est, par ailleurs, un grave inconvénient car, en cas de défaillance de celle-ci, le réseau est totalement paralysé. Le système doit donc être entièrement asynchrone de façon à ce que chaque station puisse être considérée comme étant indépendante. Le nombre maximal de communications ne doit pas être strict, sinon l'acheminement des messages présentant un caractère d'urgence exceptionnelle ne peut se faire. Pour limiter le nombre de communications, un système automatique interdit toutes nouvelles communications lorsque le nombre des conservations en cours atteint une certaine valeur critique. A partir de ce moment, tout message ne présentant pas un caractère de priorité ne sera pas émis.

Un autre point essentiel est une grande dynamique des récepteurs ; en effet, si le nombre d'abonnés est tant soit peu important, ils sont répartis sur une large aire, par conséquent tout récepteur doit être susceptible de capter des signaux de très faible ou de très fort niveau suivant l'éloignement ou la proximité du correspondant avec lequel il converse.

Le fait que le récepteur possède une grande dynamique et que les stations soient indépendantes les unes des autres, nécessite que le système ait une tendance naturelle à éliminer les brouilleurs.

Ces systèmes travaillant en partage du temps utilisent des impulsions pour la transmission de l'information, le relai automatique des liaisons est généralement possible.

Enfin le point de vue économique n'est pas à négliger et, même si le système idéal est complexe, son prix doit être raisonnable pour que son utilisation soit pleinement justifiée.

4. Classification des différents systèmes à large bande

4.1. Systèmes multicanaux

Le réseau ne possède qu'un nombre restreint de sous-canaux pour réaliser les diverses connexions entre abonnés. Toute communication utilise complètement un sous-canal au moins. Chaque abonné peut recevoir et émettre sur tous les sous-canaux. Un code spécial placé en début ou en cours de message

particularise le destinataire. Lorsqu'un abonné désire correspondre avec un autre, la liaison s'établit en deux temps : recherche d'un sous-canal libre, et occupation de ce sous-canal, par exemple par l'émission d'une porteuse, puis émission du code particulier de l'abonné désiré.

Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction, nous ne nous occuperons pas de ces systèmes qui ne sont que des extensions des systèmes usuels et classiques de radiocommunication.

4.2. Système asynchrone à sélection temporaire d'adresse

L'information est transmise sous forme d'impulsions de courte durée ; un compromis s'impose entre la bande passante à utiliser et la finesse des impulsions ; dans l'état actuel de la technique, des impulsions dont la durée varie de 0,8 à 1 μ s semble raisonnable.

Le réseau est dépourvu de tout système central de synchronisation, les interférences entre les diverses communications en cours dépendent de leur nombre et de la durée des impulsions émises. Nous supposons qu'à l'aide d'un dispositif approprié, les abonnés sachent reconnaître les impulsions qui leur sont destinées.

Les systèmes asynchrones peuvent eux-mêmes être décomposés en systèmes à *code adresse asynchrone* et à *code adresse synchrone*. Dans le premier cas, les codes complets sont reconnus uniquement par la position relative des impulsions dans le temps. Un code comporte un certain nombre d'impulsions, à chaque fois qu'il est émis, il est reconnu par son destinataire, l'intervalle de temps existant entre deux codes consécutifs est indifférent.

Pour les systèmes asynchrones à code adresse synchrone, les codes sont émis avec une période de récurrence fixe.

Pour mémoire, citons simplement les systèmes synchrones qui possèdent un dispositif central de synchronisation ou une horloge interne suffisamment précise pour ne nécessiter qu'une remise en phase périodique. Actuellement, à notre connaissance, étant donné les problèmes connexes qu'ils posent, il n'y a pas d'exemple de réalisation de tels systèmes.

4.3. Système à sélection d'adresse temps-fréquence

Le canal de transmission est divisé en plusieurs sous-canaux suffisamment larges. Un code adresse se compose d'une matrice temps-fréquence. Les impulsions sont émises dans le temps dans les différents sous-canaux, selon les critères d'un code adresse synchrone ou asynchrone.

5. Description d'un système asynchrone à code adresse asynchrone

Le code adresse est obtenu en disposant une série de n impulsions I retardées d'un temps j par rapport à une impulsion initiale I_0 (fig. 1).

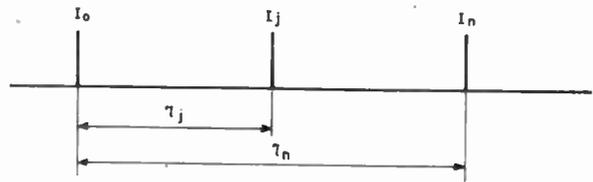


FIG. 1. — Représentation dans le temps des impulsions constituant un code adresse.

Une augmentation sensible du nombre des adresses est obtenue en utilisant non pas un seul canal HF mais plusieurs, de cette façon, on a un tableau temps fréquence duquel on extrait n positions pour former l'adresse d'un abonné (fig. 2).

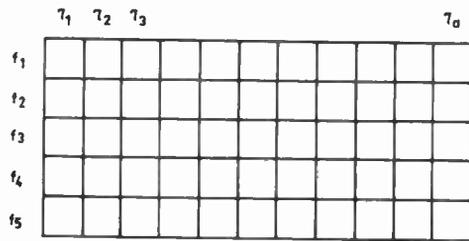


FIG. 2. — Tableau temps/fréquence permettant de distinguer les différentes adresses.

A l'émission, le codage est fait de la manière suivante : un dispositif H délivre une impulsion qui, en principe, est porteuse d'une information. La sortie H attaque en parallèle $(n-1)$ retardateurs dont les sorties sont connectées à l'entrée d'un amplificateur réalisant la jonction avec le canal de transmission.

A la réception le décodage de l'adresse est assuré en faisant passer toutes les impulsions reçues à travers des dispositifs retardateurs complémentaires de ceux utilisés à l'émission de façon à effectuer un test de coïncidence avec un circuit « ET » (fig. 3).

Cette façon de particulariser les abonnés est bien adaptée à la modulation delta. Aussi analyserons-nous ce système en nous basant sur ce type de modulation.

En modulation delta, la fréquence d'échantillonnage F_E à adopter est donnée par la formule :

$$F_E = 2 F_{\max} \frac{A_{\max}}{h}$$

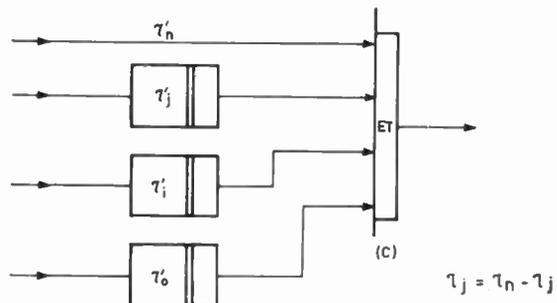


FIG. 3. — Schématisation de la partie du récepteur réalisant la mise en coïncidence des impulsions reçues. Les différents retards sont complémentaires du retard τ_n .

F_{\max} : fréquence maximale du signal à transmettre,
 A_{\max} : amplitude maximale du signal à transmettre,
en volts

h : niveau de quantification, en volts.

Par exemple, avec :

$$F_{\max} = 2,5 \text{ kHz}; \quad \frac{A_{\max}}{h} = \frac{10}{1},$$

on obtient : $F_E = 2,5 \text{ kHz} \times 2 \times \frac{10}{1} = 50 \text{ kHz}$.

En fait, la fréquence moyenne des impulsions est 25 kHz pour transmettre de la parole, ce qui correspond à une période moyenne :

$$T' = \frac{2}{F_E} = 40 \text{ } \mu\text{s}.$$

Recherchons la probabilité d'erreur existant avec un tel système de transmission. Nous désignons par :

τ' la durée de chaque impulsion émise,

b le nombre de sous-canaux utilisés,

T' la période de récurrence moyenne du code adresse,

n le nombre d'impulsions utilisées pour le code adresse,

N le nombre d'abonnés du réseau trafiquant simultanément.

Pour obtenir la probabilité de brouillage P'_B , nous pouvons dire : la probabilité de ne pas recevoir une impulsion pendant le temps τ' est : $1 - \frac{\tau'n}{bT'}$

dans le cas où un seul abonné émet.

S'il y a N abonnés qui émettent simultanément, la probabilité de ne pas recevoir une impulsion est :

$$\left(1 - \frac{\tau'n}{bT'}\right)^N$$

et la probabilité d'en recevoir au moins une est :

$$1 - \left(1 - \frac{\tau'n}{bT'}\right)^N.$$

Comme on détecte une impulsion s'il y a n coïncidences, la probabilité de brouillage est :

$$P'_B = \left[1 - \left(1 - \frac{\tau'n}{bT'}\right)^N\right]^n.$$

Nous avons tenu compte de tous les codes émis car le code destiné à un abonné peut se recombinaison avec des impulsions parasites pour donner une fausse impulsion.

$$\text{Si} \quad N \left(\frac{\tau'n}{bT'}\right)^2 \ll 1 - \frac{\tau'n}{bT'}.$$

On peut adopter l'expression ci-dessous pour exprimer la probabilité de brouillage :

$$P'_B = (1 - e^{-\frac{\tau'n}{bT'}})^n = (1 - e^{-\alpha n})^n$$

$$\text{en posant :} \quad \alpha = \frac{\tau'n}{bT'}.$$

Il est possible de trouver, pour un nombre N d'abonnés trafiquant simultanément, le nombre n_0 optimal des impulsions à adopter par code adresse pour minimiser la probabilité de brouillage.

L'expression exponentielle de la probabilité de brouillage nous permet d'obtenir facilement l'approximation de n_0 en cherchant le minimum de cette fonction.

On a :

$$(P'_B)'_n = (1 - e^{-\alpha n})^{n-1} [\alpha n e^{-\alpha n} + (1 - e^{-\alpha n}) \lg(1 - e^{-\alpha n})]$$

$$\text{Si :} \quad (P'_B)'_n = 0.$$

$$\alpha n e^{-\alpha n} + (1 - e^{-\alpha n}) \lg(1 - e^{-\alpha n}) = 0.$$

$$\text{En posant :} \quad 1 - e^{-\alpha n} = x,$$

on obtient :

$$-(1-x) \lg(1-x) + (1-x) \lg x = 0$$

pour $x = 1/2$.

$$\text{Donc :} \quad e^{-\alpha n_0} = \frac{1}{2} \quad \text{et} \quad n_0 = \frac{0,69}{\alpha}.$$

Ainsi, pour un nombre de conversations simultanées N , la probabilité élémentaire de brouillage est minimisée.

6. Description d'un système asynchrone à code adresse synchrone

Le système que nous proposons est développé sous forme de maquette expérimentale, par la Société TRT, sous le sigle TIRASA (Téléphonie par Impulsions à Recherche Aléatoire de Sélection d'Appels).

Une liaison est établie si le récepteur de l'abonné appelé est en phase avec l'oscillateur de codage de l'abonné demandeur. La synchronisation d'une liaison s'effectue en deux temps :

- Coïncidence entre l'adresse locale et le code reçu,
- Asservissement en phase de l'oscillateur local sur le code reçu.

Le fait que le récepteur fonctionne en synchronisme avec l'émetteur exige que les codes adresses soient émis avec une période fixe et sans solution de continuité. Nous décrivons tout d'abord le code adresse utilisé puis, sommairement, les principes de l'émetteur et du récepteur.

6.1. Le code adresse

Soit T une période de récurrence fixe. Au début de chaque période, nous considérons un laps de temps de $7/32 T$, ce laps de temps est divisé en 7 positions d'égale durée numérotées de 1 à 7 (fig. 4).

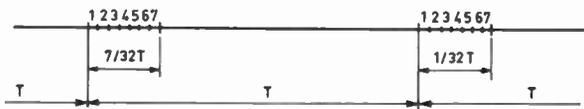


FIG. 4. — Détail d'une période du code adresse.

Un code adresse complet porte sur 8 périodes T numérotées de 1 à 8. Dans chaque période T , une position quelconque mais unique est sélectionnée ; c'est la combinaison de ces 7 positions au cours des 8 périodes du code adresse qui permet d'obtenir les différentes adresses. Ces codes étant émis sans solution de continuité lors d'une communication, il faut éviter que deux abonnés ne possèdent des codes pouvant être amenés en coïncidence par simple translation dans le temps ; pour éviter cet inconvénient, c'est la première position de la première période de tous les codes adresses qui est sélectionnée ; alors que, pour les 7 autres périodes du code, cette première position n'est jamais utilisée. De plus, comme récepteur et émetteur travaillent en synchronisme, pour conserver celui-ci dans les blancs de la conversation où nous supprimons une impulsion d'adresse sur deux, la durée reste de $8 T$ mais les impulsions de numéros pairs sont supprimées.

Le code adresse est donc ainsi constitué :

Pour les deux premières périodes T , c'est la première position qui est sélectionnée, ensuite cette première position n'est plus utilisée pour les six autres périodes ; pour les 3^e et 4^e périodes, c'est la même position parmi les 7 possibles qui est sélectionnée. Il en est de même pour les 5^e et 6^e périodes et les 7^e et 8^e périodes.

La figure 5 représente la configuration d'un code complet avec, en pointillé, les positions qui ne sont pas utilisées, en l'absence d'information. Ce sont les impulsions en trait plein qui assurent le synchronisme de la liaison.

D'après ce qui précède, nous voyons que, dans la maquette actuelle, nous disposons de 7^3 adresses différentes dues simplement aux combinaisons des positions possibles, en outre nous disposons de 10 périodes de récurrence T différentes, ce qui multiplie par 10 le nombre d'adresses dues aux combinaisons des positions.

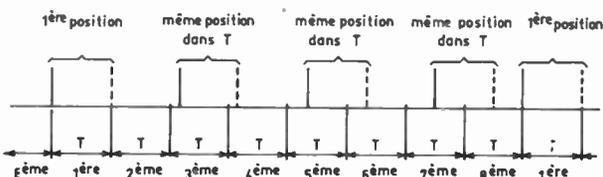


FIG. 5. — Représentation d'un code adresse complet.

6.2. Description de l'émetteur (fig. 6)

L'émetteur délivre des impulsions HF suivant le code adresse du correspondant désiré ; le signal est transmis en modulant en position les impulsions du code adresse.

L'émetteur se compose d'un oscillateur de codage (O_1) qui peut être modulé en phase par le signal BF à l'aide du modulateur (M). L'oscillateur (O_1) est suivi du dispositif de codage (C) ; la sortie de (C)

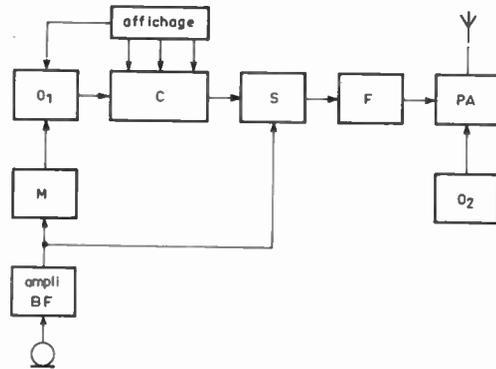


FIG. 6. — Schéma de l'émetteur

- O_1 : oscillateur de codage.
- C : dispositif de codage.
- M : modulateur de phase.
- S : système de suppression d'une impulsion sur deux.
- F : amplificateur mettant l'impulsion sous forme appropriée.
- PA : étage de puissance.
- O_2 : oscillateur HF.

passé à travers le système (S) de suppression d'une impulsion sur deux qui annule les impulsions de numéro pair du code, en l'absence de signal BF. Ensuite les impulsions sont remises en forme dans le formeur (F) avant de venir moduler l'étage de sortie HF (PA) de l'émetteur, lequel est excité par la tension HF porteuse délivrée par l'oscillateur HF (O_2).

6.3. Description du récepteur (fig. 7)

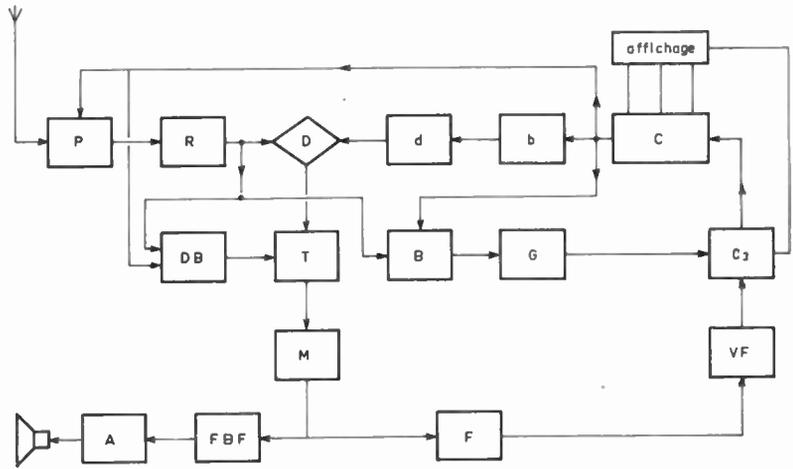
Le récepteur se compose tout d'abord d'un récepteur superhétérodyne (R) spécialement étudié pour recevoir des impulsions HF et pourvu d'un système de contrôle automatique de gain original. Ce récepteur n'est sensibilisé, grâce à la porte (P), qu'aux instants significatifs de son code adresse par les impulsions issues du système d'élaboration du code adresse (C), identique à celui de l'émetteur.

Après avoir été détectée, l'impulsion reçue sert à obtenir la synchronisation du récepteur à l'aide d'une boucle d'asservissement en phase qui agit sur l'oscillateur de codage (O_3), lequel pilote le dispositif de codage (C). L'impulsion reçue sert aussi à restituer le signal BF de modulation de l'émetteur.

La boucle d'asservissement de l'oscillateur (O_3) est ainsi constituée : l'impulsion reçue est comparée avec l'oscillateur (O_3) au moyen d'un discriminateur de phase (D) à travers le dispositif de codage (C).

FIG. 7. — Schéma du récepteur

- P : porte réception.
 R : récepteur HF.
 D : discriminateur de phase.
 d : circuit dérivateur.
 b : générateur bloqué pour former le signal $\sin \pi t/\theta, 0 \leq t \leq \theta$
 c : dispositif de codage.
 O₃ : oscillateur de codage.
 VF : variateur de fréquence.
 G : circuit de glissement de l'oscillateur.
 B : comparateur de code.
 DB : détecteur de brouillage.
 T : circuit de transfert.
 M : circuit mémoire.
 FBF : filtre BF.
 F : filtre de la boucle d'asservissement.
 A : amplificateur BF.



Pendant le temps θ d'ouverture de la porte, la fonction $\sin \frac{\pi t}{\theta}$ pour $0 < t < \theta$ est engendrée par l'oscillateur bloqué (b) ; ce signal est ensuite dérivé par le circuit dérivateur (d) et l'on obtient à l'entrée du discriminateur une onde de la forme $\cos \frac{\pi}{\theta} t$ ($0 < t < \theta$)

qui est comparée avec l'impulsion reçue. L'amplitude et le signe de la tension issue de cette comparaison dépendent des phases relatives des deux signaux en présence, ce qui permet de maintenir l'oscillateur de codage (O₃) en phase avec le signal reçu, à l'aide d'un variateur de fréquence (VF).

Après avoir été détectée, la tension issue du discriminateur (D) est transférée au circuit mémoire (M) par le circuit (T) si le détecteur de brouillage (DB) n'indique pas que l'impulsion reçue a été par trop parasitée.

Si un échantillon est trop brouillé, on conserve la mémoire de l'échantillon précédent, réduisant ainsi le bruit engendré par la présence d'un échantillon parasite.

La sortie du circuit mémoire (M) attaque d'une part le filtre BF (FBF), puis l'amplificateur BF (A), et d'autre part le filtre passe-bas (F) de la boucle d'asservissement, qui précède le variateur de fréquence (VF).

Le dispositif de reconnaissance du code est ainsi constitué : un comparateur (B) s'assure que, pour chaque position significative du code adresse local, une impulsion est effectivement reçue pendant le temps d'ouverture de la porte réception (P). Si aucune impulsion n'est reçue, le comparateur (B) délivre une tension qui, par l'intermédiaire du circuit de glissement (G), décale la phase de l'oscillateur (O₃) et par suite celle du code adresse local. Si, par contre, une impulsion est reçue, rien ne se passe. Un calcul statistique montre que ce procédé est parfaitement valable, même lorsque le taux d'interférence est élevé car, à un moment donné, il manque toujours une impulsion. Bien entendu, lorsque le code local est en coïncidence avec le code reçu, le circuit de glissement n'agit plus et la synchronisation s'établit grâce à la boucle d'asservissement. L'expérience

confirme qu'en moyenne, le temps de synchronisation est inférieur à la seconde.

7. Comparaison des deux systèmes décrits

Pour ces deux systèmes de codage, il n'est pas besoin d'organe central de temporisation donc le réseau est entièrement asynchrone, c'est-à-dire que les émissions débutent à n'importe quel instant.

En reprenant les quelques points développés au § 3 comme base de comparaison, nous supposons l'utilisation d'un canal HF de même largeur pour les deux systèmes ; si, pour un codage asynchrone, nous utilisons trois sous-canaux HF, la durée des impulsions doit être multipliée par 3 pour conserver la même largeur de bande ; comme il faut séparer les trois sous-canaux entre eux, nous prendrons : $\tau' = 4\tau$, τ étant la durée des impulsions émises dans le codage synchrone.

Le temps de sensibilisation du récepteur à codage synchrone est $\theta = 2,8 \tau$ pour permettre la réception d'impulsions modulées en position.

Pour effectuer une comparaison entre les deux systèmes, nous donnons aux paramètres caractéristiques les valeurs suivantes :

Système synchrone	Système asynchrone
$\tau = 1 \mu s$	$\tau' = 4 \mu s$
$\theta = 2,8 \mu s$	$h = 3$
$T = 70 \mu s$ à plein échantillonnage.	$T' = 40 \mu s$

La probabilité de brouillage élémentaire pour les deux systèmes est représentée en figure 8. Nous constatons qu'au-dessus de 12 conversations, le codage synchrone commence à avoir un meilleur comportement que le codage asynchrone, si l'on considère une courbe moyenne pour ce deuxième système. Cet avantage est appréciable lorsque le réseau approche de la saturation car il est encore possible d'écouler des conversations en surcharge.

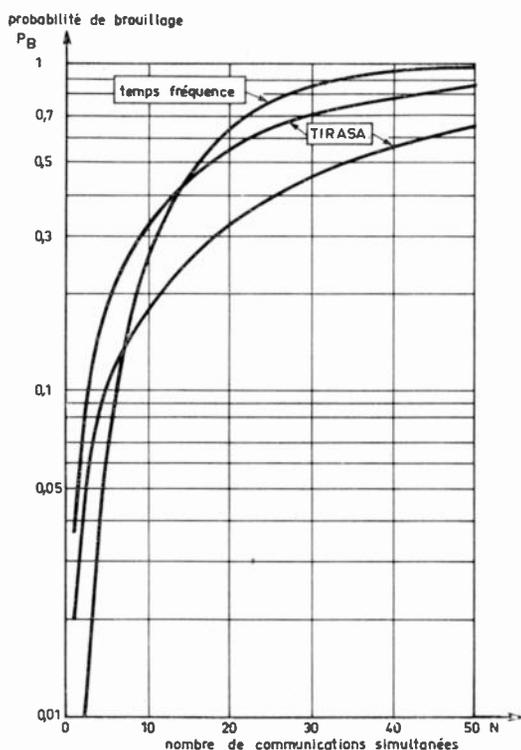


Fig. 8. — Probabilité de brouillage en fonction du nombre de communications simultanées.

Un code synchrone facilite le tri des impulsions reçues, le récepteur n'étant sensibilisé qu'aux instants où une impulsion est attendue ; ainsi la présence de brouilleurs de très fort niveau risquant de saturer le récepteur est éliminée ($T-0$) du temps.

La synchronisation de la liaison permet de doter les récepteurs d'un système de contrôle de gain automatique ; le dispositif mentionné au § 6, en détectant la présence de brouillage, évite les mauvais réglages ; ainsi le système de contrôle automatique de gain ajuste et maintient la sensibilité du récepteur au niveau nécessaire pour les impulsions qu'il doit recevoir. Un système à code adresse asynchrone ne peut faire ce discernement puisque le récepteur doit être sensibilisé en permanence. Pour ces derniers systèmes, une émission de fort niveau risque de créer de très nombreux faux codes car il est bien connu que si un amplificateur d'impulsions est saturé, les impulsions reçues sont élargies. Cette dernière consi-

dération fait donc opter pour les systèmes à code synchrone seuls susceptibles d'éliminer la plupart des brouilleurs pouvant gêner le bon fonctionnement des étages réception HF. Pour un nombre de conversations simultanées faible, nous constatons que les systèmes à codage asynchrone possèdent un taux de brouillage élémentaire très faible ; par conséquent un système hybride est peut-être capable de réunir les avantages des deux principes de codage.

8. Conclusion

Les systèmes de communications radioélectriques à large bande s'apparentent beaucoup aux systèmes téléphoniques, aussi leur utilisation nécessite-t-elle une révision des conceptions actuelles sur l'utilisation d'un réseau radioélectrique traditionnel où une émission est susceptible de toucher de nombreux correspondants. Ici une émission est destinée à l'abonné possédant la clé de décodage. Le système que nous avons décrit au § 6 connu sous le sigle TIRASA est actuellement étudié par la Société TRT, grâce à un marché d'études DRME et un marché SEFT de soutien.

L'utilisation de tels systèmes n'est pas limitée uniquement à des applications militaires ; on peut imaginer leur extension à de nombreux secteurs tels que la création d'un réseau téléphonique rural à faible densité de population, des réseaux de surveillance, etc.

Bibliographie

- ANGOT. — Un nouveau procédé pour l'exploitation des liaisons radiotéléphoniques denses. *Mécanique Electricité*, avril 1967, p. 53.
- CHESLER. — Mary RADA System, *Proceeding IEEE*, April 1965, p. 330.
- SOMMER. — A coded RADA System. *IEEE*, September 1966, p. 1196.
- SOMMER. — On the optimization of random Discrete Address Communications. *Proceeding IEEE*, October 1964, p. 1255.
- WHITE. — Theoretical Aspects of Asynchronous Multiplexing. *Proceeding of the IRE*, mars 1950, p. 270.
- PIERCE et HOPPER. — Non synchronous Time Division with Holding and Random Sampling. *Proceeding of the IRE*, september 1952, p. 1079.
- SALMET. — Perfectionnement aux systèmes RADA. Brevet n° 898 795 du 25-5-1963.
- SALMET. — Système de communication radiotéléphonique par impulsions. Brevet n° 979 700 du 26-6-1964.

Nouvel impédancemètre à trois sondes et son calculateur

R. GOUILLOU
ONERA

1. Introduction

Les méthodes de mesure d'impédance aux très hautes fréquences utilisent fréquemment les variations de tensions HF le long d'une ligne de transmission et exploitent ces variations à l'aide d'un abaque circulaire d'impédances. Ceci provient de ce que l'abaque circulaire, ou abaque de SMITH [1], prévu pour résoudre des expressions complexes et défini à partir d'une inversion de l'abaque cartésien, représente avec précision les phénomènes qui se passent dans une ligne de transmission (voir annexe 1).

Deux méthodes sont particulièrement utilisées : d'une part la ligne fendue, d'autre part les appareils à quatre sondes écartées de $\lambda/8$. Les mesures à la ligne fendue sont très précises [2] et couvrent une gamme de fréquences étendue, mais elles sont délicates, longues, exigent un personnel très expérimenté et sont pratiquement réservées au laboratoire. Aux fréquences basses, l'encombrement de la ligne est excessif.

Les appareils à quatre sondes écartées de $\lambda/8$ permettent des mesures rapides et de bonne précision, si les détecteurs sont parfaitement quadratiques. La plage de fréquences de chaque appareil est très étroite, limitée à quelques pour cent de part et d'autre de la fréquence centrale. Leur emploi est réservé à des fréquences discrètes.

Par ailleurs, des impédancemètres à trois sondes ont été décrits [3] [4], qui utilisent les rapports des tensions mesurées en trois points fixes pour définir l'impédance inconnue à l'aide d'un abaque spécial établi sur chaque fréquence. Ces appareils semblent relativement peu utilisés, probablement par suite de l'étroitesse de la bande de fréquences correspondant à chaque abaque.

Un autre type d'impédancemètre à trois sondes a

été développé à l'ONERA [5]. Aisément transportable, d'emploi simple et rapide, il couvre une gamme de fréquences de 5/1, portée à 20/1 à l'aide d'une quatrième diode commutable. Il diffère des appareils décrits par l'adjonction d'un organe de calcul graphique, positionné pour chaque fréquence et permettant une lecture directe sur un abaque de Smith de l'impédance connectée à l'extrémité d'un câble de transmission.

L'appareil a une bonne sensibilité, il fonctionne à l'aide de générateurs HF fournissant une puissance de -7 dBm (100 mV/50 Ω).

Le principe de cet impédancemètre est décrit au chapitre 2. Le chapitre 3 est consacré à une version fonctionnant de 50 à 1 000 MHz.

Des mesures comparatives d'impédances effectuées avec cet appareil et avec d'autres impédancemètres font l'objet du chapitre 4.

Les extensions de gamme de fréquences sont évoquées au chapitre 5 ; deux annexes traitent l'une de l'abaque de Smith et l'autre de méthodes analytiques permettant de remplacer le calculateur graphique par un ordinateur et des précautions à prendre pour éviter une perte grossière d'information.

2. Principe de l'impédancemètre à trois sondes

Soient trois mesures de tensions en des points A , B et C d'une ligne de transmission HF (fig. 1) chargée par une impédance z .

Soit un abaque de Smith (fig. 2) avec ses points caractéristiques 0, 1 et ∞ et les points figuratifs z_A , z_B et z_C des impédances ramenées en A , B et C .

Sur l'abaque, le vecteur \vec{OI} représente l'onde

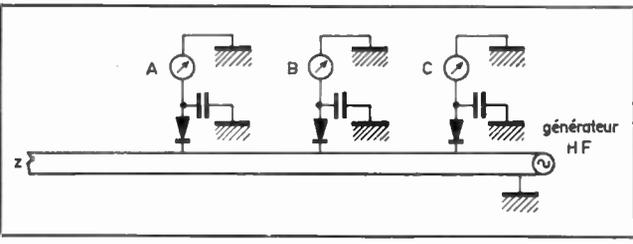


FIG. 1.

alant du générateur vers la charge, le vecteur Iz_A l'onde revenant vers le générateur avec, comme référence de phase, la phase de l'onde Aller au niveau de A ; le vecteur Oz_A correspond à la tension existant au point A. De même, les triangles définissant l'impédance et la tension locale aux points B et C ont pour sommets z_B et z_C . Les trois points z_A , z_B et z_C sont sur un cercle centré en I. Une rotation de chaque triangle autour du centre I peut faire coïncider les trois sommets. Elle donne les triangles Iz_AO_B et Iz_AO_C de la figure 2. Les points O_B et O_C sont sur le pourtour de l'abaque. Par construction, les angles entre O_A et O_B d'une part, O_A et O_C d'autre part sont égaux à deux fois la longueur électrique entre les points A, B et C de la ligne HF. Ces angles sont connus à chaque fréquence, d'où une construction graphique simple donnant l'impédance au point A de la ligne.

Une mesure de l'onde Aller (tension dans 50Ω) puis des trois tensions V_A , V_B et V_C permet de tracer trois arcs de cercles centrés respectivement en O_A , O_B et O_C et de rayons V_A/V , V_B/V , V_C/V . Ces trois cercles se coupent au point z_A . Pour connaître la charge inconnue z connectée à l'extrémité de la ligne à une distance l du point A, il suffit de faire tourner l'ensemble de la figure d'un angle $2\pi l/\lambda$ pour que le point défini par l'intersection des trois cercles soit le point figuratif de z dans l'abaque de Smith.

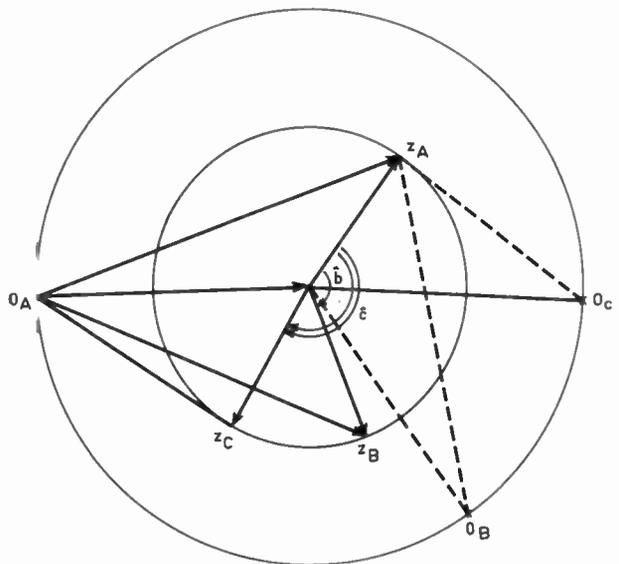


FIG. 2.

L'impédancemètre à trois sondes est basé sur cette méthode. Un organe calculeur facilite le calcul graphique. En fonction de la fréquence de la mesure, il permet de positionner les centres O_A , O_B et O_C sur un abaque de Smith et matérialise les cercles ayant pour rayon les tensions mesurées. Une mesure d'impédance revient à rechercher sur le calculeur le point d'intersection des trois cercles V_A , V_B et V_C .

Une erreur sur la mesure de l'une des tensions aura pour effet que l'intersection des cercles ne définira plus un point triple mais un petit triangle. C'est le centre de gravité de ce triangle qui sera considéré comme figurant le point z_A . Nous verrons plus loin (annexe 2) que cette méthode graphique rapide est plus précise que la méthode analytique simple donnant l'intersection.

3. Description de l'impédancemètre

Un premier appareil basé sur cette méthode a été développé à l'ONERA, l'impédancemètre 20 Wm 250 (1). Il est constitué de deux éléments séparés : le coffret de mesure et le calculeur.

3.1. Le coffret de mesure (fig. 3)

Il contient la ligne coaxiale équipée de quatre diodes, trois galvanomètres et un commutateur à boutons poussoirs sélectionnant trois diodes en fonction de la fréquence de travail.

Chaque diode est en contact direct avec l'âme du câble coaxial. Une compensation d'impédance élimine l'influence de la capacité du détecteur. Un courant continu de polarisation, voisin de $30 \mu A$ parcourt les diodes. Il assure une meilleure sensibilité de détection, linéarise la courbe de réponse et permet l'interchangeabilité de diodes de types et de lots différents. Chaque détection comporte un réglage de zéro et un réglage de sensibilité.

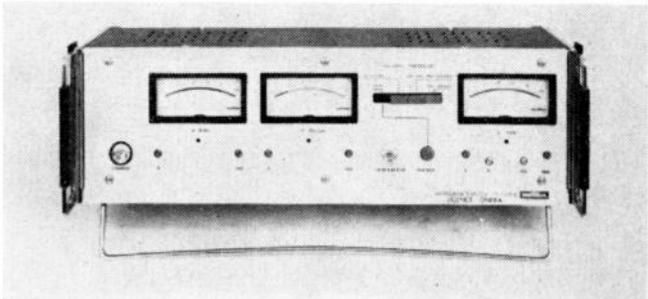


FIG. 3.

Le niveau HF demandé au générateur est de 100 mV dans 50Ω (-7 dBm).

Dimensions du coffret : $430 \times 130 \times 160 \text{ mm}^3$.

(1) Ou IX 704 A commercialisé sous licence ONERA par la Société MÉTRIX.



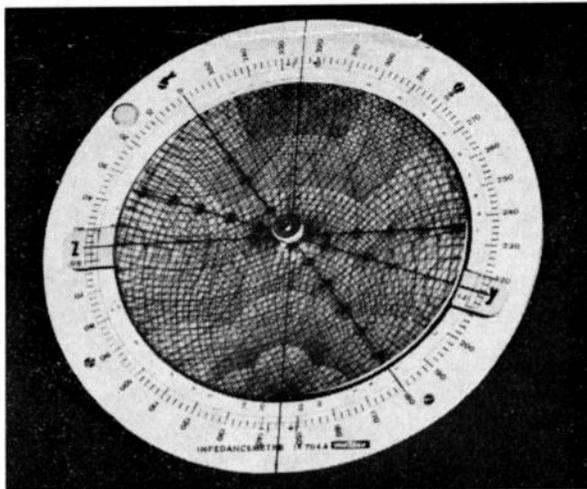


FIG. 4 a.

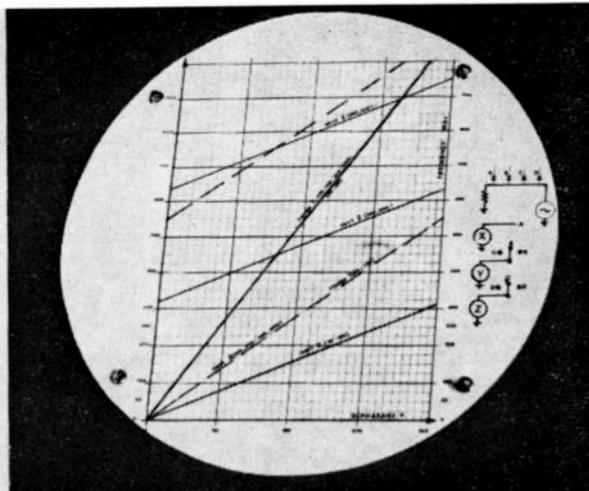


FIG. 4 b.

3.2. Le calculateur (fig. 4)

L'organe de calcul graphique ou calculateur est constitué d'un abaque de Smith auquel sont superposés trois disques mobiles. Sur chaque disque est tracée une famille de cercles concentriques. Les chiffres portés en regard des cercles correspondent au courant détecté, lu sur les galvanomètres. Pour faciliter la lecture, un disque est gravé en bleu, l'autre en vert, le troisième en rouge. Une graduation angulaire, portée sur le disque inférieur, permet de positionner les deux autres disques en fonction de la fréquence de travail. Au verso du calculateur, un réseau de droites définit les écarts angulaires.

3.3. Plage de fréquences

Elle va de 50 à 1 000 MHz en trois gammes :

gamme I de 50 à 250 MHz

gamme II de 100 à 520 MHz et de 580 à 1 000 MHz

gamme III de 500 à 600 MHz.

3.4. Mode opératoire

Pour mesurer une impédance inconnue, il faut tout d'abord vérifier le zéro des galvanomètres, relier l'entrée de l'impédancemètre à un générateur HF d'impédance 50Ω réglé sur la fréquence désirée et positionner les trois disques du calculateur en fonction de cette même fréquence.

La mesure s'effectue alors en trois temps :

1) Fermer la sortie de l'impédancemètre sur une charge étalon de 50Ω à travers un câble de longueur suffisante pour atteindre ultérieurement la charge inconnue.

Ajuster le niveau de sortie du générateur et la sensibilité des galvanomètres afin que ces derniers indiquent 30 (courant correspondant à une impédance pure de 50Ω sur le calculateur).

Cette opération correspond à la lecture de la tension « Aller » sur la ligne.

2) Fermer le câble de sortie de l'impédancemètre par un court-circuit. Déplacer les trois disques du calculateur, selon les indications des galvanomètres.

Ceci revient à mesurer la longueur du câble de liaison et effectuer la rotation angulaire de correction.

3) Fermer le câble de liaison par l'impédance inconnue à mesurer. Les nouvelles valeurs affichées sur les galvanomètres donnent directement les valeurs $R+jX$ de l'inconnue.

4. Contrôle de la précision des mesures

Pour connaître la précision obtenue à diverses fréquences avec l'impédancemètre 20 Wm 250, une série de mesures a été effectuée avec plusieurs impédancemètres différents.

4.1. Appareils utilisés

Les divers impédancemètres utilisés étaient :

- le 20 Wm 250 ONERA de 50 à 1 000 MHz.
- un pont Hewlett Packard n° 803 A de 50 à 400 MHz,
- un admittancemètre General Radio 1602 A de 70 à 400 MHz.
- une ligne fendue General Radio 874 LB au-dessus de 300 MHz.
- une ligne fendue Hewlett Packard 805 C au-dessus de 300 MHz.

Le détecteur associé au pont HP et à l'admittancemètre GR était le récepteur HP type 417 A.

Les générateurs haute fréquence étaient :

- un générateur Ferisol L 201 A au-dessous de 400 MHz.
- un générateur Hewlett Packard 614 A au-dessus de 800 MHz.

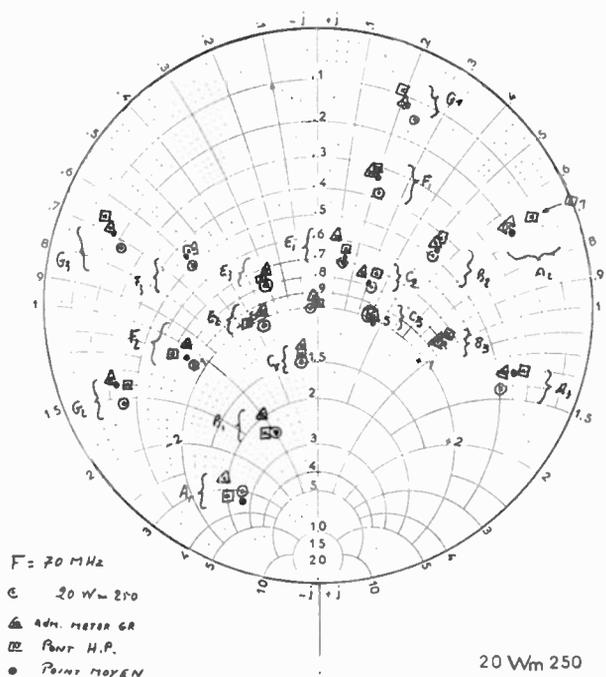


FIG. 5.

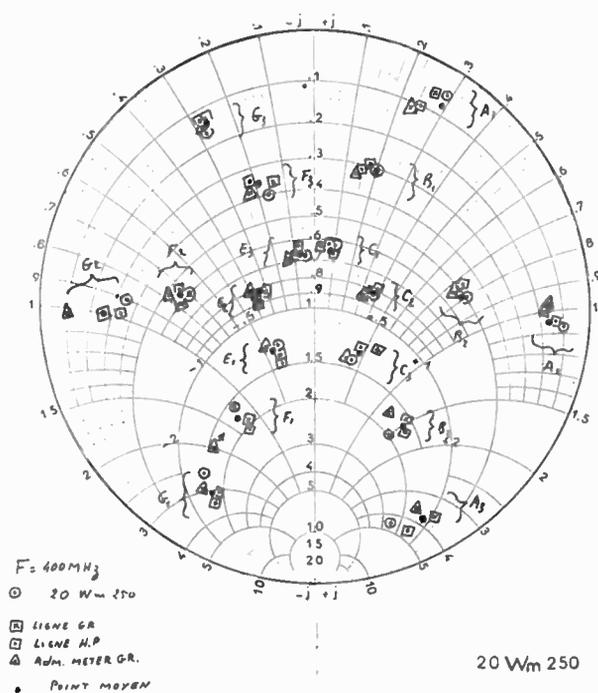


FIG. 6.

— un générateur General Radio 1012 P₂ de 250 à 800 MHz.

4.2. Impédances mesurées et fréquences d'essais

Les impédances étaient constituées à partir de sept résistances baptisées de *A* à *G* et ayant approximativement aux fréquences basses les valeurs 5, 15, 30, 50, 75, 150 et 500 Ω. Ces résistances étaient réunies aux impédancemètres par des câbles de même longueur. Trois câbles étaient utilisés à chaque fréquence, ce qui donne les impédances *A*₁ à *G*₁, *A*₂ à *G*₂ et *A*₃ à *G*₃, en fonction du câble utilisé.

Les longueurs des câbles utilisés n'étaient pas les mêmes aux différentes fréquences.

Les mesures ont été effectuées à 70, 100, 200, 400, 550, 700 et 900 MHz. Les résultats obtenus ont été sensiblement équivalents aux différentes fréquences. Les figures 5, 6, 7 sont données à titre d'exemple.

4.3. Présentation des résultats

Les résultats sont groupés par fréquence d'essai. Ils sont représentés par leur point figuratif sur l'abaque de Smith et reconnaissables par un code indiqué sur chaque feuille de résultats.

Des « points moyens » qui correspondent à la valeur probable de l'impédance mesurée sont également portés sur les feuilles.

La détermination de cette valeur probable résulte de ce que les impédances mesurées sont trois à trois les mêmes, vues au bout de trois longueurs différentes de câbles. Leur TOS est donc le même.

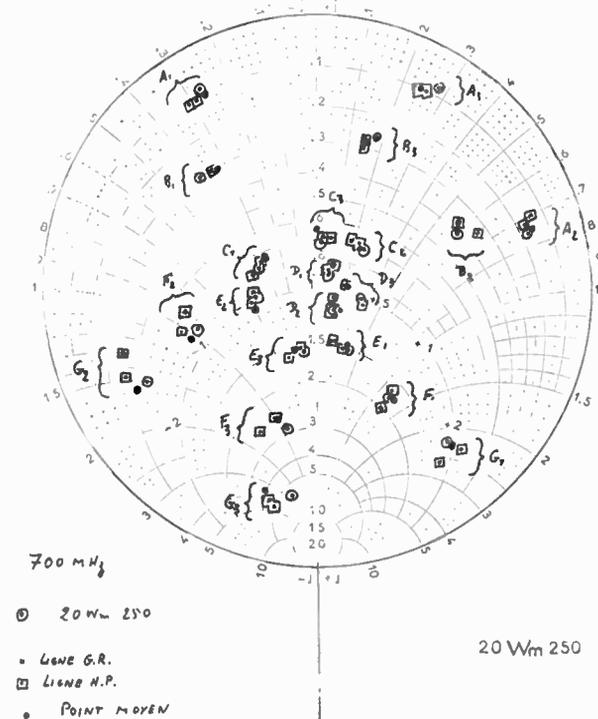


FIG. 7.

Pour la même raison, l'angle existant sur l'abaque entre les points *A*₁ et *A*₂ est égal à l'angle entre *B*₁ et *B*₂, *C*₁ et *C*₂ etc.

Si ρ est le rayon du cercle passant par le point exact et θ l'angle à partir d'une référence commune,

on considère comme ρ probable du point mesuré la moyenne des rayons mesurés pour les trois impédances par tous les impédancemètres utilisés, et comme θ probable, la moyenne des θ mesurés.

4.4. Comparaison entre les impédancemètres

4.4.1. Difficulté des mesures

Une première remarque s'impose concernant les mesures effectuées avec les divers impédancemètres utilisés pour la comparaison. Elle a pour objet la difficulté des mesures et des calculs aboutissant à la connaissance de l'impédance.

Une mesure d'impédance avec les lignes fendues, l'admittancemètre General Radio ou même le pont d'impédance Hewlett Packard demande, à partir du moment où le matériel est en ordre de marche et préréglé, plusieurs minutes pour la mesure proprement dite, les calculs, la transposition des résultats sur abaque de Smith et la rotation exigée pour tenir compte des longueurs de ligne. Les risques d'erreurs de calculs sont nombreux et des contrôles intermédiaires sont nécessaires pour éviter ces erreurs. L'expérimentateur doit être bien entraîné. Une mesure d'impédance avec le 20 Wm 250 demande 30 secondes pour les mêmes opérations. Les risques d'erreurs de l'expérimentateur sont faibles. Aussi la mise au courant de ce dernier est-elle rapide.

4.4.2. Précision des mesures

Les mesures effectuées sont caractérisées par une dispersion variant d'un impédancemètre à l'autre et dépendant de l'impédance et de la fréquence. Cette dispersion peut, dans chaque cas, être appréciée comme étant l'écart entre la mesure effectuée et le point moyen indiqué sur les diagrammes des résultats.

Les dispersions obtenues avec les divers impédancemètres sont du même ordre de grandeur. Elles sont toutefois un peu plus faibles pour les lignes fendues que pour les autres appareils.

Les mesures effectuées avec le 20 Wm 250 ont donc, en moyenne, la même précision que celles effectuées avec les autres impédancemètres, ceci avec une plus grande rapidité de mesures et une gamme de fréquences très étendue.

5. Développements ultérieurs

L'impédancemètre qui vient d'être décrit est commercialisé par la société Métrix. Il est le premier d'une série d'appareils couvrant des fréquences basses (1 MHz ou au-dessous) aux fréquences élevées (≈ 10 GHz).

Des modifications mineures étendent la gamme de fréquences vers le bas. La première maquette définie à l'ONERA pour vérifier la méthode et satisfaire aux besoins les plus urgents couvrait la gamme 50-250 MHz. En modifiant les longueurs de câble dans la ligne de mesure, il a été possible de l'utiliser pour des mesures dans les gammes 10-50 MHz et 2-10 MHz.

Aux fréquences supérieures, il est nécessaire de réaliser différemment la compensation de capacité des diodes. Mais les réalisations sont facilitées par le fait que ceci constitue le seul impératif. La distance entre les points n'est pas imposée, il suffit de la mesurer après fabrication pour étalonner les angles du calculateur.

Une version couvrant la gamme 1-3 GHz est en cours de développement afin de satisfaire à nos propres besoins.

Ce matériel se prête aisément aux mesures sur avion et sur missile. Dans ce dernier cas, la ligne de mesure est le seul élément embarqué, les valeurs de courant détecté sont transmises au sol par télémesure.

6. Conclusion

L'impédancemètre à trois sondes avec calculateur constitue un appareil très simple et rapide.

Cette facilité d'emploi, jointe à une bonne précision a permis l'analyse aisée d'impédances qu'il aurait été très difficile d'aborder par les méthodes classiques, telles par exemple celles d'antennes à forte surtension à 136, 240 et 820 MHz ; celles de circuits complexes constitués de lignes et de varactors à 820 MHz ; de circuits d'entrée d'amplificateurs HF ou MF, ou encore la compensation très précise d'éléments de lignes coaxiales : coudes, raccords, tés de mesure etc.

Cette méthode devrait aider de nombreux expérimentateurs que rebutent les méthodes classiques et qui doivent actuellement se contenter des mesures de TOS, elle leur donnera une connaissance plus précise de l'impédance de leur matériel.

ANNEXE I

Propriétés de l'abaque de Smith

1. Etude de la tension et du courant sur un câble HF

On sait que dans un câble haute fréquence sans perte, d'impédance caractéristique Z_c , chargé par une impédance z , une onde HF circule du générateur vers la charge, c'est « l'onde Aller ».

La tension et la phase de cette onde en un point quelconque sont données par la relation :

$$V_1(l) = E e^{-j\beta l} e^{j\omega t} \quad (1)$$

avec E : amplitude crête de l'onde,

ω : pulsation HF

β : constante de propagation dans le câble,

l : distance de la charge au point considéré.

La référence de phase est celle de l'onde Aller existant au niveau de la charge.

Si la charge est adaptée, l'onde est entièrement absorbée, la tension est constante en tout point de la ligne.

Si la charge n'est pas adaptée, une partie de l'énergie est réfléchi. Elle va se propager de la charge vers le générateur. C'est l'« onde Retour ».

Soient K et φ le module et la phase de cette réflexion. L'onde Retour est donnée par :

$$V_2(l) = KE e^{j(\beta l + \varphi)} e^{j\omega t} \quad (2)$$

La tension HF sur la ligne est la somme des deux ondes considérées :

$$V(l) = V_1(l) + V_2(l) = E e^{-j\beta l} e^{j\omega t} + KE e^{j(\beta l + \varphi)} e^{j\omega t} \quad (3)$$

$$\text{ou} \quad V(l) = E e^{j\omega t} e^{-j\beta l} [1 + K e^{j(2\beta l + \varphi)}] \quad (4)$$

De même, le courant existant en chaque point de la ligne est la somme du courant correspondant à l'onde Aller et de celui de l'onde Retour.

$$I(l) = \frac{V_1(l)}{Z_c} - \frac{V_2(l)}{Z_c} = \frac{E e^{j\omega t}}{Z_c} e^{-j\beta l} [1 - K e^{j(2\beta l + \varphi)}] \quad (5)$$

Le signe $-$ provient de ce que nous considérons $I > 0$ dans le sens de l'onde Aller.

Les équations (4) et (5) conduisent à la construction vectorielle de la figure 8. Sur cette figure \vec{OA} représente la tension V , $\vec{OA'}$ le courant I . On notera que I est également représentable par le vecteur $\vec{AO'}$ avec O' symétrique de O par rapport au point 1.

L'impédance en chaque point de la ligne est le rapport de la tension au courant :

$$z = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_c \frac{1 + K e^{j(2\beta l + \varphi)}}{1 - K e^{j(2\beta l + \varphi)}} \quad (6)$$

en posant $\alpha = 2\beta l + \varphi$, il vient :

$$z = Z_c \frac{1 + K e^{j\alpha}}{1 - K e^{j\alpha}} \quad (7)$$

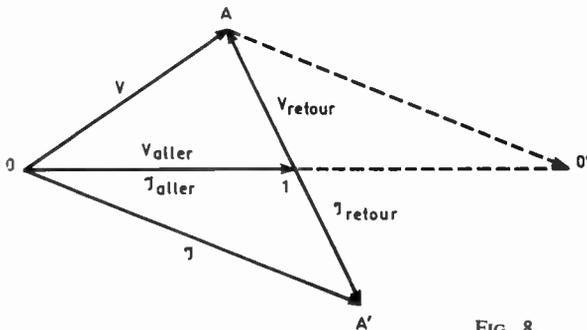


FIG. 8.

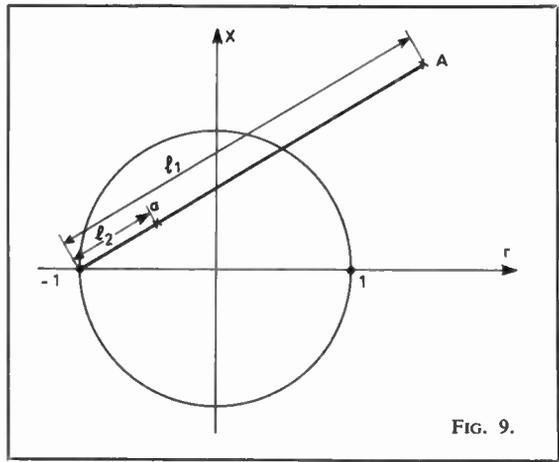


FIG. 9.

2. Abaque de Smith

L'abaque de Smith est déduit d'un abaque cartésien d'impédance par une inversion de pôle $(-1 + j0)$ et de puissance 2 (fig. 9).

Dans un abaque cartésien normalisé par rapport à Z_c , l'impédance est représentée par le vecteur $OA = z$ avec :

$$z = \frac{1 + K e^{j\alpha}}{1 - K e^{j\alpha}}$$

Le vecteur Z ayant pour origine -1 et pour sommet A est donné par :

$$Z = \frac{2}{1 - K e^{j\alpha}}$$

Le vecteur obtenu par une inversion de puissance 2 est $Z' = 1 - K e^{-j\alpha}$

il a le même module que $1 - K e^{j\alpha} = I$;

de même, le vecteur $Z'' = +1, A'$ est donné par $-1 - K e^{-j\alpha}$

il a le même module que $V = 1 + K e^{j\alpha}$

On retrouve la construction de la figure 8, ce qui démontre la propriété connue :

La tension en un point d'une ligne HF est proportionnelle à la distance relevée sur un abaque de Smith entre le point O , d'impédance nulle, et le point figuratif de l'impédance existant à l'endroit considéré à la ligne HF.

ANNEXE II

Etude analytique

Ce chapitre donne le mode de traitement par ordinateur traduisant l'opération effectuée par le calculateur.

Le calcul est fait en deux étapes : tout d'abord recherche de la position du point figurant l'impédance et repérage de ce point par rapport à un système de coordonnées rectangulaires passant par le centre de l'abaque ; ensuite chiffrage de l'impédance correspondant à ces coordonnées.

La figure 10 montre les axes utilisés, les points O et ∞ de l'abaque de Smith, les centres $O_1 O_2 O_3$ des familles de cercles et un point P correspondant à l'impédance $Z = a+jb$.

Soient V_1, V_2, V_3 les tensions lues. Les équations des trois cercles se coupant en P sont alors :

$$\left. \begin{aligned} (x + \cos \theta_1)^2 + (y + \sin \theta_1)^2 &= V_1^2 \\ (x + \cos \theta_2)^2 + (y + \sin \theta_2)^2 &= V_2^2 \\ (x + \cos \theta_3)^2 + (y + \sin \theta_3)^2 &= V_3^2 \end{aligned} \right\} (8)$$

ou :

$$\left. \begin{aligned} x^2 + y^2 + 2x \cos \theta_1 + 2y \sin \theta_1 &= V_1^2 - 1 \\ x^2 + y^2 + 2x \cos \theta_2 + 2y \sin \theta_2 &= V_2^2 - 1 \\ x^2 + y^2 + 2x \cos \theta_3 + 2y \sin \theta_3 &= V_3^2 - 1 \end{aligned} \right\} (9)$$

Le point cherché est la solution commune à ces trois équations. Une première méthode pour connaître ce point est celle utilisée dans les impédancemètres à quatre sondes écartées de $\lambda/8$ ou « Z-graphes ». Cette méthode est dangereuse pour les impédancemètres à trois sondes quand les écarts entre les sondes s'éloignent de $\lambda/8$, à cause de son extrême sensibilité aux erreurs de mesure de tension.

Dans cette méthode, le système (9) d'équations est remplacé par le système (10) obtenu par soustraction deux à deux :

$$\left. \begin{aligned} 2x(\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + 2y(\sin \theta_1 - \sin \theta_2) &= V_1^2 - V_2^2 \\ 2x(\cos \theta_1 - \cos \theta_3) + 2y(\sin \theta_1 - \sin \theta_3) &= V_1^2 - V_3^2 \end{aligned} \right\} (10)$$

Chacune des équations (10) correspond à une droite passant par les points d'intersection de deux cercles. Cette droite est l'axe radical des deux cercles ; les trois droites se coupent au centre radical des trois cercles, si cette intersection existe, mais qui peut s'en éloigner rapidement en cas d'erreur sur V_1, V_2 ou V_3 .

Les coordonnées du centre radical sont :

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{V_1^2 (\sin \theta_2 - \sin \theta_3) + V_2^2 (\sin \theta_3 - \sin \theta_1) + V_3^2 (\sin \theta_1 - \sin \theta_2)}{D} \\ y &= \frac{V_1^2 (\cos \theta_3 - \cos \theta_2) + V_2^2 (\cos \theta_1 - \cos \theta_3) + V_3^2 (\cos \theta_2 - \cos \theta_1)}{D} \end{aligned} \right\} (11)$$

avec
$$D = 2 (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)(\sin \theta_1 - \sin \theta_3) - 2 (\cos \theta_1 - \cos \theta_3)(\sin \theta_1 - \sin \theta_2)$$

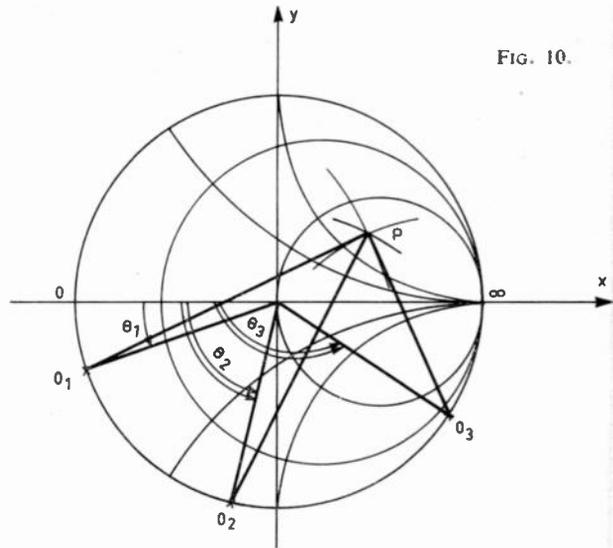


FIG. 10.

ce qui, par inversion et retour au diagramme cartésien des impédances donne $z = a+jb$ avec :

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{2(1-x)}{(1-x)^2 + y^2} - 1 \\ b &= \frac{2y}{(1-x)^2 + y^2} \end{aligned} \right\} (12)$$

La figure 11 illustre le danger d'emploi de cette méthode. Les points P et M représentent deux impédances à mesurer.

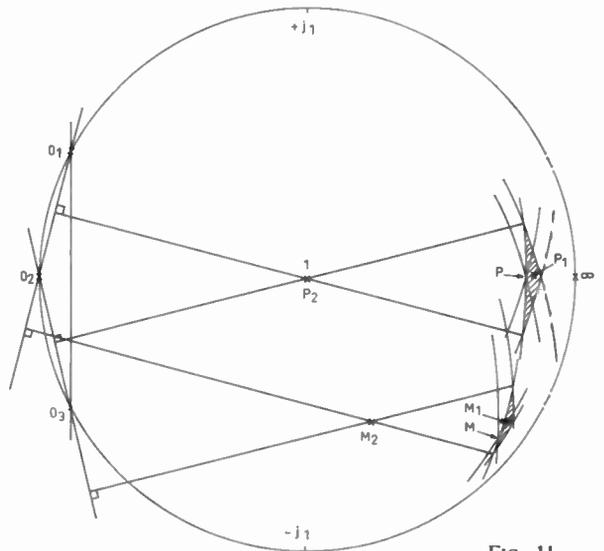


FIG. 11.

Sous l'effet d'erreurs de mesure sur V_2 et V_3 les intersections de cercles ne définissent plus les points P et M , mais les deux triangles représentés auprès de P et M . Lors d'une mesure avec le

calculateur, les impédances annoncées comme résultant de la mesure vont correspondre aux centres de gravité P_1 et M_1 des triangles.

Les coordonnées obtenues par la méthode de calcul indiquée ci-dessus correspondent aux points P_2 et M_2 . L'erreur est considérable. Les axes radicaux correspondant aux points P et M sont tracés sur la figure. Ils se coupent aux centres radicaux P_2 et M_2 .

Il faut proscrire l'emploi de cette méthode simplifiée. C'est pourquoi, dans le calcul de l'impédance par un ordinateur, il est préférable de calculer les coordonnées des six intersections des cercles, de comparer entre eux les 8 triangles ayant ces intersections pour sommets, afin de ne retenir que le plus petit (ou les deux plus petits s'ils ont des dimensions voisines). Les coor-

données x, y du point figuratif de l'impédance dans l'abaque de Smith sont alors la valeur moyenne des coordonnées des sommets retenus.

Bibliographie

- [1] SMITH P.H. — An improved transmission line calculator. *Electronics*, Jan. 1944.
- [2] ROUBINE E. — Cours ESE : Lignes HF et antennes.
- [3] SUTCLIFFE H. — Method of three readings. *Wireless Engineer*, July 53.
- [4] BLOCH A., FISHER F.J., HUNT G.J. — New equipment for impedance matching and measurement at very high frequencies *P.I.E.E.*, vol 100, part III, mars 53.
- [5] ONERA. — Brevet français 109 725.

LE RADAR SECONDAIRE POUR LE CONTROLE DE LA CIRCULATION AÉRIENNE

Une demi-journée d'études a été consacrée au Radar Secondaire pour la satisfaction des besoins de l'Aviation Civile.

Monsieur VILLIERS, ingénieur général de la navigation aérienne, a exposé le rôle essentiel joué par ce dispositif, version moderne et évoluée des répondeurs radar I.F.F. utilisés pendant la dernière guerre mondiale pour renforcer les échos du radar et assurer entre eux une certaine discrimination.

Contrôler la circulation aérienne consiste à prendre les mesures en temps utiles pour éviter les collisions. A cette fin, il est nécessaire de *connaître* la position actuelle de tous les avions sous contrôle et de *prévoir* leur position future. Le radar fournit les premières informations tandis que le Plan de Vol, déposé par le pilote avant le décollage et transmis vers les centres de contrôle, permet leur extrapolation.

La corrélation entre les informations provenant de ces deux sources est difficile à effectuer par les moyens manuels, car les échos des différents avions ne se distinguent en rien les uns des autres sur l'écran cathodique sur lequel ils sont présentés habituellement ; en outre, les radars classiques n'ap-

portent pas d'information sur les altitudes des avions.

Le système dit « Radar Secondaire » comprend des interrogateurs au sol et des répondeurs dans les avions qui ne sont plus passifs comme pour le radar ordinaire, mais deviennent coopératifs (réponse puissante et porteuse de codes : 4 096 codes pour l'identification, 4 096 codes pour la réponse d'altitude).

On conçoit toute l'assistance qui peut être apportée par un tel système. Par contre, certaines limitations de ses possibilités rendent peu efficace son exploitation manuelle et difficile sa mise en œuvre automatique.

L'exposé de Monsieur BERTAGNA montre les récents perfectionnements qui ont été apportés au Radar Secondaire lui-même, celui de M. GUFFLET ingénieur de la navigation au Centre d'Expérimentation de la Navigation Aérienne traite de l'exploitation automatique dans les Centres de l'Aviation Civile en France.

La mise en œuvre s'effectue simultanément par l'équipement des centres de contrôle et par l'installation progressive de répondeurs dans une fraction rapidement croissante de la flotte aérienne civile et militaire.

Interrogateurs et répondeurs de radars secondaires ⁽¹⁾

J.C. BERTAGNA
S.T.T.A.

1. Introduction (fig. 1)

Au point de vue radio-électrique, l'« IFF-SIF »⁽²⁾ peut être considéré comme l'élaboration, la transmission et le traitement d'une information numérique véhiculée par une porteuse en bande L.

Nous n'évoquerons ici que la transmission et l'élaboration de l'information IFF-SIF, sans aborder le traitement de cette même information.

La transmission et l'élaboration de l'information IFF-SIF seront elles-mêmes divisées en deux :

1° l'élaboration et la transmission de l'interrogation qui s'effectuent au sol, grâce à l'interrogateur et à l'antenne ;

2° l'élaboration et la transmission de la réponse qui s'effectuent à bord de l'avion, grâce à l'antenne et au répondeur de bord.

On peut dire aussi que la partie récepteur de l'interrogateur au sol sert de liaison entre le répondeur et l'ensemble de traitement de l'information IFF, via l'antenne sol.

Les deux ensembles bord et sol, pour fonctionner dans des conditions optimales, doivent respecter la relation :

$$\begin{array}{cccc}
 P \text{ (dB)} & + & S \text{ (dB)} & = & S \text{ (dB)} & + & P \text{ (dB)} \\
 \text{émetteur} & & \text{récepteur} & & \text{récepteur} & & \text{émetteur} \\
 \text{interrogateur} & & \text{interrogateur} & & \text{répondeur} & & \text{répondeur}
 \end{array}$$

Cela montre l'importance qu'il y a à ne pas considérer l'interrogateur ou le répondeur comme des

entités indépendantes mais, au contraire, comme deux sous-ensembles d'un même ensemble.

Les antennes n'interviennent pas dans ces relations, la seule hypothèse faite est l'identité de leurs caractéristiques pour 1030 et 1090 MHz.

L'antenne sol intervient dans le calcul de la portée maximale uniquement et évidemment par sa directivité pour limiter la portion de l'espace interrogé à un instant donné.

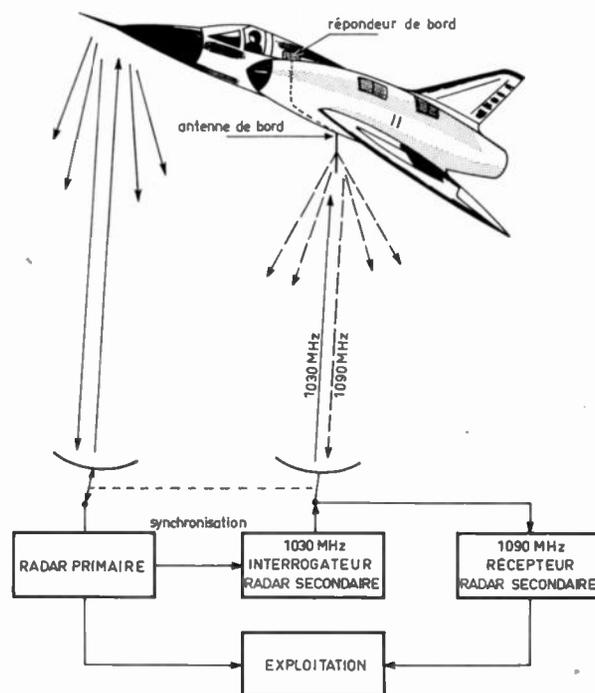


FIG. 1. — Radars primaire et secondaire. Principe.

(1) Conférence prononcée le mercredi 27 mars 1968 au cours de la demi-journée d'études de la 9^e section de la SFER.

(2) Identification Friend or Foe - Selective Identification Feature (Identification Ami ou Ennemi - Système d'Identification Sélective).

2. Rappel sommaire sur le matériel utilisé

2.1. Les premiers systèmes exploités furent des systèmes IFF simples. L'ensemble était constitué de matériel américain à lampes, par exemple :

- l'interrogateur sol UPX6
- l'interrogateur bord APX7
- le répondeur bord APX6
- l'antenne sol AS 295

2.2. Le passage du système IFF au système IFF-SIF nécessita l'adjonction de codeurs de bord pour l'élaboration de la réponse de l'avion et de décodeurs au sol pour la reconnaissance de cette réponse, l'interrogateur restant inchangé. Ceci correspond au répondeur type APX 25 = APX6 + KY95.

2.3. Mais très vite, pour le matériel de bord, les impératifs de poids et d'encombrement obligèrent à passer à une version hybride (lampes et transistors) de ces équipements dans lesquels le codeur était incorporé à l'émetteur-récepteur, et la fonction SLS introduite. Il s'agit de répondeurs de bord type NR-AI-1A.

2.4. La généralisation des transistors et les besoins de rénovation donnèrent naissance à une nouvelle famille d'équipements de bord presque entièrement transistorisés et répondant évidemment aux nouvelles spécifications (en particulier mode C), c'est la génération des :

- APX 72 Bendix (Militaire)
- ERB 3362 Secre (Militaire-Civil)
- 914 A Wilcox (Civil)
- 621 A 3 Collins (Civil)
- 1500 ou 1520 Cossor (Militaire)
- NR-AI-2A LMT (Militaire)

2.5. L'application industrielle des circuits intégrés trouve, avec le matériel IFF-SIF, un terrain très favorable et entraîne l'étude de versions micro-miniaturisées d'un système complet IFF-SIF (Interrogateur, répondeur, chaîne de décodage).

3. Orientation actuelle en France

Au cours de l'année 1967, deux courants complémentaires convergèrent :

— d'une part, un besoin de changement de matériel au sol, vétuste et incapable de recevoir les modifications devant le rendre capable des dernières spécifications (test intégré, mode C, SLS pour les interrogateurs et les antennes), besoin toujours présent de disposer de matériel plus petit et plus léger pour les nouveaux programmes avions (Jaguar et F1) et,

— d'autre part, l'industrialisation des circuits intégrés non seulement numériques mais aussi utilisables en MF.

La convergence de ces courants déboucha sur trois programmes :

- Un programme d'interrogateurs.
- Un programme de répondeur de bord micro-miniaturisé.
- Un programme d'antennes sol.

Le plus spectaculaire sera certainement le répondeur bord qui doit se présenter sous la face avant des boîtes de commandes type NR-AI-2A et de profondeur inférieure à 160 mm.

4. Caractéristiques techniques des équipements IFF

4.1. Interrogateur sol (schéma synoptique fig. 2)

- Puissance : 2 kW.
- Sensibilité : -98 dBm.
- Entrelacement 3 modes/4, récurrence par récurrence ou 2x3 modes/4, tour d'antenne par tour d'antenne.
- Commande de la commutation de voies antennes.
- Test intégré avec répétiteur lumineux du sous-ensemble en panne.
- Poids : environ 8 kg.
- Encombrement : 1/2 ATR court.

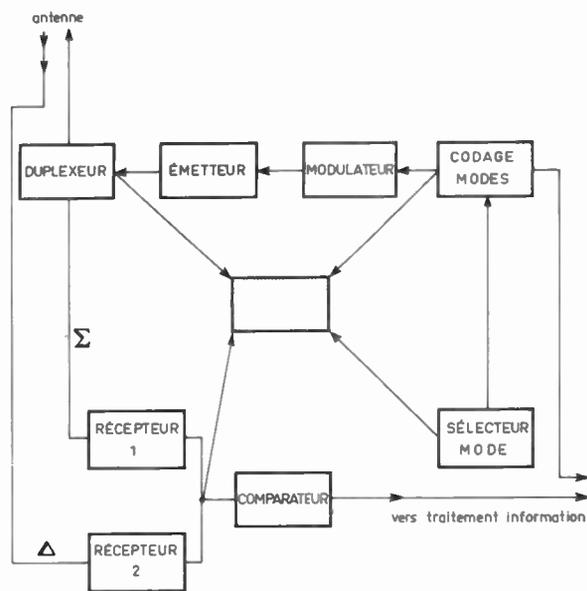


FIG. 2.

4.2. Antenne sol (schéma synoptique fig. 3)

- Envergure : 9 mètres.
- Couverture en site : 50°.
- Gain: 22 dB.
- Ouverture utile avec SLS comprise entre 2,5° et 4°.

— Rayonnement suivant diagrammes «Somme-Différence».

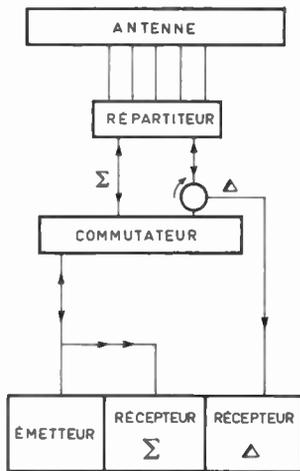


FIG. 3. — Antenne de l'interrogateur. Schéma synoptique.

4.3. Répondeur bord (schéma synoptique fig. 4)

- Puissance : 500 W.
- Sensibilité : 70 dBm.
- 4 Modes (1-2-3-C).
- Test intégré.

NR-AI-2A

- Poids : 8 kg
- Encombrement : 9 lit.

Futur
(Microminiaturisé)
3 kg
3 lit.

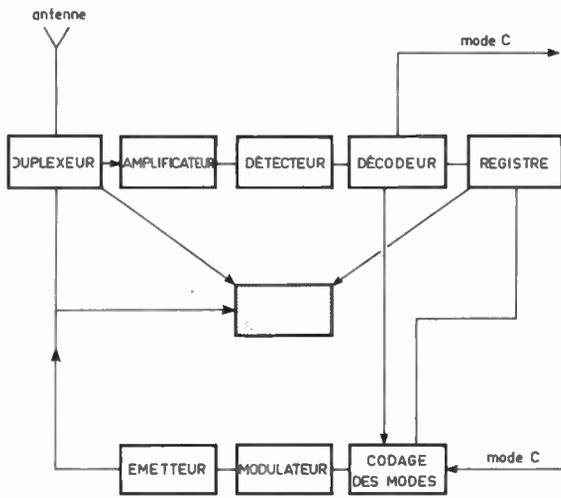


FIG. 4. — Répondeur de bord type NRAI 2A. Schéma synoptique.

5. Exemple de réalisation du codage d'un équipement bord transistorisé (NRAI-2A)

Comme il a été dit en introduction, les équipements doivent assurer l'élaboration et le traitement d'une information numérique. Qui dit information numérique pense, pour son traitement, à la technique des ordinateurs. Jusqu'à la dernière génération, celle des équipements qui utilisera des microcircuits, la technique ordinateur n'a pas été employée car trop lourde avec des lampes ou des transistors pour l'application aux IFF-SIF. En effet, lors du traitement, il n'est pas nécessaire de conserver en mémoire (ou état stable) les bits d'information. On s'intéresse seulement, à un instant donné, à la présence ou à

l'absence d'une impulsion. Ceci a donc permis d'utiliser, pour l'élaboration du codage SIF, la solution d'un registre à décalage à transistors.

5.1. But à atteindre

Le répondeur doit être capable, suivant le mode d'interrogation qu'il aura décodé (par une ligne à retard active composée de réseaux LC pour des écarts d'impulsions $P_1 P_3 = 1, 2, \dots 8 \mu s$ et de réseaux LC et RC pour $P_1 P_3 = 21 \mu s$), d'émettre le train d'impulsions correspondant au code préaffiché sur ce mode. Il faut donc qu'il existe potentiellement la possibilité de produire de 2 à 14 impulsions, dont les caractéristiques sont :

- Présence obligatoire de F_1 et F_2 impulsions espacées de $20,3 \mu s$.
- Présence, suivant le code affiché, de 0 à 12 impulsions espacées au minimum de $1,45 \mu s$.

La possibilité d'affichage, donc d'émission de trois codes indépendants, entraîne que toutes les impulsions peuvent être demandées, si l'on considère l'ensemble des codes correspondant aux différents modes (C compris).

Il y a donc intérêt à générer l'ensemble des quatorze impulsions possibles dès qu'une interrogation a été décodée, la sélection des impulsions réellement émises se faisant ultérieurement.

5.2. Génération des impulsions (fig. 5)

Nous allons voir un peu plus dans le détail l'élaboration de ces quatorze impulsions par l'ensemble dénommé « Registre à décalage ».

Le principe de ce registre est d'engendrer une impulsion, de la faire cheminer au pas de $1,45 \mu s$ de façon à disposer d'impulsions sur 15 sorties (fig. 6).

Lorsqu'une paire d'impulsions caractérisant une interrogation est décodée comme étant celle d'un mode, il y a génération d'une impulsion appelée « porte de mode » et simultanément production de la première impulsion d'horloge qui sera suivie par un train d'impulsions toutes séparées de $1,45 \mu s$ (fig. 7).

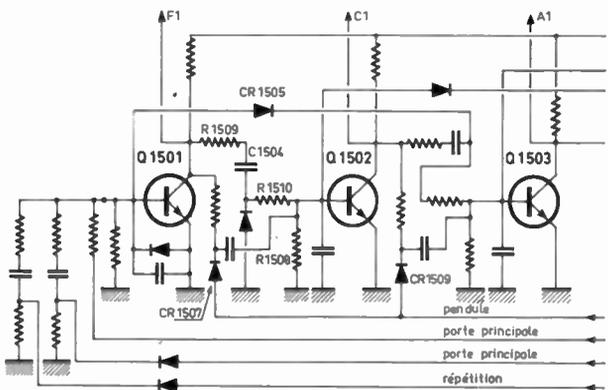


FIG. 5. — Registre à décalage premiers étages.



FIG. 6.

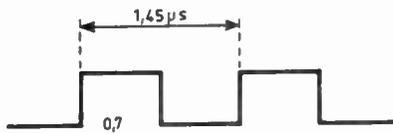


FIG. 7.

La porte de mode amène le transistor Q 1501, initialement bloqué, à la limite de la conduction. Simultanément le front avant de la porte de mode est différencié avec une constante de temps de récupération supérieure à $1,45 \mu s$ et le résultat de cette différenciation appliqué aussi à la base Q 1501. Donc Q 1501 conduit, son collecteur voit son potentiel décroître et la diode CR 1507 peut laisser passer l'impulsion d'horloge.

On dispose donc, à partir du front avant de la porte de mode, d'une impulsion sur le collecteur de Q 1501. Elle servira à former F_1 .

La base de Q 1502 reçoit l'impulsion d'horloge et la sortie de Q 1501. Ces deux actions s'annulent et Q 1502 ne peut toujours pas conduire. La tension venant du collecteur de Q 1501 reste appliquée sur la base de Q 1502 pendant le temps t : t est déterminé par le réseau R 1509, C 1504, R 1510 et R 1508 et est compris entre $0,7 \mu s$ et $1,45 \mu s$, ce qui a empêché la première impulsion d'horloge de passer dans Q 1502. Par contre, quand arrive la deuxième impulsion d'horloge, Q 1502 est capable de conduire et son potentiel collecteur s'abaisse, ce qui met CR 1509 à la masse et permet à la deuxième impulsion d'horloge d'amener Q 1502 à conduire; on dispose donc, après différenciation sur le collecteur de Q 1502, d'une impulsion dont le front avant est séparé de F_1 de $1,45 \mu s$ et qui constituera une impulsion C_1 . Par contre, Q 1503 se trouve bloqué pour des raisons analogues à celles de Q 1502 précédemment citées.

Enfin, la conduction de Q 1501 est stoppée par application sur la base d'une tension négative envoyée à travers CR 1505 par le collecteur de Q 1502. F_1 est ainsi constituée et a pour largeur $1,45 \mu s$ sur les différentes sorties et entrées existantes, donc en fonction du temps (fig. 8).

On a pu ainsi, par ce procédé, former toutes les impulsions qui seront nécessaires et positionner leurs fronts avant.

5.3. Remarques sur ce procédé de génération

A la différence de ce qui se fera avec les circuits intégrés, nous n'avons pas fait cheminer une impulsion avec possibilité de l'extraire à chaque pas de

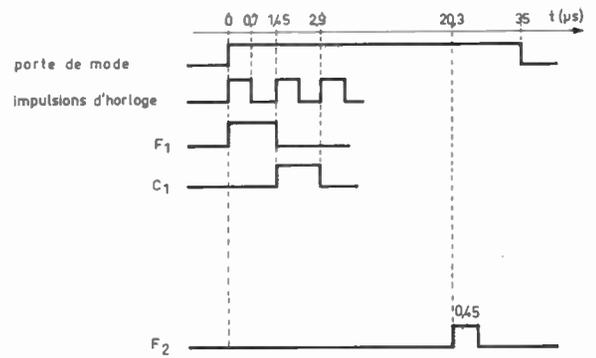


FIG. 8.

son avancement, mais uniquement découpé une impulsion longue en de nombreuses impulsions plus courtes, chacune de ces nouvelles impulsions étant aiguillée vers une sortie différente.

La simplicité et le caractère série de ce registre à décalage sont utilisés dans le « test intégré » de l'équipement.

En effet, dès qu'une interrogation est décodée comme étant celle correspondant à un mode autorisé, tout le registre est sollicité et doit fonctionner correctement pour que F_2 existe. Cette remarque permet l'utilisation d'un test synthétique pour vérifier le registre à décalage.

6. Fonctions SLS (fig. 9)

A titre d'exemples de fonctions faisant intervenir aussi bien l'interrogateur que l'antenne sol et le répondeur, nous allons décrire maintenant les fonctions ISLS et RSLs.

6.1. Fonction ISLS (Suppression des lobes secondaires à l'interrogation)

Il ne sera décrit que la fonction ISLS à trois impulsions (la Grande-Bretagne ayant envisagé un SLS utilisant les deux impulsions de mode).

— L'émetteur va intercaler, entre les deux impulsions caractérisant un mode, une troisième impulsion

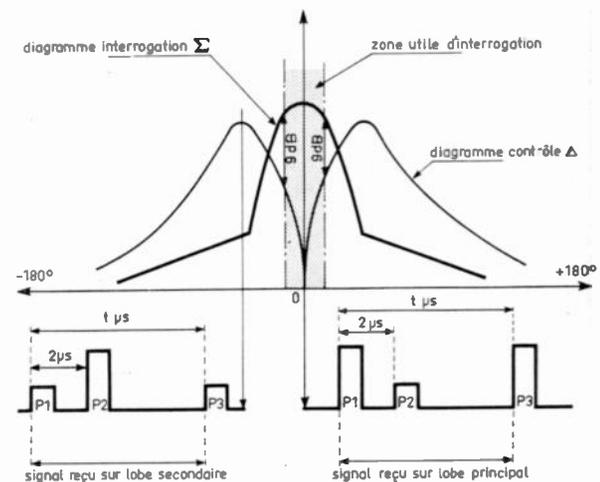


FIG. 9. — Diagrammes de rayonnement de l'antenne liée à l'interrogateur.

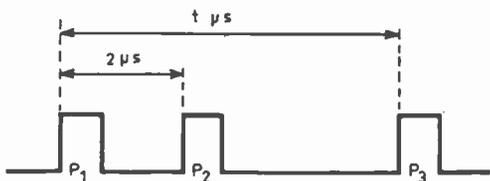


FIG. 10.

identique aux précédentes du point de vue caractéristiques et toujours située 2 μs après la première impulsion (fig. 10).

— L'antenne va rayonner ces trois impulsions suivant deux diagrammes différents : P₁ et P₃ seront rayonnées suivant le « diagramme d'interrogation », P₂ étant rayonnée suivant le « diagramme contrôle ».

Les allures relatives des deux diagrammes sont représentées en figure 9.

— Le répondeur devra, suivant les niveaux relatifs de P₁ et P₂, permettre le décodage, donc la réponse ou interdire le décodage.

Le principe est de charger par P₁ une capacité. La décharge de cette capacité se fait avec une constante de temps telle qu'au bout de 2 μs (instant où apparaît P₂), la tension aux bornes de la capacité ait : décru de 0,5 V environ (l'amplificateur FI étant logarithmique).

Lorsque P₂ se présente, si la tension crête de P₂ est inférieure de plus de 0,5 V à celle de P₁, cette tension est insuffisante pour permettre à la diode, située à la sortie de l'étage d'entrée, de conduire. P₂ n'est pas transmise et ne sera pas décodée.

Au contraire, si P₂ se présente avec une tension crête égale à P₁ par exemple, la diode, située à la sortie de l'étage d'entrée, conduira. P₂ pourra être décodée et déclenchera un circuit d'annulation.

Pour les valeurs de tension crête de P₂ comprises entre P'₂ = P₁ - 0,5 V et P''₂ = P₁, il pourra y avoir non déblocage de la diode donc émission d'une réponse (zone grise).

Ainsi, grâce au travail groupé de l'interrogateur, de l'antenne et du répondeur, l'ouverture en gisement dans laquelle il y aura réponse sera constante quelle que soit la distance interrogateur-répondeur, et le taux des réponses parasites fortement diminué.

6.2. Fonction RSLS (Suppression des lobes secondaires à la réception)

Lorsqu'on possède une antenne permettant la fonction ISLS, on possède en réception de l'énergie provenant des impulsions constituant la réponse à une interrogation sur deux voies (Σ et Δ). En comparant les énergies reçues dans chacune de ces voies, il est possible :

— de supprimer les réponses parasites pénétrant par les lobes secondaires ;

— d'affiner l'ouverture en gisement du traitement de la réponse par réglage différent des gains, des voies de réception.

Cette dernière propriété permet, par exemple, d'éviter que des répondeurs n'ayant pas la fonction SLS ne saturent la fonction traitement de l'information SIF, ou le PPI⁽³⁾ du contrôleur. Elle permet aussi, dans le cas où des grandes antennes ne peuvent être utilisées, de diminuer l'ouverture utile de la réponse.

6.3. Les fonctions ISLS et RSLS permettent, en déplaçant artificiellement les niveaux relatifs des diagrammes interrogation et contrôle par action sur les puissances émises et sur les gains à la réception, de fixer l'ouverture en gisement du décodage de l'interrogation ainsi que celle du traitement de la réponse. Ces possibilités permettent actuellement d'étendre ou d'améliorer l'équipement de chaînes IFF/SIF.

7. Conclusion

Si les aspects codage et SLS ont été choisis pour être plus particulièrement développés dans ce qui précède, c'est uniquement parce qu'ils représentent les principales originalités de l'équipement.

En ce qui concerne l'émission et la réception, le matériel travaille sur deux fréquences :

- 1030 MHz pour les liaisons interrogateur vers répondeur ;
- 1090 MHz pour les liaisons répondeur vers interrogateur.

L'avantage de travailler à fréquences fixes est :

- d'une part, de simplifier tant les problèmes radio-électriques que mécaniques, et
- d'autre part, de permettre de trouver des solutions originales, l'originalité étant elle-même souvent tributaire de la maîtrise d'une technologie plutôt que d'une idée.

Pour toutes ces raisons, le matériel IFF/SIF (traitement sol excepté) demeure un ensemble d'équipements simples mais intelligents, développables par une industrie comme celle de la France.

Les microcircuits introduisent un élément technologique particulièrement adapté aux problèmes IFF/SIF. De ce fait, les nouveaux matériels auront des caractéristiques de poids, d'encombrement, de fiabilité qui devraient leur permettre une grande diffusion. La grande diffusion acquise, le prix de ces équipements, et surtout du répondeur bord, sera tel que ces équipements qui assurent la sécurité de l'avion et simplifient le travail des contrôleurs, pourront être très largement généralisés.

Si l'on veut bien accepter un raisonnement par analogie, nous sommes persuadés depuis de nombreuses années que, sous réserve d'avoir résolu les problèmes techniques (SLS, defruiting...) et de normalisation internationale, l'équipement systématique en répondeurs de tous les avions admis à effectuer des vols IFR⁽⁴⁾ présente une opportunité aussi évidente qu'il y a une cinquantaine d'années l'a été le montage de feux de position sur les avions en vols de nuit.

⁽³⁾ Plan position Indicator (Indicateur Panoramique).

⁽⁴⁾ Instrument Flight Rules (respectant les règles de vol aux instruments).

Les extracteurs et le traitement automatique du radar secondaire dans le système civil*

P. GUFFLET

Centre d'Expérimentation de la Navigation Aérienne

Pour améliorer l'efficacité du contrôle de la Circulation Aérienne, la Direction de la Navigation Aérienne a été conduite, dans son Plan d'Automatisation, à faire développer un système d'extraction radar primaire et radar secondaire, (c'est-à-dire un système permettant de transformer l'information radar en données numériques directement assimilables par des calculateurs).

Depuis quelques années déjà, les calculateurs du système automatisé du contrôle de la circulation aérienne (CAUTRA), installés au centre de contrôle régional Nord, traitent les plans de vol qui constituent l'information de base sur le déroulement de tous les vols intéressant la circulation aérienne générale.

Il va y être ajouté d'ici peu le traitement de l'information radar secondaire qui permettra une identification instantanée de tous les avions équipés de transpondeurs et évoluant à l'intérieur d'une couverture radar qui sera progressivement étendue à tout le territoire.

Cette étape nouvelle dans l'acquisition des données a imposé la conception de matériels, de programmes et de procédures adaptées que nous allons décrire brièvement.

1. L'extraction radar

Sa fonction essentielle est la détermination, en temps réel, de la position et des réponses codées des avions. Le traitement effectué dans l'extracteur permet en outre de tenter d'éliminer les échos parasites (échos de bruit, échos de nuages et résidus d'échos fixes) existant notamment sur les échos en Radar Primaire.

* Conférence prononcée le 27 mars 1968 au cours de la demi-journée d'études de la 9^e section de la SFER.

1.1. Extraction de la vidéo radar primaire (fig. 1)

La vidéo radar primaire, en sortie du récepteur radar, est en premier lieu quantifiée à deux niveaux (c'est-à-dire transformée en une suite de « 1 » et de « 0 »), par comparaison avec un seuil.

Deux types de seuils sont utilisés, l'un dit « seuil lent », contrôlant le taux de remplissage dû au bruit de fond, l'autre, dit « seuil zone dense », contrôlant ce même taux de remplissage lorsque la puissance du bruit augmente dans une mesure importante localement ; c'est le cas de la détection dans un nuage ; le choix entre ces deux vidéos quantifiées est assuré par la « logique de zone dense » qui mesure dans l'extracteur la densité de présences et d'absences

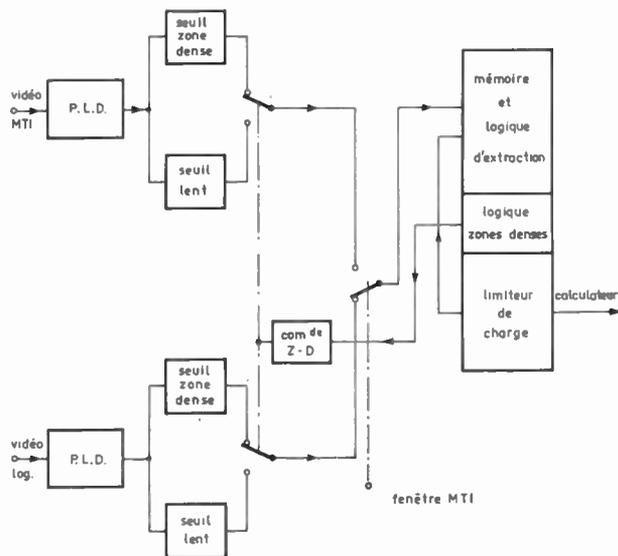


FIG. 1

dans une surface entourant chaque écho en cours d'analyse.

Cette suite de « 1 » et de « 0 » est stockée en mémoire, au fil de la récurrence, chaque « présence » ou « absence » étant mémorisée dans un « quantum » de distance. Le quantum correspond à une distance du même ordre de grandeur que la largeur de l'impulsion radar, ce qui est équivalent également au pouvoir de discrimination minimal en distance.

Le stockage de ces informations est renouvelé à chaque récurrence, de telle sorte que l'extracteur conserve en mémoire, en permanence, l'état des 7 récurrences passées.

Au moment du traitement d'un quantum, le nombre de présences mises en mémoire à cette distance est comparé à un seuil (dit « seuil de corrélation »), 3 sur 7 par exemple, pour déclarer une « présomption échos ».

Pour s'assurer de la présence effective d'un plot dans ce quantum, les présomptions seront accumulées ; lorsque ce nombre de présomptions successives atteindra un seuil dit « d'extraction », le quantum considéré sera supposé contenir effectivement un plot, dont la fin sera déterminée à la première récurrence où le seuil de corrélation ne sera plus atteint. Le plot est alors complètement extrait, sa distance correspondant au quantum où il a été traité, son azimut de fin étant connu au moment où il s'est terminé, et son extension azimutale ayant été déterminée par comptage pendant son traitement.

1.2. Détection des zones denses

Lorsque le nombre de présomptions de plots, le long d'une récurrence dépasse un certain seuil, la « logique de zone dense » déterminera le choix de la vidéo quantifiée « seuil rapide » ou de la vidéo quantifiée « seuil lent » pour la récurrence suivante.

1.3. Limiteur de charge (fig. 2)

En outre pour limiter le nombre de plots parasites transmis vers le calculateur lorsqu'il y a des phénomènes « d'anges », un dispositif de comptage à l'intérieur de petites surfaces réagit sur la dureté du seuil d'extraction, lorsque le nombre de plots extraits a tendance à augmenter. Chaque surface a une profondeur de 8 miles nautiques et une ouverture de 45°.

1.4. Extraction radar secondaire

Pour le traitement de la vidéo radar secondaire, le problème d'extraction est simplifié, car les signaux reçus proviennent d'émissions actives des avions et sont, en conséquence, beaucoup plus forts que le bruit. La vidéo radar secondaire est pratiquement déjà quantifiée à la sortie du récepteur.

Cependant il subsiste un problème d'élimination des parasites créés par les réponses des transpondeurs à d'autres interrogateurs : il n'existe en effet qu'un seul jeu de fréquence d'émission et de réception pour l'ensemble des radars secondaires. L'asynchronisme de ces réponses permet de les éliminer, en appliquant des critères de corrélation comme pour l'extraction radar primaire, mais cependant elles perturbent le bon décodage des réponses synchrones.

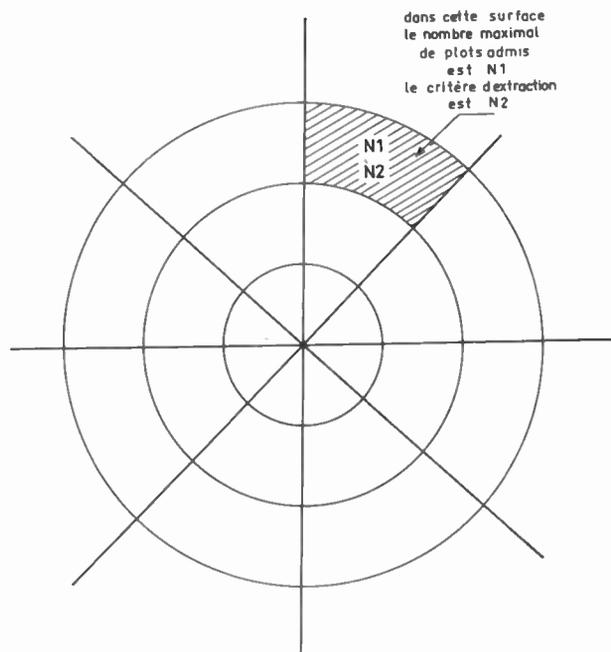


FIG. 2

Par ailleurs, l'extraction radar secondaire, en plus de la détermination de position d'une réponse, détecte le code transmis et en valide le contenu par comparaison d'identité de deux réponses successives.

1.5. Association des deux informations, primaire et secondaire

Enfin l'extracteur réalise l'association des plots primaire et secondaire de façon à ne fournir au calculateur qu'un seul plot contenant l'information de position venant du radar primaire (si elle existe), associée à l'information de code venant du radar secondaire.

2. Traitement automatique de l'information radar secondaire (fig. 3)

Nous avons vu brièvement comment l'extracteur permettait de fournir au calculateur l'information radar sous forme numérique.

Voyons maintenant le traitement qui va être effectué par le calculateur, notamment sur l'information radar secondaire.

Ce traitement se décompose en trois modules qui sont :

- l'attribution des codes,
- la poursuite,
- la corrélation des pistes et des plans de vol.

2.1. Attribution des codes

Le nombre de codes, disponibles (64 ou 4096 selon les équipements de bord des avions) ne permet pas l'allocation permanente d'un code à un avion.

Afin d'être maître de l'identification du plot radar secondaire, le calculateur va imposer tout ou partie du code d'identification sur lequel devra répondre un avion donné lorsqu'il entrera dans la zone de responsabilité du centre de contrôle.

Le code est choisi en respectant les impératifs suivants :

a) Il sera différent des codes connus dans la couverture à l'instant où il est attribué, ou à défaut identique à l'un d'entre eux, mais ne risquant pas de correspondre à un autre avion voisin géographiquement.

b) Il sera choisi dans une catégorie correspondant grossièrement au déroulement du vol, de manière à ce que, en cas de panne d'un maillon de la chaîne automatisée, il soit possible de revenir à une procédure de décodage simplifiée (décodage passif). Pour permettre ce compromis, le code sera choisi de telle sorte que les 6 bits de poids fort correspondent à une catégorie, et les 6 bits de poids faible, à un numéro à l'intérieur de cette catégorie (ou peut-être même ultérieurement 3 bits / 9 bits).

2.2. Traitement des plots (poursuite)

Ce deuxième module a pour tâche d'associer les plots les uns aux autres, tour d'antenne après tour d'antenne, de façon à maintenir la continuité d'une piste à laquelle on pourra alors accrocher une identification.

A chaque tour d'antenne, les nouveaux plots reçus sont comparés tant en code qu'en position, aux pistes existant à ce moment dans la mémoire du calculateur. Lorsque l'association d'un plot avec une piste est établie, une nouvelle position de la piste est calculée, dite position filtrée, qui tient compte à la fois de l'ancienne position de la piste et de la position du plot actuel associé à cette piste.

En cas d'absence de détection d'un plot à un tour d'antenne, la piste peut être maintenue, en la prolongeant en fonction de la vitesse gardée en mémoire.

Enfin, lorsqu'un plot apparaissant à un tour d'antenne n'est associé à aucune piste existante, une nouvelle piste sera initialisée.

2.3. Corrélation des pistes et des plans de vol

Enfin le dernier module de traitement est chargé d'associer les pistes poursuivies avec les plans de vol des avions en tenant compte des codes attribués dans le premier module de traitement.

Dès qu'une piste est détectée sur un code correspondant à l'un de ceux qui avait été attribués à un avion, le plan de vol correspondant est recherché, et sa position présumée est calculée.

Une comparaison est faite alors entre les positions, vitesse et cap respectivement de la piste radar et du plan de vol, comparaison qui, si elle reste en deçà des limites des erreurs possibles sur ces paramètres, fera présenter par le calculateur, en visualisation synthétique sur le scope radar, l'identification de l'avion à côté du plot radar.

Pour attirer l'attention du contrôleur, l'identification de la piste scintille, le contrôleur doit alors

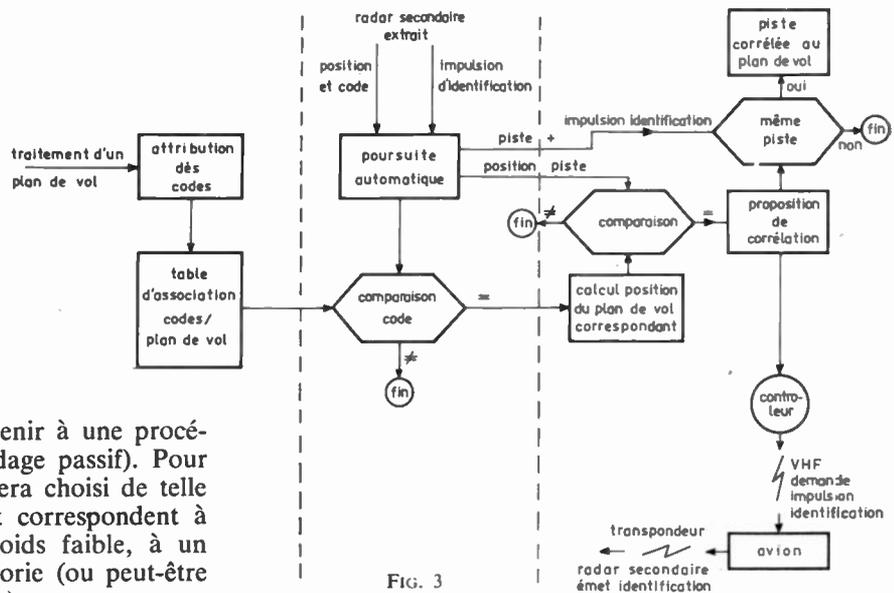


FIG. 3

demander à l'avion dont l'indicatif lui est présenté d'émettre l'impulsion d'identification, afin de boucler la boucle « Avion, calculateur, contrôleur » pour que cette identification soit sûre (car dans le cas hasardeux où deux avions voisins seraient sur le même code, il pourrait, si on ne prenait pas cette précaution, y avoir fausse identification). L'impulsion d'identification, décodée par l'extracteur, envoyé au calculateur, si elle correspond en position à la piste proposée, confirmera automatiquement la corrélation « piste-plan de vol » qui avait été proposée. Cette corrélation sera alors maintenue tant que la piste durera.

Le processus d'identification des pistes et de présentation cathodique au contrôleur est donc entièrement automatique. On a ainsi évité l'emploi de tout clavier dont la manipulation par un contrôleur déjà surchargé par d'autres tâches, ferait perdre une grande partie du bénéfice de l'automatisation.

Ce plein bénéfice sera obtenu lorsque, outre l'identification des vols, le niveau de vol des avions sera présenté dans une « étiquette » accompagnant les pistes. De plus en plus d'avions possèdent un répondeur susceptible de coder ce niveau vol et de le transmettre ainsi à chaque interrogation des radars secondaires. Les équipements décrits ci-dessus en permettent le décodage et l'affichage.

3. Conclusion

Le traitement automatique de l'information radar va constituer une étape décisive dans l'évolution du Système de Contrôle de la Circulation Aérienne.

La couverture complète du territoire sera assurée par un réseau de radars dont les informations seront acheminées dans les Centres de Contrôle par ligne téléphonique après avoir été « numérisés ». L'exploitation de ces informations, grâce aux possibilités offertes par les calculateurs a déjà été expérimentée en France et va faire l'objet d'une généralisation systématique dans les prochaines années.

L'étude du fond continu intergalactique et les hypothèses cosmogoniques

J.-F. DELPECH

*Institut d'Electronique Fondamentale
Faculté des Sciences d'ORSAY*

1. Introduction

On sait le rôle déterminant que joue l'évolution technologique dans le progrès des sciences expérimentales, en nous fournissant de nouveaux outils. On réalise parfois moins bien que la recherche appliquée, bien conduite, peut entraîner elle aussi d'importants progrès dans nos connaissances les plus fondamentales. La radio-astronomie offre deux exemples particulièrement frappants de cette situation ; la recherche systématique de l'amélioration des réseaux de télécommunications, menée par les laboratoires du Bell System à Holmdel (New Jersey), a en effet conduit d'abord à l'invention même de la radio-astronomie par JANSKY en 1932 [1, 2,], puis à la découverte, près de trente cinq ans plus tard, par PENZIAS et WILSON du rayonnement intergalactique, qui fait l'objet de cet exposé.

Vers 1962, dans le but d'améliorer le fonctionnement de son réseau de télécommunications, le Bell System chargea PENZIAS et WILSON d'étudier le niveau ultime de bruit qu'il était possible d'atteindre à 4 080 MHz avec la nouvelle antenne dont venait d'être doté le laboratoire de Crawford Hill, à Holmdel. Or, en tenant compte des différentes sources de bruit connues, c'est-à-dire de l'absorption atmosphérique, des pertes ohmiques de l'antenne et du rayonnement du sol dans les lobes secondaires, ces chercheurs trouvaient une température de bruit théorique de 3,2 °K alors qu'ils mesuraient une valeur de 6,7 °K [3]. Le problème se posait donc d'identifier la source de ce bruit excédentaire, qui semblait uniformément réparti dans l'espace.

Simultanément, à la suite de leurs recherches théoriques sur certaines hypothèses cosmogoniques,

R.H. DICKE et ses collaborateurs du Palmer Physical Laboratory, à l'Université de Princeton, prévoyaient que l'ensemble de l'Univers devait émettre un rayonnement de fond continu selon les lois du corps noir, et ils entreprenaient la réalisation d'un radiomètre hyperfréquence destiné à détecter et à mesurer ce rayonnement, si possible [4].

La connexion entre les résultats de PENZIAS et WILSON et les recherches entreprises par R.H. DICKE et ses collaborateurs se fit très rapidement ; ces derniers réalisèrent tout de suite que ce qu'observaient les chercheurs de la Bell était vraisemblablement le rayonnement du corps noir qu'ils prévoyaient, et dont une première expérience fixait la température aux environs de 3 °K.

Nous allons montrer, dans la première partie de cet exposé, qu'on observe bien en effet un rayonnement qui suit les lois du corps noir à une température effective proche de 3 °K sur toute la gamme de longueurs d'onde où des mesures ont pu être faites, c'est-à-dire de 20,7 cm à 2,6 mm.

Nous décrirons ensuite quelles sont les propriétés de ce rayonnement et les conséquences qu'on en tire en ce qui concerne son origine.

Enfin, dans la dernière partie, nous tenterons de pénétrer dans le domaine, très difficile, des théories décrivant la constitution et l'histoire de l'Univers — cosmologies et cosmogonies — et de montrer pourquoi la découverte du fond continu intergalactique représente un événement scientifique d'une importance considérable.

2. La mesure du fond continu intergalactique de 20,7 cm à 2,63 mm

On sait que la « fenêtre » dans laquelle les radio-astronomes peuvent observer le rayonnement extra-

* Ce travail constitue le second sujet, proposé par la Faculté, d'une thèse de Doctorat d'Etat présentée en 1968 à la Faculté des Sciences d'Orsay.

galactique, quelle que soit son origine, recouvre une bande de longueurs d'onde allant approximativement de 1 cm à 20 cm. En effet, pour de plus grandes longueurs d'onde, le rayonnement trop intense provenant de notre propre galaxie masque complètement les signaux extragalactiques ; au contraire, pour des longueurs d'onde inférieures à 1 cm environ, l'absorption atmosphérique, due principalement aux molécules d'eau et d'oxygène, devient trop forte, et le rayonnement qui leur est lié, étant donné la température relativement élevée de notre atmosphère, masque les signaux de faible énergie provenant de sources extraterrestres.

2.1. Mesures radiométriques entre 20,7 cm et 8,56 mm

Ces longueurs d'onde se situent dans la bande de transmission de l'atmosphère terrestre, et ces mesures ont pu être faites par des méthodes radiométriques classiques. La figure 1 représente schématiquement le radiomètre hyperfréquence utilisé par le groupe de Princeton [5].

On reconnaît le radiomètre classique de DICKE [6]. L'entrée du récepteur est commutée périodiquement entre la source inconnue et la charge froide à 4,2 °K ; le signal de sortie est enregistré après détection synchrone. Le rôle du cornet n° 1 est de fournir une charge à basse température à la source froide ; le cornet n° 2 et le circulateur servent à éliminer la fraction de la puissance de bruit émise par le récepteur qui subsiste après traversée de la ligne unidirectionnelle, afin d'éviter les effets possibles d'éventuelles réflexions de ce bruit sur le cornet principal.

A l'aide de radiomètres de ce type, des mesures ont été effectuées aux longueurs d'onde suivantes :

- HOWELL et SHAKESAFT [7]... $\lambda = 20,7$ cm
- PENZIAS et WILSON [3] $\lambda = 7,35$ cm

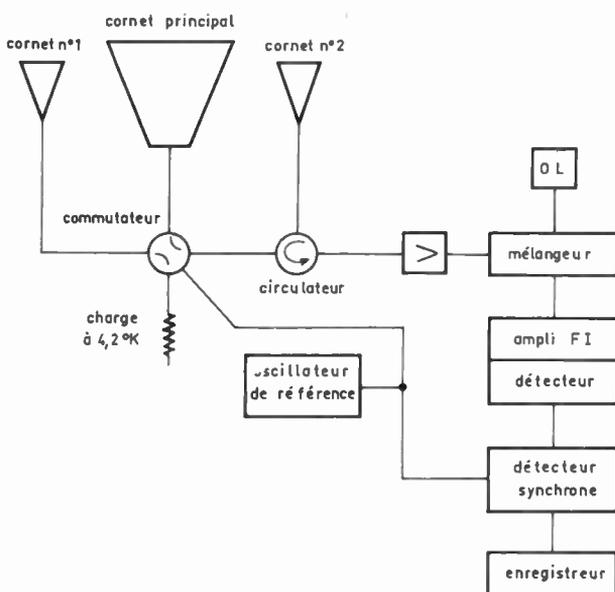


FIG. 1. — Schéma de principe d'un radiomètre à commutation utilisé en radio-astronomie.

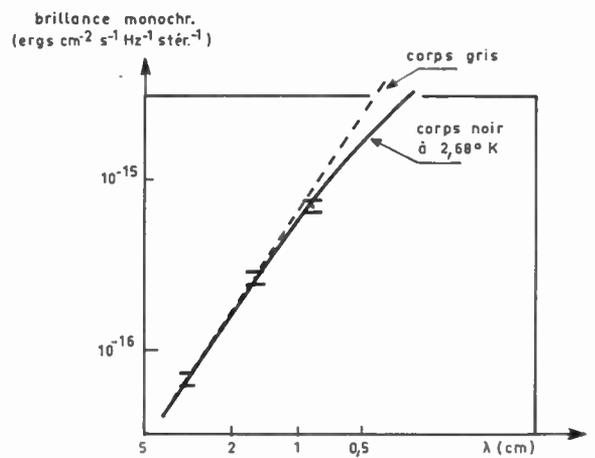


FIG. 2. — Les trois mesures les plus précises du fond continu, à 3,2 cm, 1,58 cm et 8,56 mm, se placent avec une excellente précision sur la courbe de brillance monochromatique du corps noir à 2,68 °K.

- ROLL et WILKINSON [5] $\lambda = 3,2$ cm
- STOKES, PARTRIDGE et WILKINSON [8] $\lambda = 3,2$ cm
 $\lambda = 1,58$ cm
 $\lambda = 8,56$ mm

La précision des mesures de ces derniers auteurs [8], en particulier, est excellente ; elles leur permettent d'affirmer que les puissances mesurées se placent sur le spectre d'un corps noir à la température de 2,68 °K, avec une erreur maximale probable comprise entre + 0,09 °K et - 0,14 °K (fig. 2), ce que corroborent les mesures à 20,7 cm et à 7,35 cm [3, 7].

2.2. Mesure du rayonnement intergalactique à la longueur d'onde de 2,63 mm

L'absorption atmosphérique, nous l'avons dit, devient élevée aux faibles longueurs d'ondes et la mesure directe par une méthode radiométrique n'est plus possible. On a heureusement pu tourner la difficulté par l'utilisation de « thermomètres cosmiques », c'est-à-dire de substances interstellaires dont l'état dépend de la température du rayonnement dans lequel elles baignent.

En effet, dès que furent connues les découvertes initiales de PENZIAS et WILSON et l'interprétation qu'en donnaient DICKE et ses collaborateurs, FIELD et HITCHCOCK [9] d'une part, et THADDEUS et CLAUSER [10] d'autre part, ont fait remarquer que l'astronome canadien A. MCKELLAR [11] avait estimé, dès 1941, que la température d'excitation des niveaux rotationnels de CN dans les nuages interstellaires semblait être égale à 2,3 °K, et ils ont montré que l'excitation de ces niveaux était due, selon toute vraisemblance, à un rayonnement électromagnétique à la longueur d'onde de 2,63 mm.

Le principe de la mesure est le suivant : si la lumière provenant d'une étoile traverse un nuage interstellaire (fig. 3) contenant en particulier des

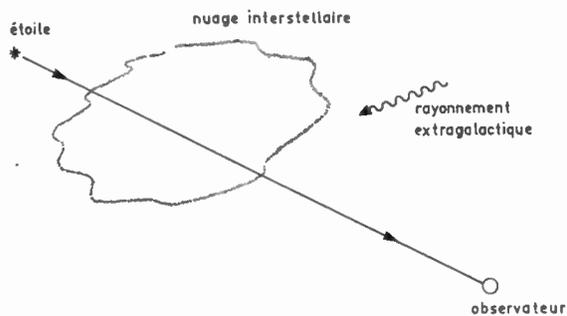


FIG. 3. — La lumière provenant de l'étoile parvient à l'observateur après avoir traversé un nuage interstellaire contenant des molécules de CN qui absorbent des photons à 3 874,0 Å et à 3 874,6 Å.

molécules de CN dans l'état fondamental électronique, mais dans un état rotationnel quelconque ces molécules absorbent des photons à 3 874,6 Å pour passer dans le premier état excité électronique, quand elles sont initialement dans l'état rotationnel fondamental ($J = 0$), alors qu'elles absorbent des photons à 3 874,0 Å pour passer dans le premier état excité électronique, quand elles sont dans le premier état excité rotationnel ($J = 1$). L'absorption de photons se traduit par des creux sur le fond continu du spectre de l'étoile, et la mesure de l'amplitude de ces creux permet d'évaluer la concentration du niveau correspondant. La figure 4 donne une portion du spectre de ζ Ophiuci autour de 3 874 Å, d'après [10]. La « température rotationnelle » a pu ainsi être déterminée par McKELLAR en mesurant le rapport des amplitudes $R(1)/R(0)$, et en appliquant la loi de Boltzmann.

La différence de nombre d'onde entre le niveau rotationnel fondamental ($J = 0$) et le premier niveau rotationnel excité ($J=1$) est égale à $3,8 \text{ cm}^{-1}$, ce qui correspond à une longueur d'onde de 2,63 mm.

FIELD et HITCHCOCK ainsi que THADDEUS et CLAUSER ont refait avec précision les mesures de McKELLAR sur un grand nombre de spectres de ζ Persei et de ζ Ophiuci. Ils ont trouvé respectivement, les premiers : $T = 3,0 \pm 0,6 \text{ }^\circ\text{K}$ pour ζ Persei et $T = 3,22 \pm 0,5 \text{ }^\circ\text{K}$ pour ζ Ophiuci [9], les seconds : $T = 3,75 \pm 0,5 \text{ }^\circ\text{K}$ pour ζ Persei [10].

Ces auteurs ont, d'autre part, passé en revue les différents mécanismes d'excitation de la molécule de CN. Etant donné ce que nous savons des nuages interstellaires contenant du CN, il semble bien que cette excitation mette en jeu un rayonnement thermique à une température de l'ordre de $3 \text{ }^\circ\text{K}$.

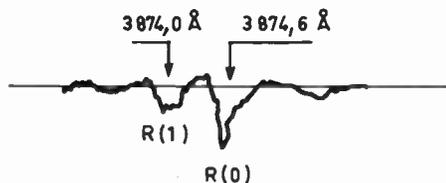


FIG. 4. — Résultat de l'analyse au microdensitomètre du spectre ζ Ophiuci autour de 3 874 Å. Les creux à 3 874,0 et à 3 874,6 Å sont dus à l'absorption du rayonnement incident par les molécules de CN dans l'état électronique fondamental et respectivement dans le premier état rotationnel excité $R(1)$ et dans l'état rotationnel fondamental $R(0)$.

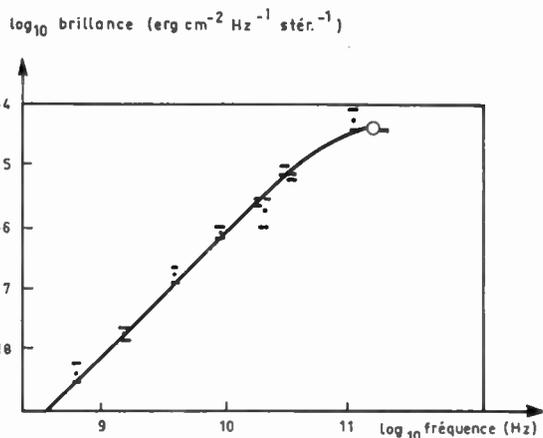


FIG. 5. — Les points expérimentaux recueillis jusqu'à présent se placent sur la courbe d'émission du corps noir à $2,7 \text{ }^\circ\text{K}$ (courbe continue).

D'autre part, le fait que la température soit la même pour deux nuages totalement distincts, se trouvant l'un devant ζ Persei et l'autre devant ζ Ophiuci, indique qu'il s'agit d'un phénomène général.

Il est donc à peu près acquis que le rayonnement à 2,63 mm, responsable de l'excitation des niveaux rotationnels de CN, est le rayonnement d'un corps noir à une température comprise entre $2,5$ et $3,5 \text{ }^\circ\text{K}$. Signalons enfin qu'on espère mesurer prochainement la température de rayonnement à 1,3 mm par une méthode semblable, en utilisant le second niveau rotationnel ($J = 2$) du niveau électronique fondamental de la molécule de CN. Une telle mesure serait d'un grand intérêt, car elle permettrait de vérifier si la courbe expérimentale de brillance en fonction de la longueur d'onde (fig. 5) passe bien par un maximum, et si ce maximum coïncide avec celui de la courbe représentant la loi de Planck pour un corps noir à $2,7 \text{ }^\circ\text{K}$.

3. Propriétés observées et origine du fond continu

3.1. Isotropie du fond continu

PARTRIDGE et WILKINSON [12] ont montré que l'anisotropie du fond continu, à la période de 24 heures TS, était inférieure à $\pm 0,1 \%$. Leurs mesures indiquent qu'il y aurait peut-être une anisotropie de $\pm 0,2 \%$ à la période de 12 heures TS, dont l'origine serait inconnue.

Cette isotropie du fond continu indiquerait qu'il s'agit d'un phénomène non localisé, d'origine extragalactique. En effet, s'il s'agissait d'un phénomène non localisé purement galactique, il faudrait supposer une distribution d'intensité très particulière des émetteurs ou des diffuseurs pour que ce rayonnement devienne isotrope, puisque le système solaire est nettement en dehors du noyau de la Galaxie.

En admettant donc l'origine extragalactique du fond continu, on voit facilement que si la Terre est en mouvement par rapport à l'ensemble de l'Uni-

vers ou, plus précisément, par rapport à l'ensemble de la matière qui a diffusé le fond continu pour la dernière fois, la température apparente de ce fond continu sera plus élevée dans le sens de déplacement de la Terre que dans le sens opposé. On vérifie facilement qu'à une vitesse de déplacement de 300 km/s correspondrait une anisotropie maximale de 0,1 %. Le fait que le fond continu soit isotrope à 0,1 % près indiquerait donc que la vitesse de déplacement de la Terre, par rapport à l'ensemble de l'Univers, serait inférieure ou égale à 300 km/s [12]. Cette valeur est à comparer à la vitesse de déplacement relative du système solaire à l'intérieur de la Galaxie, mise en évidence pour la première fois par HERSHEY en 1783, vitesse dont la valeur couramment admise est de 19,5 km/s, ou à la vitesse de rotation de la Galaxie au niveau du système solaire, dont la valeur classique est de l'ordre de 220 km/s [13].

3.2. Homogénéité du fond continu

On a également pu démontrer [12, 14], avec une précision de 0,2 % et une résolution angulaire de 1°, que le fond continu ne possède aucune structure angulaire, pour un échantillon de ciel que l'on peut considérer comme raisonnablement représentatif. Cela signifie que l'homogénéité du fond continu dépasse 0,2 %. Nous verrons au chapitre 4 quelles sont les conséquences cosmogoniques de cette observation.

3.3. L'origine du fond continu intergalactique

HOYLE et WICKRAMASINGHE [15] ont émis l'hypothèse que le fond continu serait d'origine galactique, et serait dû à la thermalisation de la lumière émise par l'ensemble des étoiles de la Galaxie à la suite de collisions avec les grains de poussière interstellaire. Ces auteurs citent, à l'appui de cette hypothèse, le fait que la densité d'énergie du rayonnement du fond continu est très proche de celle du rayonnement de l'ensemble des étoiles qui forment la Galaxie.

Cependant, SHAKESHAFT et WEBSTER [16] font remarquer que les grains de poussière interstellaire devraient avoir une distribution dimensionnelle extrêmement particulière, donc très vraisemblable a priori, pour que le rayonnement qu'ils produiraient à la suite de la thermalisation de la lumière des étoiles ait une distribution en fréquence qui soit exactement celle du corps noir sur une gamme de longueurs d'onde allant de 20,7 cm à 2,63 mm.

De plus, nous avons vu que le rayonnement du fond continu est suffisamment isotrope pour qu'on puisse sans doute exclure toute origine purement galactique.

La seule hypothèse réellement satisfaisante, jusqu'à présent, qui rende compte de l'ensemble des propriétés connues du fond continu intergalactique, est donc l'hypothèse originale de DICKE et de ses collaborateurs [4]. Selon eux, l'Univers, dans son état initial très condensé, était à une température très élevée, supérieure ou égale à 10^{10} °K. Or, l'éner-

gie thermique correspondant à une température de 10^{10} °K est de l'ordre de grandeur de l'énergie associée à la masse de l'électron, soit m_0c^2 . A ces températures, les phénomènes de création et d'annihilation de paires électrons-positrons deviennent prépondérants, et la densité électronique, qui n'est plus qu'une fonction de la température, devient très élevée. La longueur d'absorption d'un photon, à des températures aussi élevées, est faible devant les dimensions de l'Univers, même condensé, qui se comporte alors comme un absorbant, c'est-à-dire comme un corps noir à 10^{10} °K.

Si l'Univers forme un système fermé, son expansion est purement adiabatique. La température apparente de rayonnement du fond continu décroît donc comme l'inverse d'une grandeur qu'on pourrait appeler le « volume » de l'Univers.

4. Le fond continu et les hypothèses cosmogoniques

Nous venons de voir que l'interprétation que donne DICKE de la présence d'un fond continu intergalactique met en jeu une conception globale de l'Univers et de son histoire — c'est-à-dire une cosmologie et une cosmogonie.

Les théories de l'Univers sont actuellement fondées sur un très petit nombre de phénomènes observés; en fait, le principal phénomène connu est celui du déplacement vers le rouge des raies spectrales des nébuleuses lointaines, découvert, comme on le sait, par HUBBLE en 1928, et généralement attribué aujourd'hui à la « récession » des nébuleuses, c'est-à-dire à l'expansion de l'Univers. Le rapport de la quantité d'hydrogène à la quantité d'hélium présentes dans l'Univers a également une signification cosmogonique importante, mais son interprétation semble encore actuellement sujette à discussion, d'autant plus que les mesures ne sont peut-être pas toutes entièrement satisfaisantes.

La présence d'un fond continu intergalactique constitue un troisième phénomène fondamental, que l'on peut espérer relier à la constitution actuelle et à l'histoire de l'Univers. Sa découverte est donc un événement d'une grande importance, dont les conséquences pour les théories cosmologiques seront considérables.

En particulier, cette découverte permet d'affirmer que l'Univers n'est pas dans un état stationnaire car, dans ce cas, on ne pourrait envisager aucun mécanisme lui permettant de produire, en régime permanent, ce rayonnement de fond continu.

De plus, la présence du fond continu semble rendre impossible l'existence d'une « limite » de l'Univers, au-delà de laquelle l'espace serait vide. En effet, dans ce cas, le rayonnement produit par l'Univers dans son état initial à haute température aurait disparu depuis longtemps dans les « ténèbres extérieures ». Si d'ailleurs ce rayonnement était produit actuellement dans l'Univers par un mécanisme inconnu, l'excellente isotropie qu'on observe indiquerait que la Terre est au centre de l'Univers, ce que l'homme, après avoir été dépossédé de bien des

situations privilégiées, ne pourrait que très difficilement admettre.

Enfin, le fait que le fond continu soit homogène revêt également une grande importance, car cela impose des limites supérieures à l'inhomogénéité de la « boule de feu » initiale — l'existence de telles inhomogénéités avait été postulée pour rendre compte de la formation de galaxies — et cela impose également une limite supérieure aux inhomogénéités possibles de densité de l'Univers actuel. SACHS et WOLFE [17] ont montré, par exemple, qu'une inhomogénéité de densité ayant un diamètre de $3 \cdot 10^9$ années lumières, entraînerait une inhomogénéité de 0,5 % des températures mesurées.

Bibliographie

- [1] JANSKY K.V. — Electrical disturbances apparently of extraterrestrial origin, présenté à l'URSI, Washington, avril 1933.
- [2] JANSKY C.M. Jr. — *Proc. IRE*, 46, 1958, p. 13.
- [3] PENZIAS A.A. et WILSON R.W. — *Astrophys. J.*, 142, 1955, p. 419.
- [4] DICKE R.H., PEEBLES P.J.E., ROLL P.G., WILKINSON D.T. — *Astrophys. J.*, 142, 1965, p. 414.
- [5] ROLL P.G. et WILKINSON D.T. — *Phys. Rev. Lett.*, 16, 1966, p. 405.
- [6] DICKE R.H. — *Rev. Sci. Instr.*, 17, 1946, p. 268.
- [7] HOWELL T.F. et SHAKESHAFT J.R. — *Nature* 210, 1966, p. 1318.
- [8] STOKES R.A., PARTRIDGE R.B. et WILKINSON D.T. — *Phys. Rev. Lett.* 19, 1967, p. 1199.
- [9] FIELD G.B. et HITCHCOCK J.L. — *Phys. Rev. Lett.* 16, 1966, p. 817.
- [10] THADDEUS P. et CLAUSER J. — *Phys. Rev. Lett.* 16, 1966, p. 819.
- [11] MCKELLAR A. — Publ. Dominion Astrophys. Observatory, Victoria, B.C. 7, 1941, p. 251.
- [12] PARTRIDGE R.B. et WILKINSON D.T. — *Phys. Rev. Lett.* 19, 1967, p. 557.
- [13] TARDI P. — Cours d'Astrophysique Générale, Ecole Polytechnique.
- [14] CONKLIN E.K. et BRACEWELL R.M. — *Phys. Rev. Lett.* 18, 1967, p. 614.
- [15] HOYLE F. et WICKRAMASINGHE N.C. — *Nature* 214, 1967, p. 969.
- [16] SHAKESHAFT J.R. et WEBSTER A.S. — *Nature* 217, 1968, p. 339.
- [17] SACHS R.K. et WOLFE A.M. — *Astrophys. J.*, 147, 1967, p. 73.

CORRESPONDANCE

Récepteur transistorisé pour télécommunications par satellites

P. DELIGNE, B. LORIOU, J. GUENA

CNET, 22-Lannion

1. Introduction

La station de télécommunications spatiales de Pleumeur-Bodou peut recevoir soit les satellites « INTELSAT » (Early Bird, etc.) pour les liaisons de téléphonie et télévision Europe-Amérique, soit les satellites de télécommunications russes appelés MOLNYA I, utilisés jusqu'ici pour des transmissions unilatérales de télévision.

La bande de réception est centrée sur 995 MHz et a une largeur de 15 MHz à 3 dB. Le niveau reçu à l'entrée du récepteur varie assez fortement suivant les conditions, mais est généralement de l'ordre de -86 dBm. Le récepteur actuel se compose d'un amplificateur paramétrique expérimental de 17,5 dB de gain et 15 MHz de bande, d'un mélangeur coaxial et d'une chaîne d'amplification MF à 74 MHz. La température équivalente de bruit ramenée à l'entrée du récepteur est d'environ 200 °K.

Nous avons étudié un récepteur de secours entièrement à l'état solide : il comprend (fig. 1) un amplificateur faible bruit à transistors, ayant un gain suffisant pour masquer le bruit du mélangeur ; un filtre passe-bande destiné à éliminer la fréquence-image ; un mélangeur et son pré-amplificateur MF.

L'ensemble (sauf l'amplificateur MF) est réalisé en technique micro-strip, sur circuit téflon-fibre de verre.

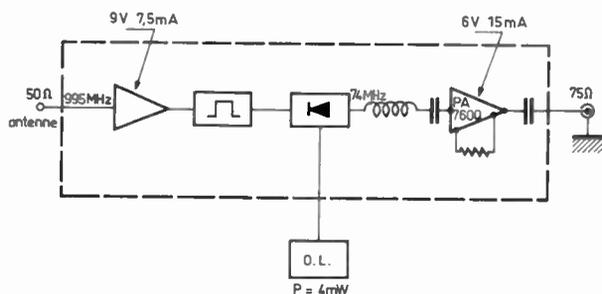


FIG. 1. — Bloc diagramme du récepteur.

2. Amplificateur faible bruit

Pour masquer autant que possible le bruit du reste du récepteur, l'amplificateur UHF doit avoir un gain d'environ 25 dB. Étant donnés les transistors utilisés (transistors pnp au germanium, de type Texas Instruments TIXM 103 et TIXM 105), ceci nécessite trois étages d'amplification. Les deux premiers étages seront optimisés en facteur de bruit, le troisième en gain.

La structure générale d'un étage d'amplification est représentée figure 2. Le circuit de polarisation est tout à fait classique. Au point de vue HF, l'adaptation du transistor en entrée et en sortie est faite par des éléments de ligne et des stubs ouverts ou court-circuités, d'impédance caractéristique 50 Ω. Cette solution est particulièrement simple et se justifie par la faible largeur de bande nécessaire.

Chaque étage a été étudié séparément : l'optimisation en gain du troisième transistor peut être réalisée soit à partir du calcul [1] (après mesure des paramètres y du transistor, par exemple), soit expérimentalement, en mesurant les impédances de fermeture donnant un maximum de gain. L'entrée et la sortie sont adaptés à 50 Ω à l'aide de stubs. Le gain obtenu est alors de 11 dB, et le facteur de bruit de 4 dB environ.

Pour les deux premiers étages, on a sélectionné des

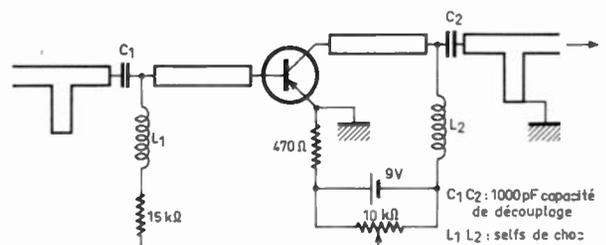


FIG. 2. — Schéma général d'un étage amplificateur.

transistors ayant un bon facteur de bruit. L'optimisation en bruit est réalisée expérimentalement : on monte le transistor entre deux adaptateurs variables (type double stub ou adaptateurs à vis) qu'on règle de façon à obtenir un facteur de bruit minimal, ou plus exactement un minimum de la « mesure de bruit », c'est-à-dire de l'expression

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G}}$$

On mesure alors les impédances ainsi ramenées dans les plans d'entrée et de sortie du transistor et on les synthétise en microstrip. Les composants montés de cette façon ont chacun un facteur de bruit de 3 dB et un gain d'environ 8,5 dB (ce réglage donnant évidemment un gain inférieur au gain maximal possible).

La mise en chaîne des trois étages nécessite un réglage de la distance entre étages, ce qui est dû aux désadaptations existantes.

L'ensemble a un gain de 28 dB, un TOS d'entrée de 1,8 et une température de bruit ramenée à l'entrée de 340 ± 25 °K (soit $F = 3,3 \pm 0,2$ B). La bande à 3 dB est de 120 MHz.

3. Filtre passe-bande

Ce filtre doit atténuer d'au moins 30 dB la fréquence image : 995 ± 148 MHz. De plus, il doit avoir une bande passante suffisamment large pour permettre la réception sur 980 MHz, c'est-à-dire le « Contrôle en boucle » de ce qui est émis vers l'URSS via Molnya.

C'est un filtre à deux cellules en $\lambda g/2$, à couplage capacitif [2]. Deux des capacités sont des condensateurs variables à air, pouvant varier entre 0,3 et 3 pF. Les pertes en fcd de bande sont de 1,7 dB. La bande à 1 dB est de 40 MHz ($970 - 1010$ MHz) et à 25 dB, de 240 MHz.

La figure 3 représente la courbe de réponse amplificateur + filtre.

4. Mélangeur et préamplificateur MF

Le mélangeur est symétrique, ce qui est particulièrement simple à réaliser en technique microstrip. L'anneau hybride en $\lambda g/4$ est replié, ce qui a nécessité une étude expérimentale des longueurs électriques équivalentes de coudes en microstrip, en fonction de l'impédance caractéristique.

Nous avons utilisé des diodes SCHOTTKY (Sylvania, type D 5674) montées en « beam-lead », donc bien adaptées à notre circuit. Des stubs court-circuités réalisent à la fois l'adaptation HF des diodes et le retour du courant continu. Les diodes sont autopolarisées, l'oscillateur local doit fournir une puissance de 4 mW.

L'impédance de fermeture du mélangeur à la fréquence image a été optimisée au point de vue facteur de bruit en jouant sur la distance filtre-anneau. Côté MF une capacité d'environ 5 pF par rapport à la masse du circuit sert au découplage HF. L'impédance du mélangeur, vue du côté MF, est de 50 Ω , 8 pF.

Expérimenté avec un préamplificateur à tubes ayant environ 1,8 dB de facteur de bruit, ce mélangeur avait alors 6,9 dB de facteur de bruit, une bande passante (limitée par l'anneau) d'environ 10 % et un TOS inférieur à 1,20 dans la bande utile.

En fait dans notre récepteur, nous avons utilisé un préamplificateur du commerce, en circuit intégré, type PHILCO PA 7600.

Il a un gain de 40 dB environ, un facteur de bruit de 4,9 dB sur une très large bande, et une impédance d'entrée voisine de 50 Ω ce qui permet une adaptation simple et à large bande avec le mélangeur.

L'ensemble filtre-mélangeur-préamplificateur a alors un facteur de bruit de 11 dB et un gain d'environ 31 dB. Bien que prévu pour 74 MHz, il peut fonctionner avec une MF

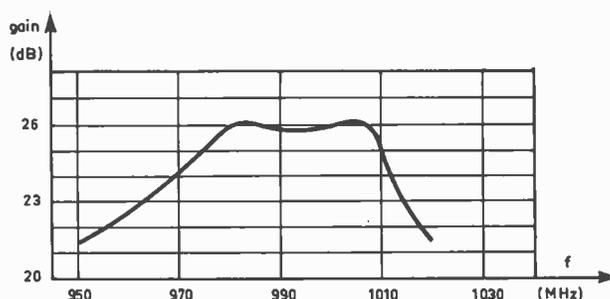


FIG. 3. — Courbe de réponse HF (amplificateur + filtre).

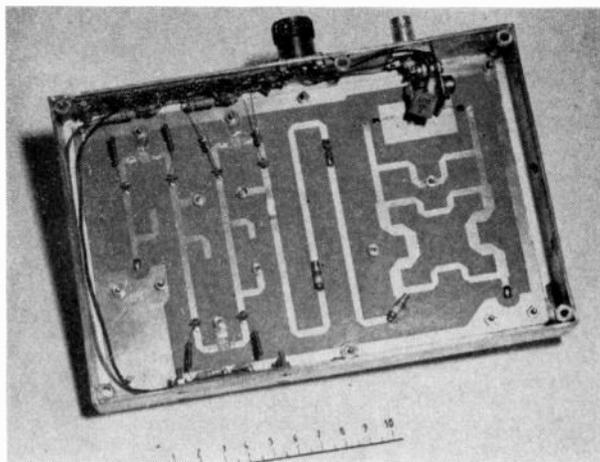


FIG. 4. — Photographie du récepteur.

comprise entre 30 et 80 MHz, avec une légère dégradation des performances. Sa contribution à la température de bruit du récepteur est d'environ 5 °K, c'est-à-dire négligeable.

5. Conclusion

Nous avons décrit un récepteur expérimental (fig. 4) à état solide, ayant 59 dB de gain, 3,4 dB de facteur de bruit, et 15 MHz de bande autour de 995 MHz. Sa fréquence centrale de réception est accordable sur 20 MHz.

Ce récepteur a évidemment une température de bruit plus élevée que celle d'un amplificateur paramétrique. Il paraît cependant suffisant dans le cas des liaisons avec Molnya et présente, par rapport à l'amplificateur paramétrique, les avantages liés aux amplificateurs à transistors :

- encombrement beaucoup plus faible,
- suppression du klystron de pompe et de son alimentation,
- possibilité d'une bande de réception beaucoup plus large (limitée ici volontairement par le filtre), donc possibilité de déplacer simplement la fréquence centrale.

Les performances en puissance de saturation, fragilité sont sensiblement équivalentes.

Ce récepteur a permis d'assurer avec succès plusieurs liaisons URSS France via Molnya.

Bibliographie

- [1] FUKUI, H. — *IEEE Trans. on circuit theory*, 1966, 13, 2.
- [2] MATTHAEI, YOUNG, JONES. — « *Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures* ». McGraw Hill, 1964.

Une formule simple donnant la bande de bruit des filtres à caractéristique Butterworth

Cl. CARDOT

Laboratoires de Marcoussis

Résumé. — On démontre, par des calculs simples, que, pour un filtre passe-bas ou passe-bande étroit, à caractéristique Butterworth, le rapport de la bande équivalente de bruit à la bande passante à demi-puissance n'est autre que le rapport entre la circonférence d'un cercle et le périmètre d'un polygone régulier inscrit à $2n$ côtés, $2n$ étant le nombre de pôles du filtre considéré.

1. Introduction

Les filtres à caractéristique Butterworth, encore appelés filtres *méplats* (en anglais « maximally flat ») sont d'un emploi courant dans les télécommunications. On trouve dans la littérature (1) des valeurs numériques du rapport entre leurs bandes équivalentes de bruit et leur bande passante à demi-puissance, jusqu'à 12 pôles, mais ces valeurs sont données par VALLEY et WALLMAN sans justification.

Il nous a paru intéressant d'établir une formule simple, fournissant ce résultat en toute généralité, dans le cas des filtres passe-bas ou des filtres passe-bande étroits.

2. Théorème

Le rapport entre la bande équivalente de bruit B_b et la bande passante à demi-puissance B_3 d'un filtre Butterworth à $2n$ pôles est égal au rapport de la circonférence d'un cercle au périmètre du polygone régulier à $2n$ côtés inscrit dans ce cercle, soit :

$$\frac{B_b}{B_3} = \frac{\pi}{2n \sin \frac{\pi}{2n}} \quad (1)$$

La démonstration de ce résultat s'effectue d'une manière simple au moyen du résultat géométrique suivant :

Si un polygone régulier est inscrit dans un cercle de rayon unité, le produit des distances d'un sommet à tous les autres est égal au nombre de côtés du polygone.

Ce résultat est démontré en annexe.

3. Démonstration du théorème

Si l'on normalise la fréquence en prenant pour unité de fréquence :

— dans le cas d'un filtre passe-bas, la fréquence de coupure à 3 dB ;

— dans le cas d'un filtre passe-bande étroit, la demi-largeur de bande à 3 dB,

et si l'on appelle x cette fréquence normalisée, on voit aisément

que, dans les deux cas, le rapport cherché entre la bande de bruit et la bande à 3 dB s'exprime par :

$$I_{2n} = \int_0^{\infty} \frac{dx}{1+x^{2n}}$$

pour un filtre Butterworth à $2n$ pôles, dont la caractéristique de transmission en tension est :

$$T = \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}}$$

avec les mêmes notations.

L'intégrale :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{dx}{1+x^{2n}} = 2I_{2n}$$

se calcule aisément par le théorème des résidus : les pôles P_k de la fonction intégrée forment un polygone régulier à $2n$ côtés inscrit dans le cercle unité (fig. 1) ; l'axe réel étant médiateur de deux côtés opposés, aucun pôle ne se trouve sur cet axe.

On a donc :

$$I_{2n} = j\pi \sum_{k=1}^{n} R_k$$

les R_k étant les résidus des n pôles situés dans le demi-plan supérieur.

On a :

$$R_k = \prod_{i \neq k} \frac{1}{P_i - P_k} \quad i = 1, \dots, k-1, k+1, \dots, 2n$$

avec :

$$P_i = e^{jn(2i-1)/2n}$$

Il résulte de la propriété des polygones réguliers citée au paragraphe 2 que le module de chacun des résidus R_k est :

$$R_k = \frac{1}{2n}$$

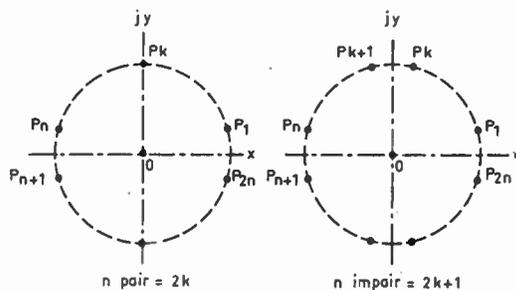


FIG. 1

(1) George E. VALLEY Jr et Henry WALLMAN. — *Vacuum Tube Amplifiers* McGraw Hill, New York, 1948, p. 169, note 1.

D'autre part, compte tenu de la disposition des pôles, chacun des résidus R_k est déphasé de π/n par rapport au précédent et la somme ΣR_k est imaginaire pure, puisque l'axe imaginaire est un axe de symétrie pour l'ensemble des pôles du demi-plan supérieur. L'intégrale I_{2n} étant évidemment positive, on a :

$$I_{2n} = \pi |\Sigma R_k|,$$

et :

$$\Sigma R_k = \frac{1}{2n} |1 + e^{j\pi/n} + e^{2j\pi/n} + \dots + e^{(n-1)j\pi/n}| = \frac{1}{2n \sin \frac{\pi}{2n}}$$

d'où résulte la formule (1).

Annexe

Démonstration de la propriété des polygones réguliers citée au paragraphe 2.

Soit un polygone régulier à p côtés inscrit dans le cercle unité, un sommet se trouvant au point : $1 + j.O.$ (fig. 2).

Le produit des distances de ce sommet aux $p-1$ autres est : $P_p = (1-r_1)(1-r_2) \dots (1-r_{p-1})$, où r_1, \dots, r_{p-1} sont les $p-1$ racines d'ordre p de l'unité différentes de 1 ($r_k = e^{2kj\pi/p}$).

Avec ces notations et z étant une variable complexe, on a :

$$(z-1)(z-r_1)(z-r_2) \dots (z-r_{p-1}) = z^p - 1,$$

c'où, compte tenu d'une identité classique et après division par $z-1$:

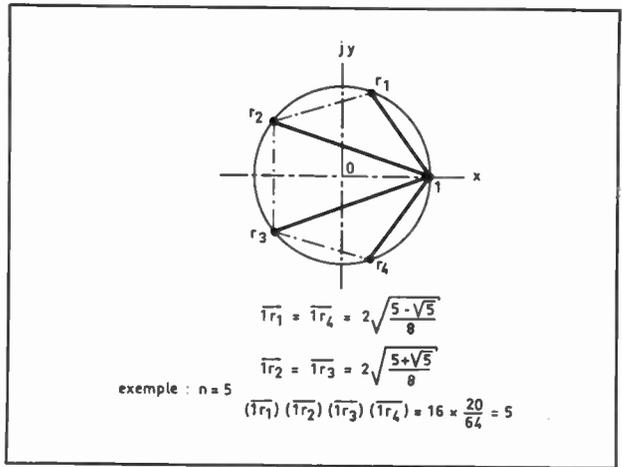


FIG. 2

$$(z-r_1)(z-r_2) \dots (z-r_{p-1}) = 1 + z + z^2 + \dots + z^{p-1}.$$

Faisant $z = 1$, chacun des p termes du second membre devient égal à l'unité, d'où :

$$P_p = p.$$

C.Q.F.D.

LE CENTRE DE FIABILITÉ DU CNET

met à votre disposition :

- Son service bibliographique
- Son fichier taux de défaillances
- Son service de films sur la Fiabilité
- Les programmes de stage de perfectionnement, conférences, congrès et symposiums sur la Fiabilité ayant lieu en France et à l'étranger.
- Un service d'abonnement gratuit à la revue **Fiabilité**

Pour tous renseignements veuillez :

— ou écrire

au **CENTRE de FIABILITÉ**
CNET, Département DEF,
 3, avenue de la République
92-ISSY-LES-MOULINEAUX

— ou vous rendre au

CNET — Centre de Fiabilité
 196, rue de Paris
92-BAGNEUX

— ou téléphoner à la rigueur à

ALE 31-17 poste 354 ou 290

Pour l'abonnement gratuit à la Revue, veuillez indiquer vos nom, prénoms, votre firme et l'adresse à laquelle vous désirez la recevoir.

Contrats d'Etudes de la DGRST

Contrat DGRST
n° 66-00-145



Principal collaborateur :

M. MARTINEAU

RTC
La Radiotechnique
Compelec.

Laboratoire ayant exécuté
les recherches :

Usine de Caen
de la R.T.C.
Développement
Physico-Chimique
Route de la Délivrande
14-Caen
Tél. (16) 31.81.62.35

MICROÉLECTRONIQUE

RÉALISATION DE MASQUES DE HAUTE QUALITÉ POUR LA PHOTOGRAVURE

OBJET DU CONTRAT

L'objectif de ce contrat est l'étude et l'implantation d'un appareillage optomécanique de très grande précision pour fabriquer des clichés photographiques (masques) utilisés pour la photogravure des dispositifs semiconducteurs à structure plane.

LES MASQUES, AU DÉBUT DU CONTRAT

Les masques fabriqués par les moyens classiques (entre autres la méthode dite de photorépétition) possédaient les caractéristiques suivantes :

- surface utile du masque : 4×4 cm
- diamètre maximal d'image unitaire : 2 mm
- élément minimal d'image : 5μ
- précision sur le pas (distance d'image à image) : $\pm 1,5 \mu$
- fabrication d'un cliché à la fois.

La qualité était limitée par les caractéristiques optiques et mécaniques de l'appareillage employé à l'époque.

TRAVAUX EFFECTUÉS

L'appareillage optomécanique étudié est basé sur

le principe de la photorépétition et de la réduction photographique.

Le travail théorique, divisé en deux grandes phases l'optique et la mécanique, nous a permis d'une part de sélectionner et de faire construire des optiques de réduction professionnelles à grands champs image et définition pour la suite de nos travaux, et d'autre part, de définir les exigences mécaniques pour la fabrication des bancs optiques de réduction et de répétition photographiques.

LES CLICHÉS PHOTOGRAPHIQUES OBTENUS — RÉSULTATS

Les caractéristiques obtenues sur les masques fabriqués avec l'appareillage décrit permettent de tester les performances élevées de ce dernier :

- surface utile du masque : 7×7 cm
- diamètre de l'image unitaire : 4 mm
- élément minimal d'image : 2μ
- précision sur le pas : $\pm 0,25 \mu$
- fabrication simultanée de 6 clichés.

Les résultats obtenus sur les masques fabriqués pour l'élaboration des circuits intégrés et des transistors satisfont largement les utilisateurs.

Contrat DGRST
n° 67-00-708



Principal collaborateur :

G. PERES

Laboratoires de
Marcoussis
Centre de Recherches
de la CGE.

Laboratoire ayant exécuté
la recherche :

Section d'Etudes de
Composants Electroni-
ques
Laboratoires de
Marcoussis
Route de Nozay
91-Marcoussis
Tél. 920.82.50.

OPTOÉLECTRONIQUE

ÉTUDE DE DÉTECTEURS PHOTOÉLECTRIQUES INTÉGRABLES, AU SILICIUM

OBJECTIF DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Pour remédier aux insuffisances des photodiodes, on peut réaliser des dispositifs regroupant les fonctions détection et amplification, comme pour les photomultiplicateurs, le principe étant d'utiliser pour l'amplification la multiplication en volume due à l'ionisation par choc dans un semiconducteur.

PROGRAMME DE RECHERCHE

Après une étude approfondie sur le phénomène de claquage par avalanche, nous avons proposé une méthode pour le calcul des facteurs de multiplication et des tensions de claquage des photodiodes. Nous avons mis en œuvre les technologies fines nécessaires à l'obtention de jonctions pn-pin et P π PN sans microplasma de volume et de périphérie, en utilisant des techniques d'anneaux de garde (pn et p π pn).

Nous avons testé les différentes caractéristiques optiques et électriques des photodiodes en avalanche ainsi obtenues.

PRINCIPAUX RÉSULTATS — CONCLUSIONS

La comparaison entre les résultats expérimentaux et les valeurs calculées montre que la méthode élaborée pour le calcul des tensions de claquage donne satisfaction pour les jonctions superficielles. Les hypothèses faites sur le profil de dopage, variation du coefficient d'ionisation, épaisseur effective d'ionisation décrivent donc bien la réalité globale du phénomène. Par contre, la même méthode appliquée aux calculs des facteurs de multiplication montre qu'il faudrait prendre mieux en considération la distribution réelle du champ électrique. Les photodiodes à structure pn sont adaptées pour des rayonnements de longueur d'onde inférieure à 7000 Å, celles à structures pin ou p π pn pour les longueurs d'onde supérieures. C'est sur les structures pn que nous avons obtenu les coefficients de multiplication les plus importants (10^4 à 10^6). Des essais prometteurs ont concerné l'intégration au photodétecteur, soit d'un transistor préamplificateur, soit d'une diode de référence qui, couplée thermiquement au détecteur, permet un asservissement de la tension d'alimentation.

Résumés des résultats obtenus

Contrat DGRST
n° 67-00-861

TECHNOLOGIE

DÉPOSITION DE COUCHES MINCES DIÉLECTRIQUES



OBJECTIF DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Modes de déposition de couches minces diélectriques destinées à la réalisation de condensateurs ou de couches de passivation. Caractéristiques des couches ainsi obtenues.

PROGRAMME DE RECHERCHES

Un grand nombre de composés binaires diélectriques à caractère semiconducteur ou isolant, ont été obtenus en couches minces par un ensemble de procédés dérivés de la pulvérisation cathodique réactive : oxydes, sulfures, nitrures, arséniures, de métaux de transition ont été ainsi déposés.

Deux composés binaires : l'un semiconducteur, l'oxyde de zinc ZnO, l'autre isolant, le nitrure de silicium N_4Si_3 ont été choisis pour étudier l'influence du point de fonctionnement et de la composition du gaz de décharge, sur l'état physique de leurs couches minces. En effet, leurs propriétés physiques tant optiques qu'électriques et leur réactivité chimique sont en étroite corrélation avec leur morphologie (stoechiométrie, état cristallin, orientation de leur structure cristalline).

PRINCIPAUX RÉSULTATS — CONCLUSION

Les recherches entreprises ont eu pour résultat de permettre l'élaboration d'un modèle théorique de pulvérisation cathodique réactive et la définition d'un point de fonctionnement d'une expérience de pulvérisation cathodique. Celui-ci, dans un système comportant deux électrodes, l'une cible, l'autre de recueil, munies chacune d'un anneau de garde à potentiel de référence, est déterminé par : la pression de décharge, la différence de potentiel entre la cible et l'électrode de recueil, les facteurs de modulation des tensions appliquées aux électrodes et le taux de recouvrement diélectrique.

Le second mode de déposition de couches minces diélectriques : décomposition d'alcoolates métalliques dans un plasma de décharge lumineuse, a été utilisé pour l'obtention de couches minces isolantes, cohérentes, homogènes et uniformes, destinées à la réalisation de condensateurs et de couches de passivation. L'approche théorique de ce phénomène a bénéficié de l'étude faite en pulvérisation cathodique réactive mais fait apparaître une certaine parenté avec la décomposition chimique en phase vapeur.

Chef de projet :

M. J. POMPEI

RTC

La Radiotechnique-Compelec

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Laboratoire du Centre Industriel de la RTC
27 - Evreux
Tél. (16) 32.33.10.80.

Contrat DGRST
n° 67-00-932

TECHNOLOGIE

COUCHES MINCES DÉPOSÉES, APPLICATION A LA PASSIVATION DES DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS



ANALYSE DU COMPTE RENDU FINAL

Nous avons entrepris l'étude de la passivation des transistors plans NPN épitaxiaux du type « commande de mémoire ».

Après une étude des défauts enregistrés au cours des essais de durée, nous avons interprété physiquement ces derniers à l'aide du comportement de la caractéristique $\beta = f(V)$ d'une capacité MOS construite dans les mêmes conditions.

Nous avons étudié, toujours à l'aide de capacités MOS, les différents systèmes d'oxydation du silicium, l'évolution de ces structures Si/SiO₂ au cours de recuits, la pollution de ces oxydes par du sodium et la protection de ces oxydes pour les rendre insensibles à notre test au sodium. Parallèlement, nous avons étudié l'évolution d'une structure Si/SiO₂ au cours de l'élaboration physico-chimique du transistor.

RÉSULTATS ET CONCLUSION

L'ensemble de ces études nous a permis de définir une méthode de passivation basée sur le dépôt d'une couche d'oxyde supplémentaire obtenue par décomposition du tétra-éthoxysilane.

Le procédé, s'il n'est pas, à l'heure actuelle, établi à une échelle industrielle, ni exempt de résultats anormaux « au temps 0 », ouvre cependant d'excellentes perspectives puisqu'aucun des dispositifs passivés bons au premier contrôle n'a été trouvé hors norme après 1 000 h de blocage en température. On constate même que le courant de fuite I_{BEX} de ces transistors est 10 fois moindre que celui des transistors équivalents non passivés. L'adjonction d'un anneau de garde, diffusé sur la région du collecteur, a renforcé parallèlement la sécurité de fonctionnement au cours de tests sévères, pour des transistors travaillant à tension élevée.

Principal collaborateur :

M. PINCHON

RTC

La Radiotechnique-Compelec.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Développement Physico-Chimique de la RTC
Route de la Délivrande
14-Caen
Tél. (16) 31.81.62.35.

DOCUMENTATION TECHNIQUE ET COMMUNIQUÉS

PUBLICATIONS TECHNIQUES

BROCHURES ÉDITÉES PAR RTC

Le bureau de liaison « Enseignement et Moyens pédagogique » de RTC - La Radiotechnique - Compélec, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris-11^e, vient d'éditer deux brochures pour le Perfectionnement et l'Enseignement :

La Fabrication du Transistor plan et La Fabrication des Circuits intégrés.

Ces brochures parfaitement claires et abondamment illustrées sont accompagnées de diapositives.

UNE PLAQUETTE T.I.F. POUR LES FIABILISTES

Le Département « Assurance de la Qualité » de TEXAS INSTRUMENTS FRANCE a publié une plaquette de 44 pages dans laquelle un grand nombre d'informations théoriques et pratiques à l'usage des fiabilistes a été rassemblé.

On y trouvera des éléments sur l'échantillonnage, les calculs et la terminologie en fiabilité. Exposés d'une façon claire, illustrés de nombreux exemples, ces éléments seront particulièrement utiles aux ingénieurs qui veulent se familiariser avec la notion de fiabilité.

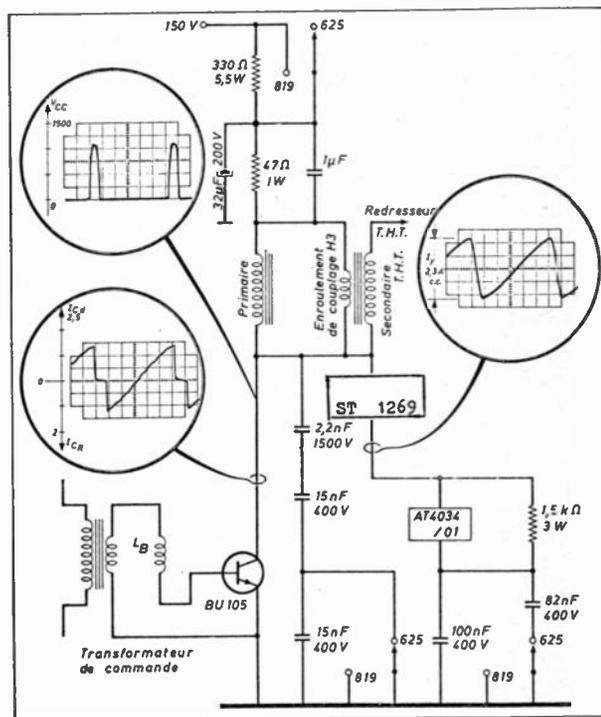
En annexe ont été reproduites des tables d'échantillonnage simples, des courbes d'efficacité, des abaques donnant les limites inférieures et supérieures des intervalles de confiance, toutes données d'usage courant.

Cette plaquette est envoyée sur demande par le Service de Documentation de T.I. France, B.P. 5, 06-Villeneuve-Loubet.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

NOUVEAU TRANSISTOR R.T.C. HAUTE TENSION AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR BALAYAGE DE LIGNES

Le transistor BU 105 de LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC ouvre une voie nouvelle dans la transistorisation des étages de déviation horizontale des téléviseurs. C'est un transistor de puissance NPN au silicium, très haute tension (valeur maximale de $V_{CBOM} = 1500$ V).



Dans le schéma général du balayage de lignes représenté sur la figure, on trouve un déviateur traditionnel ST 1269 (ou ST 1354) noir et blanc (3 mH) et une inductance de linéarité AT 4034/01. Le transformateur de lignes THT a été conçu spécialement pour ce montage.

Dans ce circuit, le BU 105 remplit deux fonctions : d'une part, celle de transistor de balayage de lignes, d'autre part, celle de diode de récupération. Cette dernière fonction est obtenue par la conduction de la jonction collecteur-base.

Le temps de coupure du BU 105 (0,7 μs) permet de réduire la dissipation du collecteur pendant le temps de retour. Cette caractéristique est améliorée en attaquant le transistor à travers une inductance L_b de valeur convenable.

Renseignements : O.E. Service, cercliez le n° 400.

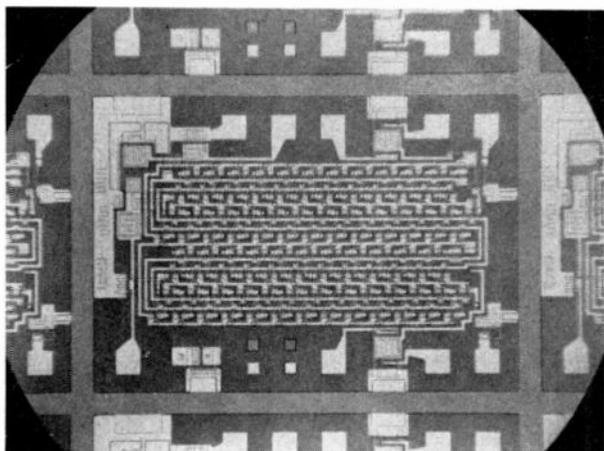
SGS-FAIRCHILD COMMERCIALISE DE NOUVEAUX REGISTRES A DÉCALAGE MOS

● Un registre à décalage dynamique MOS peut commander l'arrivée ou le départ des informations par des signaux d'horloge.

Les registres à décalage dynamique MOS présentent une densité de composants encore supérieure à celle des registres statiques MOS car, pour emmagasiner les informations, on a prévu une capacité MOS de préférence à un flip-flop complet.

Le 3 303 est un double registre à décalage MOS de 25 bits à accès sériel. Il est encapsulé en TO-100 à 10 fils de sortie.

Il fonctionne dans la gamme de fréquence de 10 kHz à 500 kHz et se compose de deux « blocs » en série. Les informations sont mémorisées et commandées par deux lignes communes sur lesquelles arrivent les signaux de report. Les sorties sont effectuées par l'intermédiaire de « buffers » et elles peuvent être connectées soit en inverseuses soit en sources-suiveuses.



● Le registre à décalage/accumulateur dynamique MOS 3 320 de 64 bits comprend jusqu'à 300 composants disposés sur une pastille de $1,5 \times 1,5$ mm. Fonctionnant de 10 kHz à 2 MHz, il incorpore une logique d'entrée supplémentaire pour la commande d'informations non encore mémorisées et le rebouclage des informations déjà mémorisées.

La faible consommation de puissance ($200 \mu\text{W}$ par bit à 2 MHz en valeur typique) et le fonctionnement aux fréquences élevées, sont obtenus grâce à une horloge extérieure à quatre phases, laquelle fournit une énergie suffisante pour supprimer les sources d'alimentation. Comme le registre à décalage est l'une des fonctions les plus couramment utilisées dans les systèmes numériques, ce nouveau dispositif MOS devrait trouver un grand champ d'applications, en particulier comme ligne à retard dans les calculateurs et les systèmes radar et comme mémoire sérielle dans les équipements d'essais, d'affichage et de télémetrie.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 401.

NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS MOS TIF

L'expansion rapide du marché européen notamment en ce qui concerne les circuits intégrés complexes, a conduit TEXAS INSTRUMENTS FRANCE à compléter sa gamme de circuits intégrés MOS avec 6 registres à décalage statique présentés en boîtier métallique 10 sorties :

TMS 1B 3 016 LA, double registre à décalage statique : 16 bits.

TMS 1B 3 021 LA, registre à décalage statique : 21 bits.

TMS 7B 3 000 LA, double registre à décalage statique : 25 bits.

TMS 7B 3 001 LA, double registre à décalage statique : 32 bits.

TMS 7C 3 002 LA, double registre à décalage statique : 50 bits.

TMS 7C 3 003 LA, double registre à décalage statique : 100 bits.

Il est à noter que ces registres à décalage statique (ou registres à décalage dynamique stabilisé) offrent des caractéristiques vitesse/puissance non encore égalées en technologie MOS.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 402.

SOCLE POUR CIRCUITS INTÉGRÉS DUAL IN LINE AMP

Conçus par AMP, ce socle pour circuits intégrés Dual in Line, offre les avantages suivants : interchangeabilité des circuits intégrés (changement de fonction, modification des caractéristiques, etc.), grande facilité d'enfichage, excellente qualité des contacts.

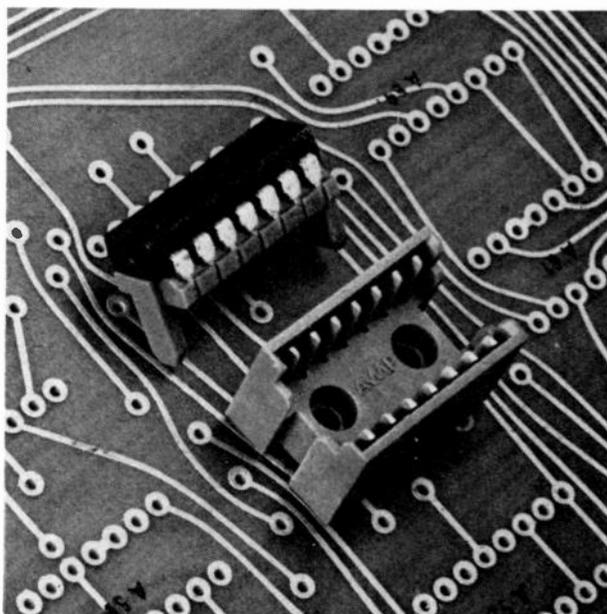
Il est constitué d'un support sur lequel vient se placer le circuit intégré et d'une embase où s'emboîte le support. Le support est muni de crans dans lesquels se glissent les pattes du boîtier du circuit intégré qui s'immobilise en repliant les pattes sous la plaquette. La polarisation de l'ensemble est assurée par deux tenons de largeur différente. L'embase est constituée par un boîtier muni de contacts latéraux. Leur interconnexion aux circuits extérieurs se fait soit par picots à souder sur carte de circuits imprimés, soit par broche pour connexions enroulées.

Le support, équipé de son circuit, est enfiché dans l'embase : les liaisons électriques s'effectuent alors par les contacts latéraux.

Ces socles pour circuits intégrés occupent une surface de $3,5 \text{ cm}^2$: ils sont particulièrement recommandés quand on veut éviter l'emploi de circuits imprimés multicouches.

En utilisant un support légèrement modifié, il est possible d'utiliser ce socle en connecteur pour raccorder les câbles plats multiconducteurs sous film plastique au pas de 2,54 mm (circuits souples).

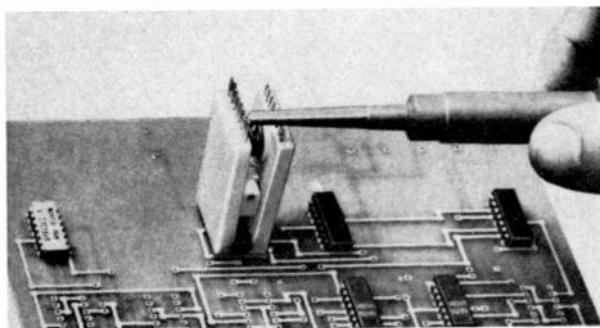
Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 403.



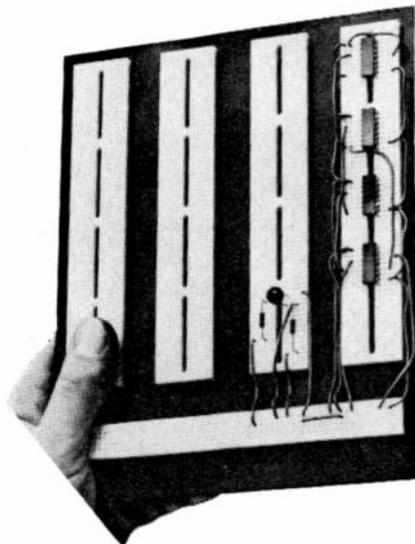
Socle pour circuits intégrés

DIPTTEST ET DIP-CARTE

Le Diptest est un petit accessoire fabriqué par TECHNIQUES et PRODUITS, il est destiné à faciliter le test des circuits intégrés « Dual in line » DIP.



Le « Diptest » pince le circuit intégré sur le circuit imprimé et permet de ramener les différentes broches du circuit intégré à une hauteur de 5 à 6 cm au-dessus du circuit imprimé, ce qui permet de faire des tests extrêmement facilement.



Quant au Dip-Carte, ce sont des panneaux précâblés permettant de faire très rapidement des montages de circuits logiques en employant des circuits intégrés « dual in line ». Les circuits intégrés sont posés sur le « Dip-Carte » et les interconnexions se font automatiquement.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 404.

NOUVEL ATTÉNUATEUR HYPERFRÉQUENCE MINIATURE MERRIMAC

MERRIMAC, représenté par la Société SPETELEC, a mis au point un nouvel atténuateur axial miniature variable et à réglage électronique, le modèle AEM-2-2.2K. Il a une fréquence centrale de 2,2 GHz, mais d'autres versions peuvent être fournies sur demande avec une fréquence centrale de 1 GHz à 3 GHz. La gamme d'atténuation s'étend de 0 à 18 dB ou plus.

Le réglage électronique est particulièrement utile pour le nivelage et contrôle automatique, modulation en amplitude, etc. La miniaturisation a été réalisée en utilisant le procédé « PELLET », breveté par MERRIMAC et déjà utilisé dans les « quadrature hybrids » miniaturisés QHU-2-K de ce constructeur.

Les caractéristiques du modèle AEM-2-2.K sont, entre autres : largeur de bande 10 %, variation de l'atténuation

(pour une polarisation fixe) ± 5 % en dB, perte d'insertion 0,65 dB, impédance HF 50 Ω , TOS 1,5/1, courant de commande de 0 à 0,5 mA, signal d'entrée maximal 15 dBm.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 405.

NOUVEAUX OSCILLATEURS A DIODES A AVALANCHE

SPERRY MICROWAVE, représenté en France par COMSATEC, commercialise des oscillateurs à diode à avalanche ultra-miniatures (dénomination ATTO) destinés à remplacer les klystrons.

Ces oscillateurs, d'un poids de 11 g, occupent un volume d'environ 1 cm³ et délivrent une puissance minimale de 100 mW CW dans la bande : 5 GHz à 10,5 GHz.



Pour des applications telles que dans les radars Döppler par exemple, ces sources peuvent être stabilisées en fréquence par injection d'une source à faible niveau ultra-stable.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 406.

PROGRÈS DANS LES JONCTIONS PAR THERMO-COMPRESSIION

Un nouvel appareil britannique présenterait un progrès considérable dans le domaine du soudage par thermo-compression ; il offre de nombreux avantages tant pour la qualité des soudures que pour le nombre de métaux utilisables.

Il permet en particulier d'obtenir des raccords solides entre conducteurs et tampons d'aluminium des transistors et appareils analogues, sans parler des soudures courantes or sur or et or sur aluminium par exemple.

Le système emploie un outil spécial de type original qui donne naissance à un écoulement latéral de métal pendant la formation du joint ; la précision des mouvements est extrême. Un autre avantage est qu'on peut pré-régler l'avance et la durée d'action de l'outil, ce qui supprime les tâtonnements de l'opérateur et permet de vérifier sur place la résistance mécanique de la jonction sous l'action d'une force pré-déterminée, aussitôt après la formation du joint.

Il est possible, en cas de besoin, d'entourer les pièces à souder d'un gaz inerte chauffé ; un écran de gaz froid supprime l'effet de buée produit par la convection du gaz quand on regarde l'opération à travers un microscope stéréo à longueur focale variable.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 407.

NOUVELLE GAMME DE LIQUIDES INERTES FLUORÉS « 3M »

« 3M », spécialiste des produits chimiques fluorés, présente une nouvelle gamme de liquides inertes fluorés per-

mettant un contrôle plus rapide et plus précis des composants électroniques tels que transistors, micro-circuits et composants encapsulés.

Ils constituent l'environnement idéal pour un contrôle non destructif et un maintien précis des conditions de température.

Ils sont parfaitement inertes et ont une conductivité et une stabilité thermiques remarquables permettant d'atteindre plus rapidement les températures de tests et de travailler dans un très large intervalle de températures (-50°C à $+175^{\circ}\text{C}$) sans risque de décomposition.

Par ailleurs, leur très faible tension superficielle (de l'ordre de 15 dynes/cm) permet d'éviter toute trace résiduelle après immersion et de supprimer tout nettoyage ou séchage.

En outre, leur résistance diélectrique élevée, de l'ordre de 500 V/mil assure une parfaite sécurité lors de la mise sous tension des composants, en évitant notamment tout risque d'amorçage d'arc.

Du fait de leur inertie chimique, ils protègent les composants contre toute altération provoquée par l'humidité et permettent d'effectuer les tests sur ligne de fabrication, sans précautions particulières puisqu'ils ne sont ni toxiques, ni inflammables.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 408.

NOUVEAUTÉS SCHNEIDER RT

En plus du Fréquence-mètre de Tableau FT 100 qui possède le même habillage que le voltmètre VT 100 et est conçu pour les mesures fréquences-métriques et tachymétriques industrielles avec des possibilités étendues :

— en fréquences-mètre, de 999,9 Hz à 99,99 kHz,

— en tachymètre, jusque 9999 tr/mn à l'aide d'un capteur 60 ou 100 impulsions/tour, la base de temps étant obtenue à partir du réseau 50 ou 60 Hz.

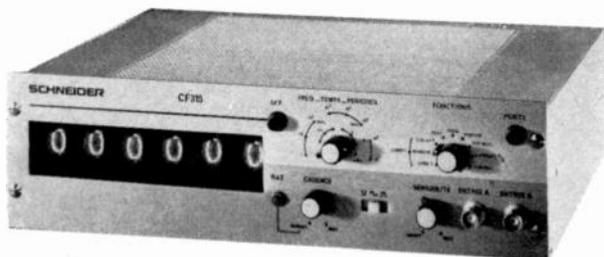
SCHNEIDER RADIO TÉLÉVISION présente son Fréquences-mètre Compteur CF 315 principalement destiné à l'exportation qui est une refonte du modèle CF 115 C, de l'an dernier, mais il procure certaines facilités supplémentaires par rapport à son devancier et s'inscrit dans la ligne esthétique des voltmètres numériques 454 et 654 présentés antérieurement.

La construction fait très largement appel aux circuits intégrés de la série DTL.

Six tubes d'affichage permettent la visualisation complète des différentes gammes pendant une période réglable de 0,1 à 10 s. Dépassement de capacité du compteur et temps d'ouverture de porte sont signalés par un voyant. La base de temps incorporée possède une stabilité de $\pm 1.10^{-6}$ entre 10 et 40 $^{\circ}\text{C}$. Une base de temps extérieure, peut également être appliquée. La mise à zéro manuelle, automatique ou extérieure du compteur, l'ordre automatique ou extérieur d'ouverture de la porte et le signal de fin de comptage facilitent son insertion dans un ensemble de centralisation de données. Les sorties codées BCD 1248 sont destinées à une transcription sur enregistreur.

Ses principales caractéristiques sont :

— en fréquences-mètre : gamme 5 Hz à 12 MHz (porte-ouverte de 1 μs à 10 s de 10 en 10) :



- en période-mètre : gamme 1 μs à 999 990 s (fréquence comptée 1 MHz à 0,1 Hz) ;
- mesure du phénomène sur 1 ou 10 périodes ;
- en chronomètre : gamme 1 μs à 999 990 s (commandé par contact ou niveau de tension) ;
- en compteur : capacité $2.10^6 - 1$ (avec mémoire marche-arrêt).

La mesure du rapport de deux fréquences est réalisable et la base de temps permet de vérifier le bon fonctionnement du compteur.

MICROVOLT-MÈTRE INTÉGRATEUR DORIC D'UNE SENSIBILITÉ DE 1 μV

Le microvoltmètre intégrateur DORIC DS 100 est un appareil de 5 digits avec un dépassement de l'échelle de 20 %.

- Echelles : de 10 μV à 1 000 V.
- Précision : 0,01 %.
- Vitesse de conversion : 20 lectures par seconde en conservant un taux de réjection très élevé.
- Impédance d'entrée : 1 000 M Ω jusqu'à 10 V.
- Réjection :
Mode Commun : 120 dB à toute fréquence avec 100 Ω de déséquilibre.



Mode Série : 40 dB à 50 Hz.

Un grand nombre de tiroirs permet d'équiper l'unité de base ; ainsi cet appareil peut afficher directement les pressions, les contraintes, les couples, les températures etc.

Cet appareil peut évidemment servir comme Voltmètre Digital de grande précision et comme Radiomètre. A ce titre, il constitue l'appareil de base d'un système de centralisation de mesures.

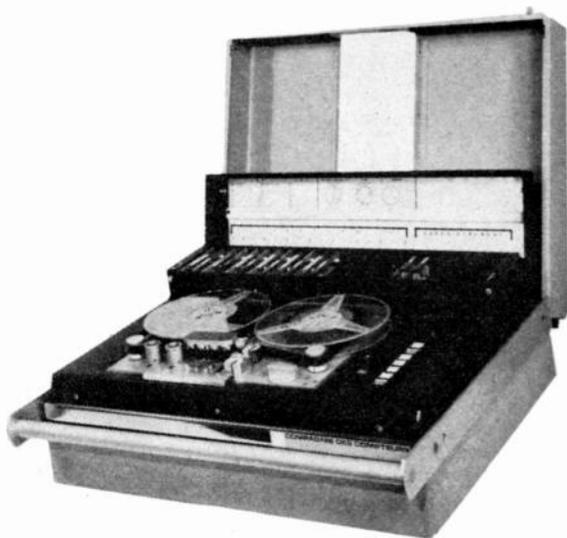
Il est construit entièrement en circuits intégrés, ce qui augmente sa fiabilité et réduit la maintenance. C'est un appareil très robuste, prévu pour un fonctionnement en conditions d'environnement extérieures les plus rigoureuses (température, humidité, chocs et vibrations).

Quoiqu'ayant des dimensions réduites, l'affichage se fait sur tubes Nixie de grande dimension, ce qui permet une bonne visibilité à distance.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 409.

ENREGISTREUR PORTATIF D'INSTRUMENTATION EPI2 DE LA CDC

Cet enregistreur magnétique constitue un outil de travail véritablement portable. Son poids de 20 kg complètement



Enregistreur portable d'instrumentation EPI 2

équipé le rend aisément utilisable dans de nombreuses branches de la recherche et de l'industrie.

Quatre vitesses de défilement commutables électriquement, enregistrement et lecture simultanés sur 7 ou 8 pistes avec une diaphonie très réduite, telles sont ses principales caractéristiques.

Les qualités de la cinématique font que cet appareil permet l'enregistrement avec une large bande passante (de 0 à 10 KHz en modulation de fréquence et jusqu'à 120 KHz en direct).

Une électronique amovible, interchangeable, permet de donner à l'appareil la composition souhaitée parmi un grand choix de circuits standards ou spécialisés tels que les voies tout ou rien (NRZ) ou les voies à très fort isolement d'entrée (2 kV par exemple).

A l'utilisation normale avec bobine s'ajoute maintenant l'emploi d'une cassette à boucle à mise en place rapide (une cassette peut être substituée à une autre en moins de 5 s), particulièrement adapté à l'enregistrement de perturbations ou de signaux aléatoires. Un dispositif de télécommande permet l'arrêt sur le phénomène en choisissant le centrage de celui-ci sur le temps d'enregistrement.

Les applications d'un tel appareil sont nombreuses et variées :

- dans le domaine médical, en neurologie, en cardiologie et en médecine nucléaire en association avec des équipements élaborés d'électronique médicale ;
- dans l'industrie, pour la surveillance de processus industriels continus : laminoirs, chaînes de fabrication de verre et pour les essais de véhicules et engins civils et militaires.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 411.

« LOGITEST » ÉQUIPEMENT D'ESSAI POUR ENSEMBLES LOGIQUES A BASE DE CIRCUITS INTÉGRÉS

LES CIRCUITS INTÉGRÉS sont de plus en plus largement utilisés, dans les automatismes industriels, les calculateurs et les appareils de mesure.

Pour le laboratoire d'étude ou pour l'enseignement, il est nécessaire de pouvoir :

- Contrôler les circuits intégrés, dans leur fonction élémentaire.
- Étudier l'assemblage des circuits intégrés pour obtenir une fonction complexe.

- Contrôler le sous-ensemble complexe ainsi obtenu, lorsqu'il est réalisé sur circuit imprimé, et l'associer éventuellement à un assemblage en cours d'étude.

Il est essentiel de pouvoir faire ces opérations sans souder les connexions des circuits intégrés afin d'éviter toute détérioration de ces éléments dont certains sont encore très coûteux.

Pour répondre à ces besoins, LEANORD, Centre de Recherches Techniques spécialisé dans les études d'ensembles automatiques, a réalisé le « Logitest ». Cet équipement, dans lequel sont incorporés une alimentation, des générateurs d'impulsions, des appareils de contrôle et de visualisation, permet, par *simple enfichage* des circuits intégrés et des circuits imprimés, l'étude rapide et la mise au point *sans soudure* des ensembles les plus complexes.

La conception modulaire du Logitest facilite son adaptation aux besoins résultant, en particulier, de la variété des supports de circuits intégrés et de connecteurs. En outre, sa fiabilité a été particulièrement soignée par un choix judicieux des dispositifs de connexion.

Une notice détaillée est à la disposition de ceux de nos lecteurs qui nous en feraient la demande.

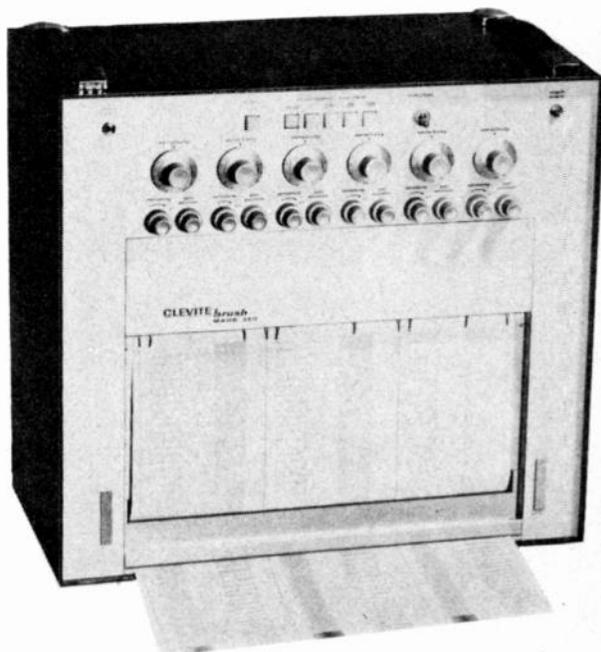
Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 410.

NOUVEL ENREGISTREUR BRUSH A 6 VOIES

Cet enregistreur graphique portable, le Mark 260, récemment introduit sur le marché, ne pèse que 30 kg.

Cet appareil est l'un des plus intéressants parmi les enregistreurs graphiques existant actuellement : il présente les particularités techniques suivantes :

- Inscription par encre sous pression assurant une finesse des traces constante et indépendante de la vitesse de déplacement des plumes.
- 6 voies analogiques de 40 mm et 4 voies de toppage.
- Enregistrement rectiligne, grâce à un système mécanique breveté.
- Asservissement en boucle fermée de la position des plumes aux signaux d'entrée, avec élimination du rebondissement lors de l'enregistrement des fronts raides.



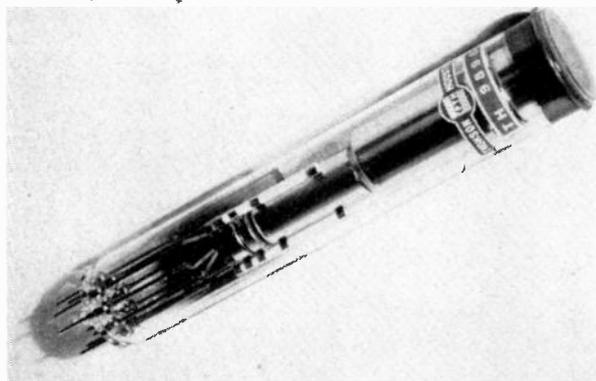
- Ses préamplificateurs incorporés (impédance d'entrée en différentiel : 10 M Ω) permettent d'enregistrer tout signal compris entre 1 mW et 500 V.
- Temps de montée : < 6 ms.

Renseignements : O.E. Service; cerchez le n° 412.

UN NOUVEAU VIDICON POUR L'INFRAROUGE

Un nouveau VIDICON, le TH 9890, sensible dans le domaine infrarouge, vient d'être commercialisé par la Division Tubes Electroniques de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT.

Il ne se distingue des tubes du même type sensibles dans le domaine visible que par la nature de sa couche photoconductrice dont le seuil de sensibilité spectrale se situe largement au-delà de 2 μ (2,4 μ environ) : son diamètre est de 25 mm (1"), sa longueur de 160 mm (6,25"); il est chauffé sous 6,3 V, consomme 150 mA, la haute tension nécessaire est de 300 V environ, la focalisation et la déflection sont électromagnétiques. Il peut ainsi être utilisé dans les caméras de télévision usuelles sans modification mécanique ou de circuit.



Vidicon sensible à l'infrarouge TH 9890

Il procure une image d'excellente qualité dont la résolution minimale est de 400 lignes TV au centre.

Grâce à ce tube, il est donc possible de former l'image du rayonnement propre d'objets chauds dont la température n'est que de 200 °C, ou d'observer des objets situés dans l'obscurité et éclairés en infrarouge.

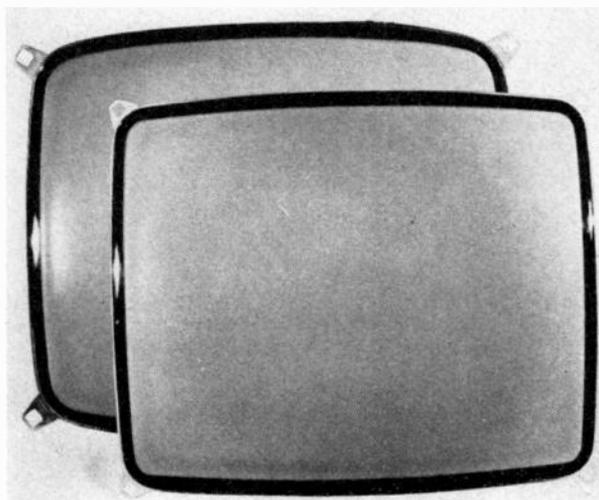
Le Vidicon TH 9890 trouve son utilisation :

- dans le domaine industriel (observation à distance et en pleine lumière de flammes d'hydrogène, de foyers, de lingots, repérage de points chauds, de dislocations des semiconducteurs : Si, Ge);
- dans le domaine scientifique (traitement de l'information en temps réel ou différé, en liaison avec des diodes électroluminescentes à l'arseniure de gallium ou certains lasers);
- dans le domaine médical (observation du fond d'œil sans contraction de la pupille, de cellules, etc).

NOUVEAU CATHOSCOPE MAZDA-BELVU POUR TÉLÉVISION NOIR ET BLANC

Pour la télévision en noir et blanc, MAZDA BELVU met à la disposition des utilisateurs le nouveau cathoscope 110° à écran dégagé, A 61 - 130 W.

Ce modèle, dont l'écran de 61 cm de diagonale est presque un rectangle parfait, vient compléter la gamme des cathoscopes « Super-Rectangulaires ». MAZDA BELVU qui comprenait déjà les types A 44 - 14 W (44 cm de diagonale) et A 50 - 130 W (50 cm de diagonale).



Un écran « super rectangulaire » : celui du cathoscope MAZDA BELVU A61 - 130 W présenté ici devant sont frère aîné A59 - 26 W. Cette photographie met particulièrement en évidence l'évolution de la forme de l'écran.

Son autoprotection est assurée efficacement par une ceinture dégageant largement l'écran vers l'avant, ce qui laisse aux constructeurs la possibilité de choisir entre plusieurs formules de présentation.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 413.

VISIONNEUSE TV-COULEUR SYLVANIA

Lors de la dernière exposition PHOTOKINA, SYLVANIA a présenté la visionneuse TV-Couleur « Television Theatre Scanner », qui groupe en un seul meuble un récepteur de télévision en couleur Sylvania, un convertisseur de diapositives en images TV-couleur et un enregistreur magnétique.

Ce nouvel appareil rend non seulement possible la réception des programmes de télévision habituels, mais permet aussi de voir sur l'écran des diapositives tout en écoutant un commentaire enregistré sur bande magnétique et synchronisé avec la projection.

Le récepteur de télévision-couleur Sylvania avec écran de 58 cm est complété par un changeur automatique de diapositives Kodak « Carrousel » contenant 80 vues; un analyseur à spot mobile « lit » les diapositives tandis que se déroule la bande d'un enregistreur magnétique.

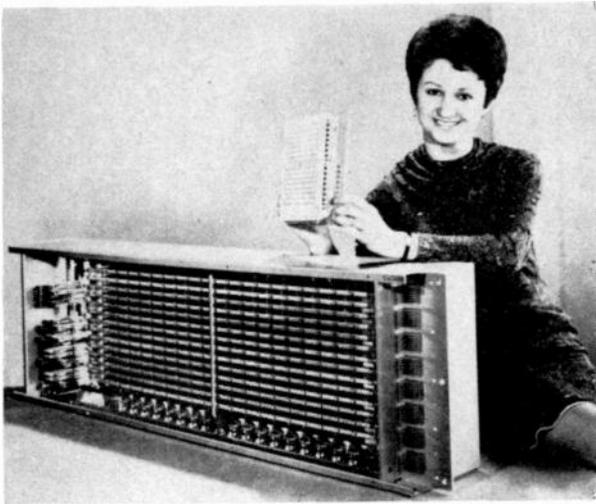
Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 414.

CENTRAL TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE TYPE 10 B CGCT

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques a mis au point un nouveau système de commutation téléphonique électronique qui se caractérise par une conception et une technologie d'avant-garde.

Dans ce système appelé 10 B :

- un seul organe central, le multienregistreur, se charge de l'ensemble des fonctions logiques de l'autocommutateur. Cet organe entièrement électronique est, en fait, l'ordinateur chargé de la gestion du central téléphonique;
- le minisélecteur assure le réseau de parole électromécanique. Il s'agit d'un multisélecteur de type Crossbar miniaturisé (poids et dimensions divisés par 7 par rapport au multisélecteur Pentaconta), de conception modulaire, robuste et fiable, disposant d'une grande vitesse de fonctionnement : 8 ms.



Multisélectionneur 10 B comparé au multisélectionneur Pentaconta

Grâce à son programme enregistré, le système 10 B permet de nombreuses variantes de l'exploitation sans avoir recours à des modifications dans le matériel, en particulier dans le câblage.

Parmi les facultés possibles, citons, à titre indicatif :

- mise en attente sur ligne intérieure occupée, avec rappel automatique, dès libération du demandé (rétro-appel local) ;
- possibilité d'utilisation de postes à clavier de numérotage en remplacement du cadran traditionnel ;
- dispositif de conférence ;
- numérotation abrégée ;
- imputation facile des frais de communication par service utilisateur, etc.

Une notice spéciale est à la disposition de ceux de nos lecteurs qui seraient intéressés par ce nouveau système.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 415.

NOUVELLE SÉRIE D'ENREGISTREURS-REPRODUCTEURS AMPEX

AMPEX CORPORATION a présenté son nouvel Enregistreur/Reproducteur Audio, 16 pistes, lors de la Convention d'automne de la Société des Ingénieurs du Son, à New York City, en octobre 1968.

AMPEX a déjà lancé sur le marché cette année, une nouvelle série d'Enregistreurs-Reproducteurs Audio, destinés aux grands studios d'enregistrement, aux sociétés de télévision et aux sociétés distributrices de films. La nouvelle série MM-1000, entièrement transistorisée, se présente sous trois versions : 8, 16 et 24 pistes.

Les Enregistreurs Audio multi-pistes permettent l'enregistrement séparé d'un ou plusieurs instruments. Chaque piste peut être effacée ou réenregistrée ultérieurement, à volonté. La balance sonore, le mixage puis le re-mixage peuvent ainsi être réalisés par l'Ingénieur du Son après le départ des musiciens, ceci laissant plus de temps à la création artistique pure.

INTERPRÉTATION SIMULTANÉE MINI-PORTABLE

Le développement des relations internationales entraîne de nombreuses réunions entre groupes restreints de délégués de deux ou trois nationalités et la différence de langue est souvent un obstacle à la bonne compréhension mutuelle.

Un équipement simple et facilement transportable « d'interprétation simultanée » qui présente de gros avantages

et procure un gain de temps considérable sur la traduction consécutive était donc recherché. SATI a créé l'ensemble mini-portable répondant à cette demande.

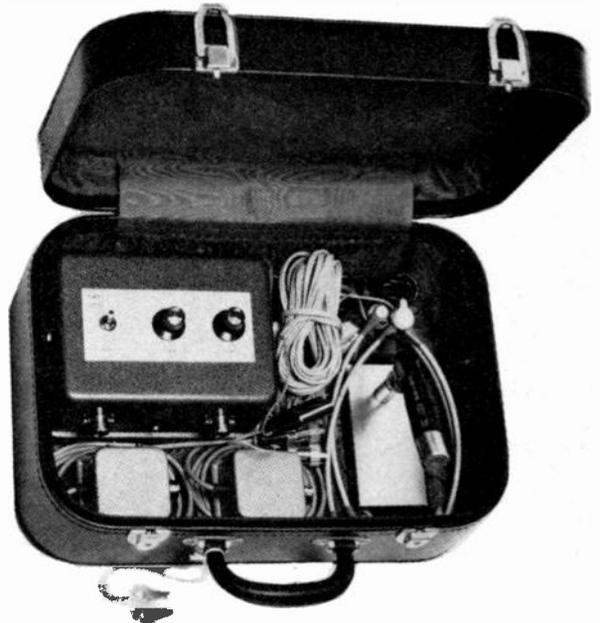
Cet équipement donne la possibilité d'interprétation simultanée en une langue (1 valise) ou deux langues (2 valises) pour des réunions où participent 30 délégués au maximum.

Chaque valise est en cuir synthétique de 40×25×20 cm et pèse 4,500 kg, elle contient les différents composants :

- Un microphone de table avec support et interrupteur dans la poignée
- Un bloc électronique en boîtier métallique groupant un préamplificateur et amplificateur transistorisés, une batterie étanche cadmium nickel, et un chargeur
- Un ou plusieurs cordons prolongateurs avec quatre prises de casques
- De 5 à 30 casques stéthoscopiques ultra-légers avec potentiomètre de réglage individuel de niveau.

L'équipement fonctionne soit en tampon sur secteur alternatif 115-230 V, soit en autonome sur la batterie incorporée, (10 heures de marche).

Renseignements : O.E. service, cercelez le n° 416.

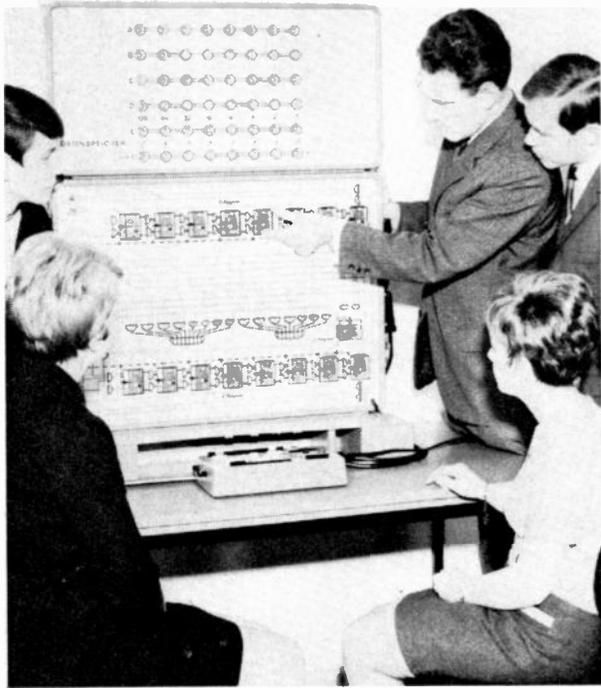


NOUVELLE CALCULATRICE NUMÉRIQUE TELEFUNKEN POUR L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE

La calculatrice numérique portable de démonstration DSR 200, a été spécialement conçue par TELEFUNKEN pour aider les débutants de l'électronique qui veulent apprendre à se servir des équipements de traitement de l'information.

L'étudiant voit en effet — grâce à une visualisation complète — ce qui se passe dans la calculatrice lorsqu'il lui donne des ordres.

Cette calculatrice numérique permet un cours d'initiation complet au travail avec l'ordinateur : opérations de base de l'algèbre binaire — addition — complémentation — mise en mémoire — registre de calcul — registre de glissement. Les circuits de base sont imprimés et indiqués d'une manière claire. Le mode de commande permet de suivre les opérations pas à pas. Le fabricant offre aux utilisateurs un manuel d'initiation établi selon les méthodes de l'enseignement programmé ; il existe aussi un manuel simplifié pour professionnels.



Ce calculateur numérique s'adresse particulièrement aux classes terminales (algèbre binaire) des lycées techniques. Ce nouveau mode d'enseignement sera également intéressant pour les écoles techniques et professionnelles et même pour les universités et grandes écoles. Le corps enseignant de l'armée trouve ici l'outil idéal pour former ses futurs techniciens.

L'appareil se présente sous forme d'une valise en trois parties pliantes permettant un transport facile. La calculatrice numérique TELEFUNKEN DSR 200 est entièrement transistorisée.

Renseignements : O.E. service, cerchez le n° 417.

SUPPORTS MAGNÉTIQUES BASF POUR CALCULATEURS

La « Badische Anilin- und Soda-Fabrik (BASF) » a créé, mis au point et lancé la bande magnétique à couche d'oxydes de fer ; dès 1934, 50 000 mètres furent fabriqués pour une démonstration sonore au Salon de la Radio de Berlin, donnant ainsi à l'invention du danois Weldemar Poulsen (:898) basée sur les variations d'alimentation d'un fil ou d'un ruban d'acier, les moyens du développement immense auquel nous avons assisté.

Le premier concert enregistré sur bande magnétique à couche remonte à 1936.

Les largeurs de bandes du catalogue courant BASF vont de 3,81 mm (magnétophones à cassettes) à 50,8 mm (vidéoscope).

Nous ne nous intéresserons ici qu'aux bandes magnétiques dites « techniques », celles qui sont réservées à l'enregistrement de données (ordinateurs, systèmes de télécommande, de télémesures, etc.).

Dans les bandes « techniques », on distingue celles destinées à l'enregistrement dit « digital » ou « computer », pour calculateurs numériques, et celles destinées à l'enregistrement analogique pour l'instrumentation.

Le support des bandes « techniques » est toujours en polyester car c'est la matière qui supporte le mieux les contraintes thermiques, la largeur la plus courante est de 1 pouce.

La couche magnétique (Fe^3O_3 gamma) est obtenue à partir d'oxyde magnétique Fe^3O_4 et réduction pour avoir ses molécules orientables donc magnétisables. Cette couche, pour les bandes « techniques » de calculateurs, a une épaisseur de 12 microns. Un liant la fait adhérer, un solvant permet l'induction régulière sous forme semi-liquide.

La composition du mélange, la cadence de son agitation, les qualités du vernis, la mise en place des aimants directeurs plaçant les molécules de la « dispersion » d'oxyde en position privilégiée, la vitesse d'entraînement du film dans l'enducteuse et le temps du trajet dans le tunnel de séchage, sont autant de « procédés » tenus secrets.

Toutes les bandes BASF pour emploi technique sont livrées avec « certification » des tests (normes). Toute la surface de la bande a été enregistrée avec des densités d'informations correspondant au type demandé par le client. Si, à la lecture, un « bit » vient à manquer, la machine testrice bloque la bande, et la partie défectueuse est éliminée. La densité d'informations de l'essai est portée sur l'étiquette de la bande qui sort de fabrication, par exemple : 800 bits par inch.

L'homogénéité de la couche est vérifiée par tête magnétique pour toutes les bandes mais un examen préalable par cellules photoélectriques décèle les trous dans la feuille, les surépaisseurs, les manques de couches, ou les poussières.

Les mémoires d'ordinateurs à disques magnétiques permettent une recherche bien plus rapide des données que la bande qu'il faut dérouler. Quatre firmes au monde réalisent ces empilages de disques magnétiques de grand diamètre, les diskspacks : BASF est une des principales.

Cette Société estime que le marché deviendra énorme et qu'en 1970, les ordinateurs auront conquis et bouleversé toutes les industries. Toutes les entreprises, même moyennes, sont concernées au point de vue gestion ; de plus, les orchestrations de travaux de recherches, de statistiques ne peuvent plus se faire sans ordinateurs. BASF cherche à avoir le marché de renouvellement des bandes et des disques, pouvant équiper n'importe quel type d'ordinateur.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 423.

UNE BATTERIE ATOMIQUE MINIATURE

La firme américaine McDONNELL DOUGLAS CORP. a annoncé qu'elle a mis au point une batterie atomique miniature nommée BETACEL. Aussi petite que trois pièces françaises de cinquante centimes, cette batterie a une puissance de 50 microwatts. Signalons qu'il suffit de 100 microwatts pour un régulateur cardiaque. La batterie est constituée de minces plaques de semiconducteurs alternant avec des plaques de radioéléments à base de prométhium 147.

La durée de vie de BETACEL est de cinq ans minimum. La firme américaine a actuellement cinq de ces batteries expérimentales et elle pourrait en commencer la production en série dès l'année prochaine, s'il y a demande.

Les applications de BETACEL peuvent être nombreuses. Elle pourrait actionner de petits instruments de mesure placés dans des régions isolées, servir de source d'énergie dans les ordinateurs, ainsi que dans les satellites.

McDONNELL DOUGLAS CORP. avait déjà annoncé en mars dernier la mise au point d'une autre batterie nucléaire ISOMITE qui a une durée de vie plus longue, mais est plus volumineuse.

CONGRÈS SCIENTIFIQUES

CONFERENCE ON SEMICONDUCTOR DEVICE RESEARCH

Munich, 24 au 27 mars 1969

Cette conférence organisée par la Région 8 de l'IEEE, la Deutsche Physikalische Gesellschaft et le VDE examinera les sujets suivants :

— Effets utilisant des porteurs majoritaires (effet Gunn, diodes ATT, électrons chauds, plasmas);

— Effet de champ et transistors à film mince, y compris problèmes de surface et d'interface;

— Dispositifs de jonction HF (nouveaux systèmes de transistors, diodes-tunnel, diodes Schottky, varactors);

— Dispositifs optoélectroniques (diodes luminescentes, laser et photodiodes, éléments couplés et détecteurs de radiations);

— Dispositifs magnétoélectriques;

— Dispositifs semiconducteurs piézoélectriques, y compris les interactions des phonons;

— Nouvelles technologies et études de circuits intégrés complexes;

— Problèmes posés par les semiconducteurs de puissance (thyristors, phénomènes thermoélectriques, systèmes sensibles).

Les personnes désireuses de présenter une communication de 15 minutes au maximum, en français, en anglais ou en allemand sont priées d'en adresser en 10 exemplaires un résumé de 10 lignes au Dr W. Heywang, 8 München 80 (RFA). Balanstr. 73, avant le 15 décembre 1968.

La décision du Comité de Programme sera portée à la connaissance des conférenciers en janvier 1969.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉINFORMATIQUE

Paris, 24-28 mars 1969

Organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UATI), par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens (SFER), et par l'Association Française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle (AFIRO), le Colloque International sur la Téléinformatique se tiendra à Paris du 24 au 28 mars 1969, à l'occasion du Salon International des Composants Electroniques, dans les salles de l'UNESCO.

Le Colloque a pour but d'étudier les problèmes scientifiques, techniques et économiques que posent la téléinformatique et son développement à un moment où l'utilisation à distance des calculateurs, et leur interconnexion connaissent un grand succès.

Ce sujet recouvre les divers aspects de la construction et de la programmation des calculateurs liés à leur utilisation au sein d'un système de téléinformatique, la transmission et la commutation des données, ainsi que les organes périphériques entrant dans la constitution des terminaux.

Les auteurs de communications doivent se faire connaître avant le 1^{er} janvier 1969 au secrétariat du Colloque International sur la Téléinformatique, 16, rue de Presles, 75-Paris-15^e.

Les droits d'inscription sont fixés à 300 F par personne. Ce prix comprend :

— d'une part, la participation aux travaux (à l'exclusion de certaines manifestations annexes qui font l'objet d'inscriptions particulières).

— d'autre part, la fourniture aux Congressistes :

- avant le Colloque, des résumés des conférences en français et en anglais,

pendant ou après le Colloque, des textes complets des communications qui auront été fournies par leurs auteurs, dans leur langue d'origine.

CONFERENCE ON LASERS AND OPTO-ELECTRONICS

Southampton 25-27 mars 1969

L'Institution of Electronic and Radio Engineers, l'IEE, la section britannique et irlandaise de l'IEEE, l'Institut of

Physics et la Physical Society organisent à l'Université de Southampton du 25 au 27 mars 1969 une conférence sur les lasers et l'optoélectronique qui a pour but d'examiner les progrès considérables réalisés dans ces domaines durant les dernières années.

Le Comité d'organisation fait appel aux spécialistes, sans distinction de nationalité pour avoir des conférenciers sur les sujets suivants :

Lasers. — Développements récents de la théorie des lasers; lasers à gaz, à état solide, liquide et semiconducteur;

Optique non linéaire et modulation optique — génération harmonique, dispositifs paramétriques optiques, matériels électro-optiques. Déviation de rayons et systèmes d'exploration.

Opto-électronique. — Communications optiques dans l'espace, dans l'atmosphère, systèmes guidés, fibres optiques. Systèmes et techniques de modulation et de détection - Bruit - Filtrage spatial pour le traitement du signal, filtres accordés, etc. Applications aux ordinateurs, éléments de logique optiques, mémoires optiques. Systèmes d'information optiques. Systèmes de repérage optique et radar. Holographie.

Les personnes intéressées devront faire parvenir au secrétaire du Comité d'organisation pour la « Conference Lasers and Opto-electronics » IERE, 9, Bedford Square, London WC1, un résumé de 300 à 500 mots, dans les plus courts délais, les manuscrits eux-mêmes devant parvenir avant le 1^{er} janvier 1969 à l'adresse ci-dessus. Le texte des conférences sera publié.

LES TECHNIQUES DE L'ENVIRONNEMENT ET L'HOMME

PROGRÈS RÉCENTS DES SCIENCES DE L'ENVIRONNEMENT

Paris, fin mars - début avril 69

Appel à communications

L'Association pour le Développement des Sciences et Techniques de l'Environnement (ASTE) lance le présent « Appel » pour la présentation de communications aux prochaines Journées Françaises de l'Environnement.

Le monde de la science et de la technique a fait un immense effort théorique et pratique pour la mise au point des matériels dans les « environnements » les plus variés, depuis les climats extrêmes jusqu'à l'ambiance spatiale. Des méthodes et des moyens perfectionnés d'analyse et de simulation de ces environnements et d'analyse des mesures ont été élaborés à cette occasion.

Faire connaître aux biologistes l'expérience acquise dans l'étude des problèmes d'environnement posés par la mise au point des matériels et ouvrir ainsi aux recherches physiologiques des perspectives nouvelles;

Faire connaître aux ingénieurs et techniciens les problèmes de l'expérimentateur physiologique et promouvoir ainsi des applications insoupçonnées des techniques d'analyse et de simulation des environnements;

Tels sont les buts que se proposent d'atteindre les prochaines Journées Françaises de l'Environnement en cherchant à instituer entre les deux catégories de spécialistes un dialogue fructueux.

Les personnes intéressées par le présent appel devront faire parvenir pour le 15 novembre 1968, le titre et un bref résumé de la communication qu'elles se proposeraient de présenter, le texte complet devant être envoyé avant le 5 janvier 1969 à l'Association pour le Développement des Sciences et Techniques de l'Environnement, 12, rue de Presles, Paris-15^e.

AUTOMATIC CONTROL IN SPACE

Toulouse 2-6 mars 1970

Appel à communications

Sur l'invitation de l'Association Française de Cybernétique Economique et Technique (AFCET) et du Conseil d'Administration des Journées d'Electronique de Toulouse (JET), le troisième Symposium sur « Les Applications Spatiales de l'Automatique » se tiendra à Toulouse (France) du 2 au 6 mars 1970.

Suivant les objectifs du premier Symposium à Stavanger et du second à Vienne, les sujets ci-après sont proposés pour des communications :

- 1 — Systèmes spatiaux — Véhicules.
- 2 — Contrôle et commande des trajectoires y compris les opérations de « rendez-vous ».
- 3 — Composants et organes des systèmes spatiaux et calculateurs numériques embarqués.
- 4 — Contrôle et commande de l'environnement.
- 5 — Systèmes sous-marins et souterrains.
- 6 — Navigation spatiale.
- 7 — Aspects biologiques des voyages spatiaux, y compris le contrôle et la commande des fonctions biologiques de l'homme.
- 8 — Problèmes « homme-machine » dans l'espace.
- 9 — Conduite automatique des véhicules à la surface des planètes.

Les auteurs ayant l'intention de présenter une communication sur des sujets tirés du programme général, sont priés d'en envoyer le résumé en cinq exemplaires le 31 mars 1969 au plus tard, le texte ne devant pas comprendre plus de 300 à 600 mots.

Le Comité-Programme procédera à la sélection des communications à retenir, les auteurs seront informés de la décision prise, en juillet 1969.

Le manuscrit prêt pour la publication devra être impérativement envoyé avant le 1^{er} septembre 1969.

Adresses pour l'envoi des résumés : Prof. J. LAGASSE, Laboratoire d'Automatique et de ses Applications Spatiales du CNRS, B.P. 4036, 31-Toulouse-04, France.

EXPOSITIONS

ALCATEL A L'EXPOSITION NAVALE DU BOURGET

« L'Exposition Navale », organisée au Bourget par la Délégation Ministérielle à l'Armement avec le concours des industriels concernés, a été l'occasion, pour ALCATEL, de présenter un aspect peu connu de ses activités : l'étude et la réalisation d'équipement et d'armes destinés à la détection et à la lutte anti sous-marine.

Cette activité, qui remonte à la seconde guerre mondiale, s'est considérablement développée, au point que les matériels de série fabriqués dans les usines d'ALCATEL à Arcueil, Annecy et Grafenstaden équipent aujourd'hui la majeure partie des bâtiments de guerre français et un grand nombre de Marines Etrangères.

ALCATEL a présenté deux types de sonars actifs ou passifs pour sous-marins (DUUA1 et DUUX2), deux types de direction de lancement de torpilles, une maquette de torpille L3, ainsi que des équipements spécialisés (transducteurs, hydrophones, répondeurs et balises) étudiés par ALCATEL et réalisés par une de ses filiales, la Société de Constructions Mécanique A. PONS.

Nous ne parlerons que de deux des matériels présentés :

● Le télémètre acoustique DUUX 2 est un appareil de détection passive destiné aux sous-marins. Il permet à un

sous-marin en plongée de déterminer, tout en gardant une entière discrétion, le gisement et la distance d'un bâtiment de surface ou d'un autre sous-marin se manifestant simplement par des bruits. Cet appareil est remarquable par l'originalité de son principe. Il n'a pas encore d'équivalent dans les autres marines étrangères.

● Les directions de lancement de torpilles sont, en fait, des calculateurs spécialisés qui, après traitement de toutes les données concernant le but, élaborent les paramètres de lancement en fonction du type de torpille choisi, assurent le télé réglage de ces paramètres dans les torpilles, sélectionnent les tubes et déclenchent les mises à feu.

LA COMPAGNIE DES COMPTEURS A L'EXPOSITION NAVALE DU BOURGET

Parmi les matériels et les techniques présentés par la Compagnie des Compteurs à l'exposition navale du Bourget, nous avons remarqué le système de radionavigation RAGEP (Radioguidage d'entrées de ports) destiné à assurer le balisage radioélectrique précis de zones maritimes particulières telles que les chenaux d'entrée et de sortie des ports ou les zones susceptibles d'être minées dans le cas d'opérations de chasse ou de dragage de mines.

Ce système, élaboré à partir des procédés français RANA développés depuis plusieurs années par la Compagnie des Compteurs, est un système hyperbolique à comparaison de phases. Il comprend :

— une infrastructure à terre : des stations d'émission associées deux à deux en « réseaux » rayonnant des ondes entretenues pures et rigoureusement synchronisées en fréquence et en phase. Chaque réseau définit un faisceau d'hyperboles équiphases qui sont des lieux géométriques de position.

— et des équipements de bord comportant :

des récepteurs polyphasemètres, sélectionnant et traitant simultanément les signaux reçus des deux « réseaux » d'émetteurs et affichant en permanence les indications des lieux hyperboliques correspondant à la position,

et des traceurs de route, associés aux récepteurs, enregistrant graphiquement les routes suivies par le navire.

De système RAGEP, qui a fait l'objet d'un important contrat de fabrication passé par la Marine Nationale Française à la Compagnie des Compteurs en 1967, a subi de nombreux essais sous le contrôle des Services Techniques de la Marine et en étroite collaboration avec le Service Central Hydrographique. Les résultats ont été particulièrement satisfaisants et ont démontré les hautes performances des équipements.

PARTICIPATION DE L'ELA AU 70^e CONGRÈS DE CHIRURGIE

L'Electronique Appliquée a présenté au Congrès de Chirurgie, en plus de son chariot de surveillance et de réanimation, un téléfréquence-mètre cardiaque sur lequel nous croyons devoir donner quelques détails.

Le Téléfréquence-mètre cardiaque est un dispositif capable de transmettre à distance, par liaison radio, l'électrocardiogramme d'un sujet.

L'appareil comporte un émetteur et un récepteur :

L'émetteur, de très petit volume (60 × 25 × 55 mm) et de faible poids (210 g) est maintenu sur le sujet par une ceinture formant antenne. Deux petits fils relient l'appareil aux deux électrodes de contact appliquées sur le thorax. Le sujet muni de l'émetteur peut ainsi vaquer à ses occupations sans aucune gêne. L'autonomie de l'émetteur est de 10 heures. Sa portée moyenne est de 200 m en terrain découvert.

Le récepteur est destiné à recevoir des informations issues de l'émetteur. Il transforme les signaux reçus de manière à les faire apparaître sur un oscilloscope. La fréquence cardiaque est affichée directement sur un appareil de lecture, gradué en coups par minute.

Le Téléfréquence-mètre cardiaque est l'instrument attendu par la Médecine du Travail et la Médecine Sportive.

Des études sont actuellement menées pour obtenir d'une part, une plus grande portée de l'émetteur et pour transmettre, d'autre part, par le même moyen, le rythme respiratoire et la température.

Renseignements : O.E. service, cercelez le n° 418.

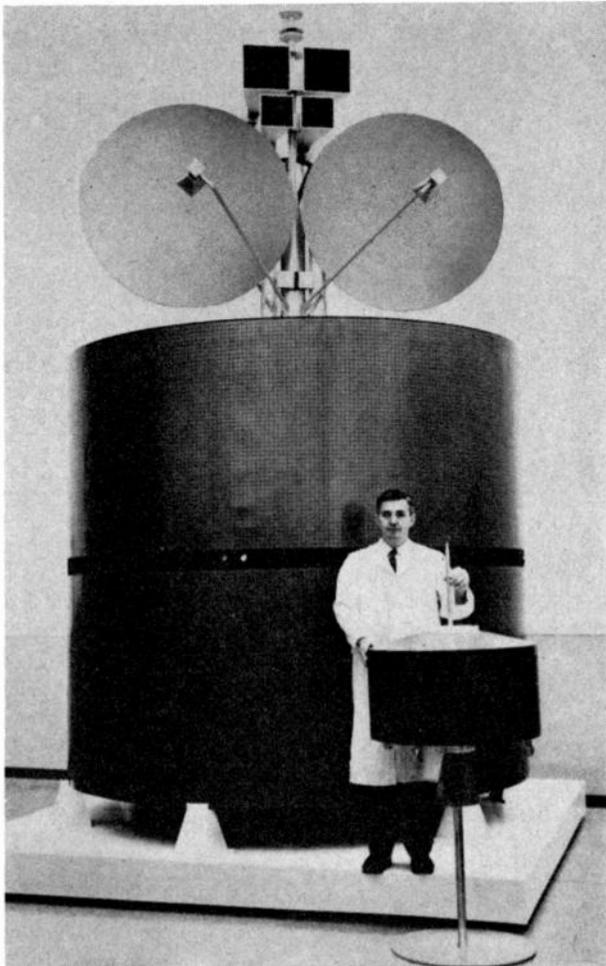
RÉALISATIONS INDUSTRIELLES

PARTICIPATION FRANÇAISE AU PROGRAMME « INTELSAT IV »

L'organisation internationale pour les satellites de télécommunications « INTELSAT », a décidé la réalisation d'une nouvelle génération de satellites (INTELSAT IV) et vient de désigner le consortium choisi pour les construire.

Le contrat pour la fourniture des quatre satellites « INTELSAT IV » implique une participation de 30 % des firmes non-américaines. C'est la première fois que des firmes non-américaines sont appelées à participer d'une façon vraiment significative à un programme « INTELSAT ».

Le chef de file est la société américaine HUGUES AIRCRAFT C°. La France est représentée dans le consortium par le Groupe THOMSON/CSF qui, depuis 1961, consacre d'importants moyens aux techniques mises en œuvres dans les satellites de télécommunications. Sa contribution, qui s'ap-



Satellite de télécommunications du système « INTELSAT IV » qui sera construit par un consortium international comprenant THOMSON/CSF et dont le maître d'œuvre sera la Compagnie américaine HUGUES AIRCRAFT.

pliquera à la conception, à la fabrication, à l'intégration et aux essais de ces satellites, sera l'une des plus importantes dans le groupe des coopérateurs européens.

Les satellites du système « INTELSAT IV », dont la masse sera de 550 kg environ seront capables de relayer simultanément plusieurs milliers de communications téléphoniques et plusieurs programmes de télévision. Le premier d'entre eux doit être mis sur orbite au cours de la seconde moitié de l'année 1970.

La retransmission des signaux reçus de toutes les stations au sol sera assurée par vingt-quatre répéteurs identiques, associés à des antennes très directives pointées vers les régions à desservir. La faible ouverture des pinceaux d'ondes rayonnant vers la terre (4° seulement) permettra d'améliorer considérablement le rendement du système par rapport à celui des générations précédentes (« INTELSAT » I, II et III).

Pour permettre le pointage correct des antennes, la stabilisation de l'attitude du satellite sera réalisée par effet gyroscopique du corps du satellite ; la plateforme portant les répéteurs de télécommunications et les antennes conservera une position fixe par rapport à la terre. La durée de vie prévue pour les satellites « INTELSAT IV » doit être de 7 ans au minimum.

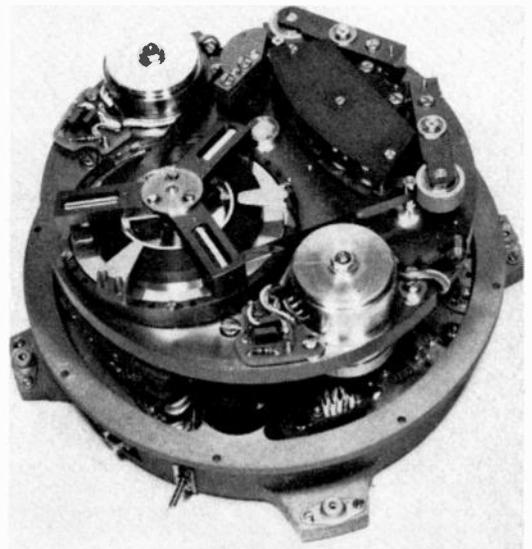
Dès la phase de conception du système, des ingénieurs de THOMSON/CSF s'intégreront aux équipes de HUGUES AIRCRAFT C° à Los Angeles. Ensuite, les répéteurs de télémesure et télécommande de trois des quatre satellites, ainsi que les antennes, seront construits en France dans les usines de THOMSON/CSF. Par ailleurs, la fourniture d'une partie des cellules solaires destinées à ces satellites a été demandée à la Société Anonyme de Télécommunications (SAT).

L'assemblage et l'intégration des satellites n° 3 et 4 seront conduits par des équipes européennes composées d'ingénieurs de THOMSON/CSF, de TELEFUNKEN et de BRITISH AIRCRAFT CORP.

Enfin, les essais d'environnement spatial et les opérations de recette définitive de ces deux satellites doivent être faits dans les nouvelles installations d'essais du CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES à Toulouse qui comporteront la chambre de simulation spatiale la plus importante d'Europe.

NOUVEAU SUCCÈS DU DÉPARTEMENT SPATIAL DE LA SOCIÉTÉ I.E.R.

Après plusieurs jours de vol du satellite ESRO 1, l'ESTEC confirme le fonctionnement correct de l'enregistreur magné-



tique placé à son bord et destiné à stocker les informations des différentes expériences scientifiques.

Cet enregistreur, dont les caractéristiques remarquables sont : une densité de 1200 BPI, une consommation de

I W en enregistrement et un poids inférieur à 300 g, a été entièrement fabriqué et qualifié par la Société IER. Son succès confirme l'importante avance technique prise par IER dans ce domaine.

Un enregistreur de la même génération équipe le satellite ESRO 2 lancé le 17 mai 1968. Après cinq mois de vol orbital, ses caractéristiques sont toujours conformes aux spécifications initiales, ce qui constitue la deuxième performance mondiale de durée en fonctionnement continu (URSS exceptée).

Renseignements : O.E. service, cercelez le n° 419.

STATION DE RÉCEPTION DES SATELLITES MÉTÉOROLOGIQUES RÉALISÉE PAR S.L.E.

La Société Lannionnais d'Électronique a conçu et réalisé, pour le Centre Expérimental du Pacifique, une station de réception des satellites météorologiques du type APT.

Cette station fonctionne depuis le mois de mai 1968, dans l'archipel des Gambiers, à 1 200 km au sud-est de Tahiti. Elle complète celle en service depuis déjà plusieurs années à Tahiti.

Un système de transmission d'images en propagation ionosphérique, également conçu et réalisé par la Société Lannionnais d'Électronique, permet à la station de Tahiti de disposer d'images de couverture nuageuse sur toute l'étendue du champ de tir du Pacifique. Les antennes du système de transmission par voie ionosphérique sont du type Yagi travaillant sur deux fréquences distinctes.

Un autre système de transmission ionosphérique est actuellement en cours de réalisation à la SLE, il sera implanté dans le sud de l'Océan Indien, entre les Îles d'Amsterdam et de la Réunion. Ce nouveau circuit utilisera des antennes à large bande.

Renseignements : O.E. service, cercelez le n° 420.

AMPLIFICATEUR SIEMENS AVEC BANDE PASSANTE DE 500 MHz

L'antenne I de la station terrestre de Raisting (République Fédérale d'Allemagne) vient d'être équipée d'un pré-amplificateur paramétrique Siemens dont la bande passante a la largeur remarquable de 500 MHz. Ce pré-amplificateur remplace le précédent, un maser à solide, les télécommunications par satellites du système Intelsat III nécessitant des largeurs de bande notablement supérieures. Chacun de ces satellites permet la transmission simultanée d'informations entre plusieurs stations terrestres (système à accès multiple). Le premier satellite Intelsat III, lancé en mi-septembre, a assuré la transmission par télévision en couleur des Jeux Olympiques de Mexico.

PREMIER « COMPACT » CGCT A L'ORTF

On vient d'inaugurer à l'ORTF Buttes-Chaumont un central téléphonique PENTACONTA dit *compact*, fabriqué et installé par la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.

Ce central, type « ministères et services publics », d'une capacité de 1 200 lignes, a permis de réaliser une économie de surface de 30 % par rapport à un central *crossbar* classique, grâce à une conception originale de la disposition des équipements montés sur châssis pivotants.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 421.

ÉQUIPEMENT DE LA CLINIQUE UNIVERSITAIRE DE BERLIN

La nouvelle clinique de l'Université Libre de Berlin pourra recevoir 1 430 malades. SIEMENS y a notamment installé un « bétatron » de 42 millions d'électrons-volts,

qui permet de traiter des foyers difficilement accessibles avec des rayons à grande énergie.

Le bétatron délivre au choix des rayons X très durs ou des rayons électroniques à grande énergie, de 6 à 42 millions d'électrons-volts. Une conception rationnelle assure une mobilité inhabituelle de l'appareil, en dépit de son poids d'environ 25 tonnes.

Il est possible de protéger contre toute sollicitation les organes sensibles situés à proximité du foyer, le cône du faisceau de rayons très durs étant délimité avec précision, le rayonnement diffusé est très faible.

Parmi les appareils de radio-diagnostic, il faut particulièrement citer la table Siemens d'examen urologique avec dispositif de télévision à amplificateur de luminance, équipement qui permet l'observation simultanée de l'image par plusieurs médecins.

Siemens a fourni d'autre part toute une série d'appareils de mesure et d'enregistrement pour la surveillance électronique avant, pendant et après les opérations.

Sur le plan de l'équipement général, Siemens a livré un « convoyeur automatique à bacs » pour le transport des médicaments, dossiers, aliments, cassettes radiologiques et produits de nettoyage. Un dispositif à relais commande et contrôle toutes les opérations mécaniques et électriques, de telle sorte que les bacs trouvent automatiquement leur chemin.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 422.

L'AUTOMOBILE SOVIÉTIQUE FAIT APPEL A LA TECHNIQUE FRANÇAISE

La SOGEV, filiale des Groupes THOMSON-BRANDT et PONT-A-MOUSSON, va fournir à l'Union Soviétique une ligne complète de traitement et de métallisation sous vide des réflecteurs de phares d'automobiles.

La cadence de production sera l'une des plus élevées existant actuellement dans le monde, grâce à l'utilisation d'une technique originale de métallisation qui permet une production « en continu », important progrès par rapport à la technique classique des « fournées ».

Ce contrat, obtenu face à une concurrence internationale particulièrement vive, confirme la vocation de la SOGEV dans le domaine des applications du vide et témoigne en même temps de sa volonté de développer ses activités à l'exportation. Rappelons à cet égard que, cette année, la SOGEV a déjà été chargée de la mise en œuvre en Italie d'une installation complète de traitement et de métallisation sous vide des tubes cathodiques destinés aux récepteurs de télévision en couleur.

CARNET DES SOCIÉTÉS

ÉLECTRONIQUE MARCEL DASSAULT

Avec un chiffre d'affaires de 182 millions de francs et un effectif de près de 1 400 personnes — dont 640 ingénieurs et 500 agents techniques — l'Électronique Marcel Dassault constitue actuellement une des premières entreprises d'électronique en France.

En 1954, Marcel Dassault fait appel à un ingénieur de 29 ans, Bertrand Daugny, pour réaliser un radar aussi miniaturisé que possible et participer ainsi à un concours lancé par les services techniques de l'armée de l'air.

Un nouveau département était né au sein de la Société Avions : Bertrand Daugny réussit avec l'aide d'une dizaine de personnes, à mettre au point le radar « Aladin ».

L'année suivante, cette équipe, forte de trente personnes, sort le radar « Aïda » qui est monté sur les Etenards IV de l'Aéronavale.

Dès 1956, le département s'intéresse aux transistors : en

1957, il met au point les premiers postes radio à transistors et, en 1958, une tête chercheuse transistorisée pour l'engin Matra 530 air-air. La même équipe fournit à l'armée de l'air ses premiers appareils de contre-mesure électronique aéroportés qui permettent l'écoute, l'identification des matériels électroniques ennemis et la mise en œuvre de brouillage perturbant leur fonctionnement.

La guerre d'Algérie permit la mise au point du radar « Rasura » qui devient, très vite, le radar classique des armées françaises, allemandes et néerlandaises.

Avec la conception et la réalisation du système électronique de navigation et de bombardement du Mirage IV, l'équipe de Bertrand Daugny s'engage, dès 1960, dans la fabrication de série à l'aide de sous-traitants.

Cette année-là est lancée l'étude de matériels permettant le vol stationnaire automatique des hélicoptères : le dernier en date « L'Alto II », est actuellement fabriqué en série pour le « Super Frelon ».

Des études sur le problème de la pénétration des avions à très basse altitude ont abouti à la réalisation du radar « Antilope » qui permet, aujourd'hui, à un avion d'effectuer un « suivi de terrain » en pilotage automatique, donc de voler en-dessous de la couverture radar de l'ennemi.

En 1963, le département d'électronique des Avions Marcel Dassault devient une Société anonyme indépendante sous le nom d'Electronique Marcel Dassault (EMD).

En 1965, l'EMD prend de nouvelles options. Toujours dans le domaine aéroporté, elle met au point pour le CEV de Bretigny, « Emmanuel », système de traitement des informations qui permet de recueillir en un minimum de temps un maximum d'informations en vol.

L'EMD s'introduit alors sur le marché civil : c'est le passage du calculateur militaire aéroporté au calculateur scientifique civil.

L'EMD crée le 8-48, petit calculateur d'études de laboratoire qui trouve immédiatement sa place sur le marché entre les ordinateurs et les machines électromécaniques quatre opérations.

Cette option va conduire l'EMD à créer, en 1966, une liaison industrie-médecine dans le domaine de l'électronique médicale. De cette collaboration devaient naître des matériels d'électronique médicale pour la « surveillance » des malades en services hospitaliers de médecine ou de chirurgie.

Actuellement, l'EMD poursuit des recherches dans trois directions :

- la recherche pure pour l'assistance circulatoire qui conduit au cœur artificiel (travaux réalisés en collaboration avec une équipe du CNRS et l'hôpital Broussais);
- la recherche concernant les capteurs physiologiques;
- l'informatique médicale.

Plus récemment encore, l'EMD s'est orientée vers de nouvelles productions civiles qui l'on conduit au Télémégascope, appareil permettant la projection sur grand écran et en direct des émissions télévisées ou en circuit fermé. Cet appareil a très vite trouvé des applications dans les milieux hospitaliers et dans l'enseignement.

Par ailleurs, l'EMD a une vocation de « Maîtrise d'Œuvre de Systèmes » dans les domaines militaire et civil qui l'a conduit à développer ses relations avec d'autres Sociétés tant françaises qu'étrangères.

Cette ouverture vers des Sociétés d'électronique du monde entier permet à l'EMD d'être, par des échanges techniques permanents et croisés, au fait des technologies les plus modernes et de faire rayonner la technique française à l'étranger.

Chaque ingénieur de l'EMD peut être conduit, après l'étude et la mise au point d'un matériel, à prendre en charge l'ensemble des problèmes concernant la fabrication en série de ce matériel et même sa commercialisation.

Véritable chef d'entreprise au sein de l'EMD, le responsable du produit sera chargé, en particulier, de contrôler les travaux des sous-traitants auxquels il aura fait appel.

Toute la production de l'EMD, en effet, est sous-traitée à l'extérieur; seuls l'approvisionnement des composants, leur contrôle, l'assemblage final des matériels de série sont effectués dans ses locaux. Cette politique implique un contrôle très rigoureux et l'instauration d'un corps de contrôleurs itinérants. L'EMD conserve ainsi une souplesse de structure qui lui permet d'affronter les changements de cap nécessaires et indispensables dans un domaine aussi évolutif que l'électronique.

Cette souplesse dans les rapports avec les fabricants se retrouve dans l'organisation interne de l'EMD.

La Direction de l'entreprise, en effet, est aidée dans sa tâche par un « Cabinet » composé d'ingénieurs issus des différents départements techniques à qui la Direction Générale souhaite faire acquérir une vue d'ensemble des activités de l'EMD.

Selon les projets en cours, chaque membre de cette « Pépinière » peut être amené à changer de poste et prendre en charge un nouveau problème.

Une telle mobilité des hommes constitue un des éléments caractéristiques de l'EMD, mais aussi une condition indispensable de survie pour une entreprise d'électronique où les problèmes de recyclage des cadres se posent toujours d'une manière aiguë et permanente.

Par ce style de « carrière », l'EMD entretient auprès de ses principaux collaborateurs une agressivité non seulement technique, mais également commerciale, indispensable dans le contexte économique actuel.

ACCORD THOMSON-BRANDT-GENERAL ELECTRIC CRÉATION DE SESCOSEM

Un accord vient d'être signé à New York entre la GENERAL ELECTRIC et la Compagnie THOMSON-BRANDT aux termes duquel cette dernière a racheté à la GENERAL ELECTRIC la part de 49 % qu'elle détenait dans la SOCIÉTÉ EUROPÉENNE DE SEMICONDUCTEURS (SESCO).

Le Groupe THOMSON-BRANDT devient ainsi propriétaire à 100 % de la SESCO dont les activités seront concentrées et rationalisées avec celles de la COSEM, filiale de CSF, dans le cadre « Composants ». La nouvelle société prendra le nom de SESCOSEM.

Le Groupe franco-italien SESCOSEM et MISTRAL (Société italienne dont CSF est actuellement majoritaire) constituera une des plus importantes entreprises de semiconducteurs du continent européen.

NOUVELLES REPRÉSENTATIONS D'ANTARES

A la suite d'accords que la Société ANTARES, Division Electronique, a passés avec divers constructeurs américains, la gamme d'instruments que peut maintenant offrir ANTARES se trouve sensiblement élargie.

ANTARES représente maintenant :

- Datapulse (générateurs d'impulsions et de mots);
- John Fluke Manufacturing Cy (voltmètres différentiels, étalons de tension et de courant, synthétiseurs de fréquence, etc.);
- Non Linear Systems (voltmètres numériques et systèmes d'acquisition de données);
- Texcan (wobulateurs).

Nous rappelons que le Département « Mesure » d'ANTARES représentait déjà Systron Donner, Krohn-Hite, Trygon, Trymetrics, Servo Corporation of America, Pacific Measurements, Tinsley, Airmec, Elgenco, Epsco, ainsi que les tubes EMI et oscilloscopes SEL.

L'ensemble des services d'ANTARES est groupé au 9 de la rue Ernest-Cognacq à 92-Levallois-Perret, immeuble qu'elle partage avec sa maison-sœur, Radio-Equipements, représentant exclusif de RCA en France, depuis plus de trente ans.

